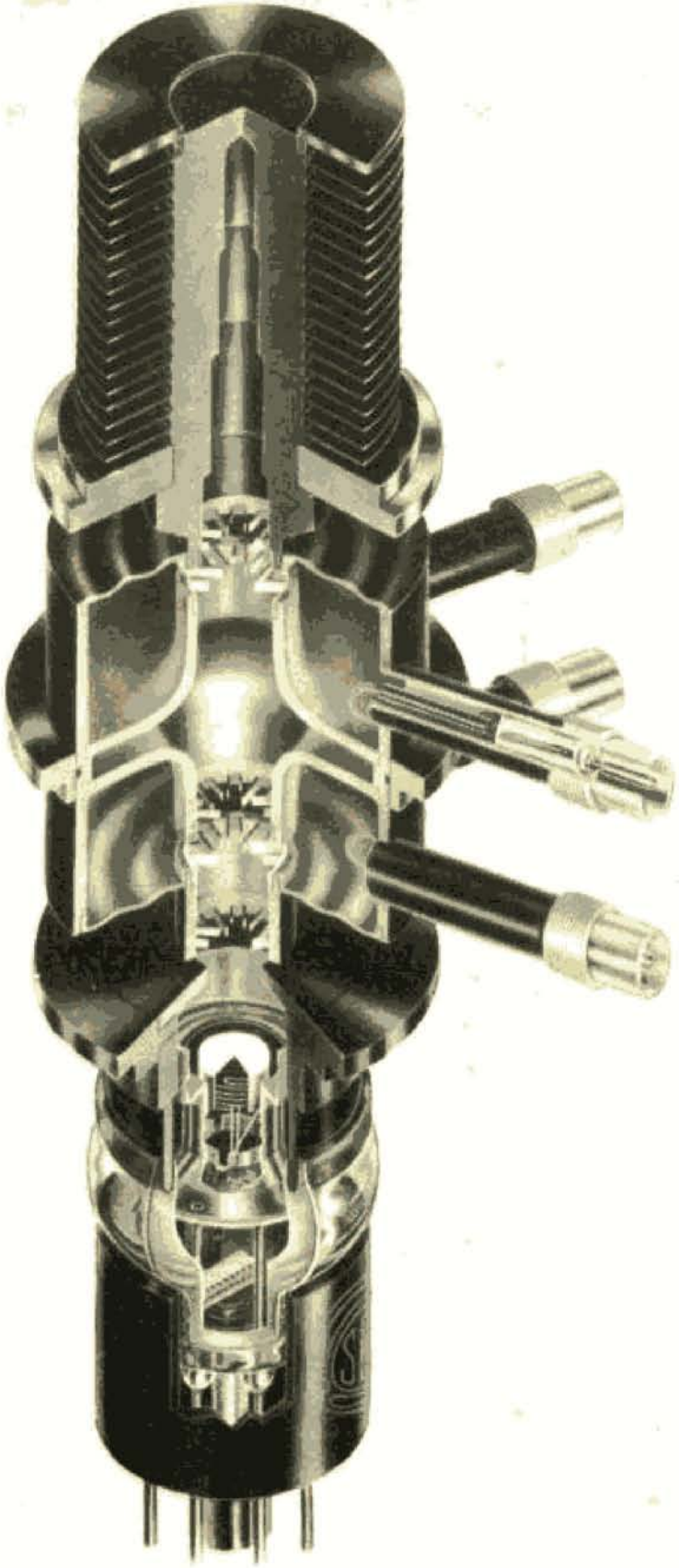
RADIOTECNICA PRATICA



PRINCIPI E CIRCUITI FONDAMENTALI

PROPAGAZIONE E ANTENNE

COSTRUZIONE DI APPARATI RADIO

RADIO HANDBOOK

EDIZIONI C.E.L.I. BOLOGNA

COLLANA TECNICA
diretta dal Prof. Ing. STEFANO BASILE

RADIO HANDBOOK

TRADUZIONE

del Prof. Ing. STEFANO BASILE
del Dott. MARIO SANTORO
del Dott. Ing. MARIO MARIANI

EDIZIONI - C. E. L. I. - BOLOGNA
VIA GANDINO, 1

Proprietà letteraria ed artistica riservata

Titolo originale:

RADIO HANDBOOK

Editors and Engineers - Summerland - California U.S.A.

Stampato in Italia

Tipografia P. Gotti - Bologna

Prefazione

La Casa Editrice C.E.L.I. ha il piacere di presentare la traduzione italiana della XIII Edizione del Radio Handbook.

Questo libro è dedicato specialmente ai radiotecnici, ai radioamatori, agli studenti e a tutti coloro che lavorano nel vastissimo campo della radio.

Il testo americano è stato compilato da valentissimi tecnici e con la collaborazione delle più note Ditte americane di apparati e componenti radio.

Esso può considerarsi suddiviso in tre parti:

nella prima, di uso generale, sono descritti i criteri di progetto e le condizioni di lavoro dei vari organi che costituiscono le apparecchiature radio;

nella seconda parte è descritto un certo numero di apparecchiature, nelle quali trovano applicazione le nozioni trattate nella prima parte e che possono servire di guida per le più svariate realizzazioni pratiche che i tecnici desiderino attuare;

nella terza parte sono riportati i dati tecnici e di impiego dei tubi elettronici, semiconduttori e tubi a raggi catodici finora sviluppati.

Le trattazioni sono svolte in maniera piana e senza notevole impiego di formule matematiche, così da renderne possibile l'assimilazione da parte di persone che, pur non avendo una preparazione matematica, desiderino dedicarsi attivamente al campo della radio.

La Tecnica Radio è in continuo, incessante sviluppo ed è questa una delle ragioni per cui le edizioni originali del Radio Handbook *si susseguono man mano che il progresso tecnico lo richiede. La Casa Editrice C.E.L.I. assicura i suoi lettori che terrà aggiornata questa opera pubblicando, ogniqualvolta uscirà una nuova edizione originale del* Radio

Handbook, *un supplemento a questa edizione italiana che riporti interamente quanto di nuovo è contenuto nella nuova edizione originale. Così facendo, si renderà possibile tenere aggiornata l' edizione italiana del* Radio Handbook *con una spesa modesta.*

La traduzione italiana è stata eseguita con la collaborazione di valenti tecnici che hanno cercato di superare, quanto meglio possibile, le difficoltà causate soprattutto dalla incompletezza della terminologia radiotecnica italiana e dalla mancanza di un vocabolario radiotecnico completo, sul quale basarsi.

Non è improbabile che per tali ragioni questa prima edizione italiana non presenti una buona omogeneità e uniformità di espressione, che si conta di raggiungere nella prossima edizione.

La Casa Editrice C.E.L.I. spera, con questa opera, di contribuire alla formazione di una sempre più valida e numerosa schiera di tecnici, che possano determinare un sempre maggiore sviluppo alla Tecnica Radio in Italia.

Bologna, Marzo del 1957.

GLI EDITORI

Indice

CAPITOLO PRIMO

Introduzione alla Radio

Il campo della radiotecnica è un settore del più vasto campo della tecnica elettronica. Il primo, a sua volta, è ormai tanto sviluppato che viene ulteriormente suddiviso in campi più ristretti, di cui solo quello relativo alle onde corte, ossia alle alte frequenze, è trattato in questo libro. Precisamente il soggetto di questo lavoro concerne le comunicazioni su frequenze comprese fra 1,8 e 450 MHz.

La maggior associazione di persone interessata alle comunicazioni in alta frequenza è quella costituita da oltre centomila dilettanti sparsi in quasi tutti i paesi del mondo. In senso stretto si chiama radiodilettante chiunque si interessi della radio non professionalmente, ma in generale il termine è applicato soltanto ai dilettanti che possiedono un apparato trasmittente ed una licenza governativa.

La maggior parte degli apparati descritti in questo libro sono stati studiati per i radiodilettanti e segnatamente per quelli più preparati. Tuttavia per ogni tipo di apparato ne viene anche descritto uno semplice per studenti o principianti. Le basi di progettazione degli apparati per comunicazioni in a.f. sono naturalmente le stesse a qualunque uso essi siano destinati, sia esso civile, militare, o per dilettanti; la differenza principale risiede nella pratica realizzazione, nelle tolleranze e nei margini di sicurezza prescritti per i componenti.

Col crescere delle difficoltà nelle comunicazioni ad alta frequenza, causate specialmente dall'aumentata utilizzazione dello spettro utilizzabile, è divenuto necessario approfondirsi maggiormente nei principi basilari delle radio-comunicazioni, sia dal punto di vista del progetto dell'apparato e del suo funzionamento, sia da quello della propagazione dei segnali.

Perciò si noterà che questa edizione del « Radio Handbook » è stata dedicata in maggior proporzione ad illustrare i principi di progetto degli apparati ed alla propagazione dei segnali. Ciò è stato fatto in aderenza alle richieste delle scuole e dei corsi del Dipartimento della Difesa degli S.U. d'America, oltre che in seguito alle insistenti richieste dei radiodilettanti.

Il radio - dilettantismo Il radio-dilettantismo è un' attività extra professionale con varie fasi. Tanto forte è il fascino offerto da questo svago che molti tecnici, ingegneri e militari, pur essendo occupati professionalmente nel campo radiotecnico, sono degli appassionati radio-dilettanti. Questi provengono da ogni settore professionale e si moltiplicano in tutte le parti del mondo, ove l'attività dilettantistica è permessa dalle leggi.

I dilettanti hanno reso molti pubblici servigi attuando collegamenti tra zone che erano rimaste isolate da disastri che avevano interrotto tutte le comunicazioni su filo. I radio-dilettanti godono di un superbo primato di eroismo e di utilità esplicati in simili occasioni. Molte spedizioni in zone lontane si sono tenute a contatto con la patria mediante le comunicazioni con le stazioni dei dilettanti su alte frequenze. Il primato dei dilettanti con apparati radio della prima guerra mondiale è stato superato dagli impagabili servigi resi nella seconda guerra mondiale.

Alla fine della guerra, verificatasi nel Pacifico nell'estate del 1945, molte migliaia di ex dilettanti erano in servizio nelle forze armate alleate. Essi operavano nell'esercito, nelle forze navali e da sbarco, presso i guardia-costa, nella marina mercantile, nei servizi civili, negli impianti militari e nell'organizzazione della difesa civile con personale allenato per comunicazioni radio, radar, telefoniche, ottiche, nonchè per l'insegnamento. Anche ora, i dilettanti sono richiamati nelle aumentate forze di difesa, sono tornati agli impianti di difesa, ove la loro abilità è diventata necessaria, e sono stati organizzati in unità per le telecomunicazioni come gruppi complementari alla difesa civile.

Stazioni e licenze per dilettanti Tutte le stazioni trasmittenti negli Stati Uniti d'America, anche se di piccola potenza, devono avere una licenza dal governo federale prima d'entrare in funzione; alcune classi di stazioni devono avere un permesso governativo prima ancora di essere costruite. Ed ogni operatore di stazioni trasmittenti deve avere la licenza di radio-operatore prima di far funzionare una stazione trasmittente. Non è ammessa eccezione alcuna. Leggi simili si applicano praticamente in tutte le maggiori nazioni.

Classi delle licenze per radio-dilettanti Vi sono oggi, negli Stati Uniti d'America, sei classi di licenze autorizzate dalla Commissione Federale delle Comunicazioni (F. C. C.). Queste classi differiscono sotto vari aspetti, che saranno qui esaminati brevemente.

a) *Classe dei dilettanti « extra »* - Questa classe di licenze è ottenibile dal 1952 da parte di qualsiasi cittadino degli S.U.A. che abbia avuto per un periodo di tempo di almeno due anni una licenza di dilettante della FCC, escluse quelle per principianti e per tecnici. L'esame per conseguire la licenza comprende una prova di codice a 20 parole per minuto, le usuali prove sui fondamenti della pratica dilettantistica e sulle norme generali, oltre ad una prova sulla pratica dei dilettanti anziani. Tutti i privilegi di dilettanti sono concessi ai possessori di questa licenza.

b) *Classe superiore* - Questa licenza è ottenibile da chi abbia avuto una licen-

za della FCC per almeno un anno, escluse quelle per principianti e per tecnici. L'esame comprende una prova di codice a 13 parole per minuto, le prove normali sui fondamenti di pratica dilettantistica e sulle norme generali oltre ad una prova di radiotelefonia.

c) *Classe generale* - Questa licenza concede tutti i privilegi di dilettanti ad eccezione di quelli riservati ai detentori della licenza della Classe Superiore, o Extra. Essa può essere ottenuta da tutti superando un esame che comprende una prova di codice a 13 parole per minuto, oltre alle usuali prove sui fondamenti di pratica dilettantistica e di norme generali.

d) *Classe condizionata* - Questa licenza concede gli stessi privilegi della Classe Generale, ma può essere ottenuta solo da chi risiede a più di 200 km. dalla più vicina sede in cui a intervalli di non oltre tre mise vengono tenuti dalla FCC gli esami per la Classe Generale, oppure da chi per una valida ragione non possa presentarsi per l'esame.

e) *Classe dei tecnici* - Questa classe di recente istituzione negli U.S.A. comporta un esame uguale a quello della classe generale con eccezione della prova di codice, la cui velocità è di 5 parole al minuto. I detentori di questa licenza godono di tutti i privilegi autorizzati per dilettanti nelle bande di frequenze superiori a 220 MHz.

f) *Classe dei principianti* - Questa licenza può essere ottenuta da chiunque non abbia avuto ancora una licenza per dilettanti di qualsiasi classe concessa da un ufficio del governo degli U.S.A., sia esso militare o civile. L'esame consiste in una prova di codice a 5 parole per minuto, oltre ad un esame sulle norme ed i regolamenti essenziali per un principiante di trasmissioni, comprendendovi anche una conoscenza delle nozioni elementari della radiotecnica sufficienti ad intendere le suddette norme. La licenza per principiante concede privilegi ristretti, è valida solo per un periodo di un anno (mentre le precedenti classi valgono per cinque anni) e non è rinnovabile.

Il detentore di questa licenza deve limitarsi ad una potenza di alimentazione dello stadio finale non superiore a 75 W, deve usare un controllo di frequenza a cristallo e può usare soltanto i seguenti tipi di emissioni su ristrette gamme di frequenza:

(1) 3700÷3750 kHz – Telegrafia ad onda persistente.
(2) 26,96÷27,23 MHz – Telegrafia ad onda persistente.
(3) 145÷147 MHz – Telegrafia o telefonia utilizzante qualsiasi tipo di emissione autorizzato ad uso dei dilettanti in questa banda di frequenze.

Inizio della preparazione dei radio-dilettanti Chi comincia la preparazione per gli esami di licenza, rileva generalmente che gli schemi, le curve caratteristiche dei tubi e le formule appaiono confuse e difficili da comprendere. Ma dopo un certo periodo di studio il simbolismo degli schemi diventa familiare al pari dei concetti basilari della teoria e del funzionamento, cosicchè l'acquisizione di altre nozioni diventa più facile ed anche appassionante.

Siccome l'apprendere a trasmettere e ricevere correntemente il codice telegrafico richiede parecchio tempo, è bene intercalare gli studi teorici con la pratica

A	•▬	N	▬•	1	•▬▬▬▬
B	▬•••	O	▬▬▬	2	••▬▬▬
C	▬•▬•	P	•▬▬•	3	•••▬▬
D	▬••	Q	▬▬•▬	4	••••▬
E	•	R	•▬•	5	•••••
F	••▬•	S	•••	6	▬••••
G	▬▬•	T	▬	7	▬▬•••
H	••••	U	••▬	8	▬▬▬••
I	••	V	•••▬	9	▬▬▬▬•
J	•▬▬▬	W	•▬▬	Ø	▬▬▬▬▬
K	▬•▬	X	▬••▬		
L	•▬••	Y	▬•▬▬		
M	▬▬	Z	▬▬••		

Ø indica zero ed è scritto così per distinguerlo dalla lettera « O ». Viene spesso trasmesso con una linea lunga (cinque punti).

PUNTO (.)	•▬•▬•▬	Segno di attesa (AS)	•▬•••
Virgola (,)	▬▬••▬▬	Doppio tratto	▬•••▬
Punto interrogativo (?)	••▬▬••	Errore (segno di cancellatura)	••••••••
Virgolette (")	•▬••▬•	Barra di frazione (/)	▬••▬•
Due punti (:)	▬▬▬•••	Fine del messaggio (AR)	•▬•▬•
Punto e virgola (;)	▬•▬•▬•	Fine della trasmissione (SK)	•••▬•▬
Parentesi ( )	▬•▬▬•▬	Segnale intern. di socc. (SOS)	•••▬▬▬•••

Figura 1.
Il Codice Internazionale Morse è usato per tutte le comunicazioni radiotelegrafiche non automatiche. Il codice NON DEVE essere appreso ricordando VISUALMENTE la pagina stampata; esso deve essere imparato ACUSTICAMENTE, essendo un linguaggio « sonoro ».

sull'uso del codice. Molti, ma brevi periodi di esercitazioni pratiche sono più utili di pochi, ma lunghi periodi. Alternando studio e pratica si evita di « instupirsi », giacchè un'attività serve di riposo per l'altra.

Quando si è raggiunta una sufficiente pratica sul codice, si riesce a comprendere la sostanza delle comunicazioni dalle stazioni che trasmettono più lentamente. Molte stazioni trasmettono molto lentamente quando si collegano con altre stazioni a grande distanza. Le stazioni ripetono il loro nominativo varie volte quando chiamano altre stazioni prima che il collegamento sia effettuato, e non occorre avere raggiunto una grande esperienza sul codice per tradurre il loro nominativo e determinarne così la ubicazione.

Il codice Gli aspiranti a qualsiasi classe di operatore dilettante devono saper trasmettere e ricevere il Codice Internazionale Morse. La velocità richiesta in trasmissione e ricezione è di 5, 13 o 20 parole per minuto, a seconda delle varie classi di licenza, con una media di cinque lettere per parola. Le prove di trasmissione e ricezione durano 5 minuti, e si deve eseguire un minuto di trasmissione o di ricezione senza errori, entro l'intervallo di cinque minuti.

Se la prova sul codice fallisce, l'aspirante deve attendere almeno un mese prima di potersi presentare ad un nuovo esame. Circa il 30% degli esaminandi fallisce la prova di codice. Si deve tener presente che il nervosismo e l'eccitazione riducono temporaneamente l'abilità

dell'aspirante. La miglior precauzione contro ciò è di acquistare una velocità un po' maggiore di quella richiesta.

Per ricordare il codice Non vi sono scorciatoie nello studio del codice. Per ricordare l'alfabeto occorrono alcune sere di diligente applicazione, ma per usarlo speditamente si richiede sempre molto tempo; più o meno, naturalmente, a seconda dell'attitudine individuale e della regolarità delle esercitazioni.

Mediamente con circa 70 ore di pratica (con periodi non superiori ai 30 minuti) sono sufficienti per raggiungere una velocità di circa 13 parole al minuto; 120 ore per ottenere 16 parole/min.; 175 ore per 20 parole/minuto.

Siccome la lettura del codice richiede che le lettere siano riconosciute istantaneamente, qualsiasi schema mnemonico che dipenda dall'ordinaria sequenza, come l'imparare separatamente tutte le lettere composte di *linee* (suono lungo = dā) e tutte quelle composte di *punti* (suono corto = *dì*), è assolutamente sconsigliabile. Prima di cominciare con un apparecchio per esercitazioni sul codice è necessario imparare perfettamente a memoria tutto l'alfabeto. È un buon sistema lo studiare soltanto due o tre lettere ogni giorno ed esercitarsi con queste finchè non restino bene impresse. Tutte le lettere che si imparano di giorno in giorno devono essere mentalmente tradotte nel loro suono equivalente tutte le volte che si vedono, sulle insegne, sui giornali, in casa e fuori. Ogni giorno si affrontano due nuove lettere, ripassando nello stesso tempo quelle già apprese.

Si eviti di imparare a memoria con

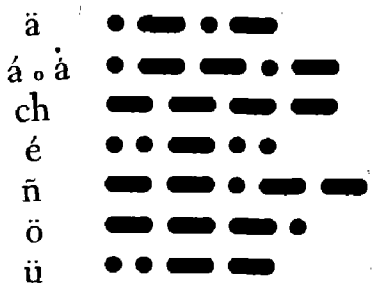


Figura 2.
Questi caratteri del codice sono usati solo in alcune lingue.

la ripetizione monotona. Ci si deve rendere capaci di tradurre in suono immediatamente qualsiasi lettera, senza esitare per pensare alle lettere che precedono o seguono quelle in oggetto. Si deve, ad esempio, conoscere la C indipendentemente dalla sequenza ABC. Occorre saper saltare da una all'altra delle lettere imparate e, quando se ne conoscono a sufficienza per comporre semplici parole, si devono compitare coi suoni lunghi e corti « dì, dā ». È questo un esercizio utile e perciò è bene imparare a memoria prima tutte le vocali e poi le consonanti più comuni.

L'effettiva pratica sul codice deve iniziare solo quando l'intero alfabeto, i numeri, le punteggiature ecc. sono stati imparati con tale sicurezza che possono essere tradotti in suoni « dì, dā » senza la minima esitazione. Non ci si deve preoccupare di altre punteggiature, o segni vari, che per ultima cosa.

Suono, non visione Ogni lettera o simbolo, *deve* essere imparato mediante il suo *suono* e non con l'aspetto visuale dei segni. Il codice è un sistema di comunicazione acustica, come le parole parlate. La lettera A, per esempio, è una combinazione di un suono corto e di uno lungo, come « dì - dā »,

e deve essere ricordato come tale e non quale « punto - linea ».

Pratica Tempo, pazienza e regolarità si richiedono per imparare bene il codice e non si deve sperare di farlo in pochi giorni.

Non si deve far pratica per periodi continuati troppo lunghi; ciò sarebbe più dannoso che utile. Trenta minuti per volta sono il limite massimo.

La mancanza di regolarità nell'esercizio pratico è la causa più comune di scarsi progressi. Una pratica irregolare è poco meglio che nessuna addirittura. Si scrive quello che si è udito; poi lo si dimentica; *non si deve guardare indietro*. Se la mente si sofferma anche per un istante su un segnale su cui si ha dubbio, si perdono alcune lettere successive, essendo distratta l'attenzione da queste.

Benchè vi siano varie macchine automatiche, dischi fonografici, ecc. per far pratica sul codice, la miglior pratica si ottiene scegliendosi un compagno di studio che sia altrettanto interessato ad imparare il codice. Dopo avere entrambi bene appreso l'alfabeto Morse, si comincia a trasmettersi l'un l'altro. Generalmente l'esercizio fatto con tasto e oscillatore, o cicalino, si dimostra più utile di quello condotto con qualsiasi apparecchio automatico. Due di questi apparati funzionanti tra due camere, o fra le rispettive case, saranno sempre preferibili. Si eviti sempre di conversare col collega durante l'esercitazione; se si deve chiedere qualcosa, lo si faccia in codice. Si fa così una pratica più interessante che non confinandosi in un puro esercizio materiale.

Quando i due apprendisti hanno imparato il codice e sono pronti ad iniziare la trasmissione tra di loro per far pratica, è molto utile che si assicurino l'aiuto di un abile operatore per una o due sedute, affinchè possano farsi un'idea di come deve risultare il suono corrispondente ai vari caratteri.

Durante il primo periodo di esercitazioni la velocità deve essere tale da poter eseguire senza sforzo la trascrizione; non ha importanza se la velocità è di sole due o tre parole al minuto. Nel periodo successivo la velocità viene gradualmente aumentata fino al punto in cui quasi tutti i caratteri vengono afferrati con un po' di attenzione. Quando il praticante comincia a funzionare regolarmente a questa nuova velocità, si opera un ulteriore piccolo aumento, così procedendo fino ad una velocità di circa 16 parole per minuto, se lo scopo è di superare l'esame di codice a 13 parole al minuto. Così quando si affronta la prova non si ha la preoccupazione di non superarla per emozione, o per non essere in « buona giornata ».

La velocità non deve essere ulteriormente aumentata finchè lo studente non è riuscito a fare una copia perfetta con facilità per almeno un periodo di cinque minuti.

La frequenza dei successivi aumenti di velocità dipende naturalmente dall'abilità individuale e dall'esercizio. Ogni aumento può provocare un certo disorientamento, ma si deve tener presente che « non si impara senza sacrificio ».

Alcuni dilettanti fanno pratica di comunicazione col codice per radio una o due volte per settimana; si effettua così un ottimo esercizio che richiede, naturalmente, di aver già acquistato o costruito il proprio ricevitore.

Chi abita in centri di grande o media importanza ha molte probabilità di tro-

varsi un'associazione di radiodilettanti che organizzi periodicamente lezioni libere di codice.

Materiale d'esercitazione Inizialmente si trasmetterà un testo semplice tratto da un libro, o da un giornale. Poi si trasmettono parole isolate, o gruppi di lettere e numeri alternati. Maggiori particolari sul metodo per apprendere il codice si possono trovare nei testi specifici per l'insegnamento del codice.

Abilità Quando si ascolta qualcuno che parla, non si pensa come siano scritte le sue parole; ciò si verifica anche quando si legge. Nell'uso del codice, si devono abituare le orecchie a leggere il codice così come a scuola si abituorono gli occhi a leggere i caratteri stampati. Con l'esercizio si acquista abilità e con ciò la velocità. In altri termini, la traduzione mentale del codice deve diventare istintiva e non richiedere uno sforzo di ragionamento: questo contrasta con la velocità, poichè non potreste mai pensare abbastanza rapidamente. Una velocità di 25 parole al minuto, che è comune nelle trasmissioni commerciali, corrisponde a 125 caratteri al minuto, ossia più di due al secondo: ciò non lascia certo il tempo per pensare alla composizione delle lettere del codice.

Formazione perfetta dei caratteri Quando si trasmette con l'apparato per esercitazione al proprio collega, ci si deve concentrare sulla *qualità* della trasmissione e non sulla velocità. Il corrispondente apprezzerà questo e non dovrà imitare l'altro, se esso tende soprattutto ad aumentare la velocità.

Se si vuole acquistare la fama di avere un'eccellente « calligrafia » in trasmissione, si deve ricordare che la sola velocità non è un buon espediente.

L'esatta trasmissione delle lettere e delle spaziature farà un'impressione molto migliore. Fortunatamente, quando si riesce a trasmettere uniformemente ed accuratamente, la velocità di trasmissione aumenta automaticamente. Si ricordi di tendere a controllare con quanta uniformità si può trasmettere e con quale velocità si può ricevere. Tutta l'attenzione deve essere concentrata nell'eseguire segnali nitidi e corretti col tasto manipolatore. La perfetta formazione dei caratteri è la massima esigenza; ogni segnale deve essere eseguito correttamente a costo di ripeterlo cento o mille volte. Raggiunta la perfetta formazione del segnale, cercare di non allontanarsene mai. Se possibile, si cerchi un buon operatore per controllare, anche per breve tempo, la trasmissione e rilevare le pur minime imperfezioni.

Cadenza E' di somma importanza mantenere una spaziatura uniforme nei caratteri e nelle loro combinazioni. La mancanza di uniformità è forse la causa di maggiori inconvenienti nei principianti. Ogni punto, ogni linea ed ogni spazio deve avere l'esatta durata. In altri termini, l'accurata cadenza è assolutamente necessaria per l'intelligibilità, e l'intervallo fra punti e linee è altrettanto importante della lunghezza stessa dei punti e delle linee.

I caratteri vanno cadenzati sulla base del punto. Una linea ha una durata tripla rispetto a quella del punto. Gli intervalli fra le parti di una stessa lettera durano quanto il punto, gli spazi tra let-

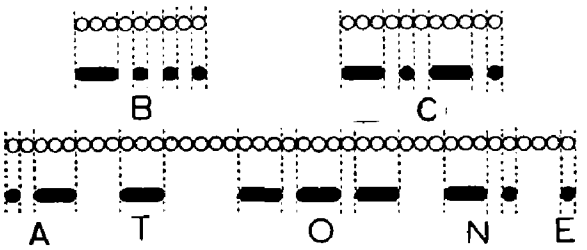


Figura 3.
Prospetto indicativo delle lunghezze delle linee e degli spazi riferiti alla durata del punto. Una linea ha la durata equivalente a tre punti; gli spazi fra le parti di una lettera durano quanto un punto; quelli fra le lettere, tre punti; gli spazi fra le parole, cinque punti. Si noti che un piccolo aumento dello spazio tra due parti di una lettera trasforma questo suono in quello corrispondente a due lettere.

tere equivalgono a tre punti e quelli fra le parole hanno la durata di cinque punti.

La regola per la spaziatura fra lettere e parole non è strettamente osservata quando si trasmette a meno di 10 parole per minuto, per facilitare l'insegnamento del codice e la pratica di ricezione. Ad esempio trasmettendo a 5 parole per minuto, le singole lettere devono avere la stessa durata che si userebbe trasmettendo con 10 parole per minuto, ma gli spazi vengono molto aumentati, per ovvia ragione. La lettera **L**, per esempio, avrà lo stesso ritmo sia a 5 parole per minuto, sia a 10, cosicchè quando il principiante aumenta la velocità sopra le 5 p.p.m. non deve abituarsi con un suono diverso, benchè in realtà si abbia una più rapida combinazione di linee e punti. A maggior velocità egli dovrà imparare ad identificare gli stessi suoni con maggiore rapidità.

Particolare attenzione occorre per le lettere come B (—···). Molti principianti hanno la tendenza a lasciare uno spazio più lungo dopo la linea che non dopo il punto, trasformando così questo suono in quello corrispondente a T, S (—, ···). Similmente occorre assicurarsi di non lasciare troppo spazio dopo il primo punto della lettera C (—·—·) che non fra le altre parti della stessa lettera, altrimenti ne risulta lo stesso suono di N,N (—·, —·).

Trasmissione e ricezione

Una volta che il codice sia stato ben appreso, si può concentrare la propria attenzione per aumentare la velocità di *ricezione*. Se si fa pratica insieme ad un altro principiante per apprendere il codice, entrambi dovranno ricevere e trasmettere alternativamente. Ma non si deve mai tentare di esercitarsi a trasmettere al solo scopo di aumentare la propria velocità di trasmissione.

Quando si trasmette mediante l'apparato d'esercitazione al proprio collega, affinchè egli possa esercitarsi in ricezione, si deve curare soprattutto la qualità della trasmissione e non la velocità. Essendo infatti relativamente facile imparare a trasmettere rapidamente, specie se non si cura particolarmente la qualità, molti operatori che hanno appena conseguito la licenza, trasmettono per radio un mediocre codice a 20 parole per minuto, mentre riescono appena a ricevere un buon codice a 13 p.p.m. Molti anziani ricordano il loro periodo di tirocinio e sono lieti di essere pazienti e comprensivi, se si fa loro sapere di essere principianti. Ma la strada sicura per incorrere nel loro disprezzo è quella di urtarli con la « velocità fulminea » di trasmissione, per poi chieder loro di trasmettere più lentamente quando essi rispondono con la stessa velocità. E' bene mettere in evidenza la propria capacità di trascrivere, ma mai quella di trasmettere. E' evidente che se si cerca di trasmettere più velo-

cemente di quanto non si riesca a ricevere, l'orecchio non può riconoscere gli errori che può fare la mano.

Uso del tasto La fig. 4 mostra la giusta posizione della mano, delle dita e del polso nella manipolazione di un tasto telegrafico. L'avambraccio deve appoggiare naturalmente sul tavolo. E' preferibile che il tasto sia posto abbastanza lontano dallo spigolo della tavola (circa 45 cm), affinchè il gomito venga a trovarsi su di essa. Altrimenti la pressione dello spigolo della tavola sul braccio tenderà ad ostacolare la circolazione del sangue ed a fiaccare i tendini del gomito nel punto in cui sono premuti contro la tavola e, di conseguenza, ad aumentare considerevolmente la stanchezza.

Il pomello del tasto viene stretto leggermente con il pollice lungo lo spigolo; l'indice e il medio posano sul pomello verso lo spigolo frontale ed opposto. La mano si muove con un moto libero su e giù facendo perno sul polso. Lo sforzo deve essere dato interamente dai muscoli del braccio.

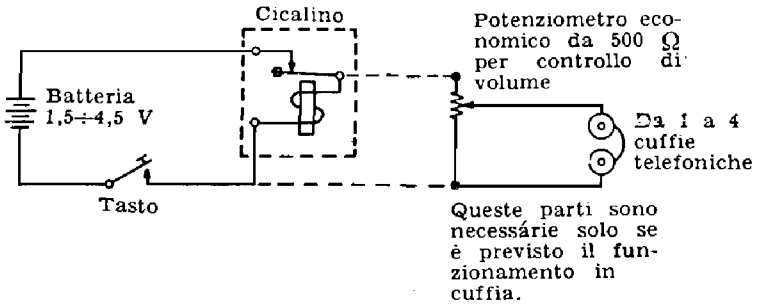
Il medio e l'indice sono leggermente piegati durante la trasmissione, ma non per creare uno sforzo di manipolazione nei muscoli delle dita. I muscoli delle dita devono essere tesi per quel tanto che basta per agire come un « cuscinetto » al moto del braccio, lasciando che il piccolo movimento delle dita segua automaticamente. La molla del tasto viene regolata secondo la persona che lo usa e non deve essere nè troppo dura, nè troppo lasca. Si terrà un pò più tesa all'inizio, per poi allentarla via via che si progredisce. La distanza fra i contatti deve essere proporzionata alla velocità, variando da 1,5 mm per basse velocità fino a 0,7 mm per le velocità maggiori.

Bisogna evitare che i muscoli del braccio, del pollice o delle dita siano tesi; si deve trasmettere con un movimento del braccio libero e sciolto. Si eviti anche il dannoso movimento delle dita oltre a quel leggero effetto di cuscinetto sopra ricordato.

Per imparare il codice si deve usare un normale tasto a mano; nessun altro tipo di tasto è soddisfacente per tale scopo. Finchè non si è completamente imparato a trasmettere e ricevere alla massima velocità a cui si aspira, non si deve usare nessun tipo di tasto automatico, o semi-automatico, quali il Vibroplex, o un tasto elettronico.

Difficoltà Se anche si incontra difficoltà nell'aumentare la velocità di rice-trasmissione del codice dopo aver imparato i caratteri, non vi è ragione di scoraggiarsi. Per alcuni è più difficile che per altri, ma ciò non giustifica l'affermazione che talvolta viene ripetuta che « alcuni non possono assolutamente imparare il codice ». Non è questione d'intelligenza; perciò non ci si deve vergognare se si incontra una difficoltà un po' superiore al normale nell'apprendere il codice. Il tempo di reazione di taluno può essere un po' più lungo, oppure l'attitudine alla coordinazione meno spiccata. Ma in ogni caso « tutti » possono imparare il codice. Vi è chi non potrà imparare a trasmettere, o a ricevere, a 40 parole per minuto, ma chiunque può raggiungere una velocità sufficiente per tutte le applicazioni non commerciali, ed anche per molte di queste, se ha pazienza e se non si scoraggia vedendo che altri sembrano apprendere più rapidamente.

Figura 5.
IL PIU' SEMPLICE APPARECCHIO PER ESERCITAZIONI SUL CODICE CONSISTE IN UN TASTO E IN UN CICALINO
Il cicalino viene regolato in modo da dare una nota continua e nitida. Volendo si possono omettere le cuffie, nel qual caso il cicalino deve essere rigidamente montato su un panello acustico. Si possono usare cuffie a cristallo, magnetiche, o dinamiche. Usando più cuffie esse vanno connesse in parallelo e non in serie.



Quando l'operatore che trasmette va appena un po' troppo in fretta per chi riceve (la miglior velocità per far pratica), questi perderà di tanto in tanto un segnale, o un gruppo di questi. Quando ciò accade, si lascia uno spazio bianco; non si deve perdere tempo inutilmente cercando di ricostruirli; si lascia perdere e si fa attenzione ai segnali successivi, altrimenti se ne perdono altri ancora. Non si deve fare alcuna domanda a chi trasmette, finchè non è finita la trasmissione.

Per evitare la tendenza ad indovinare le lettere e per fare ugual pratica su quelle meno comuni, è bene lasciare il linguaggio corrente ed usare una mescolanza di lettere in cui prevalgono quelle normalmente meno usate.

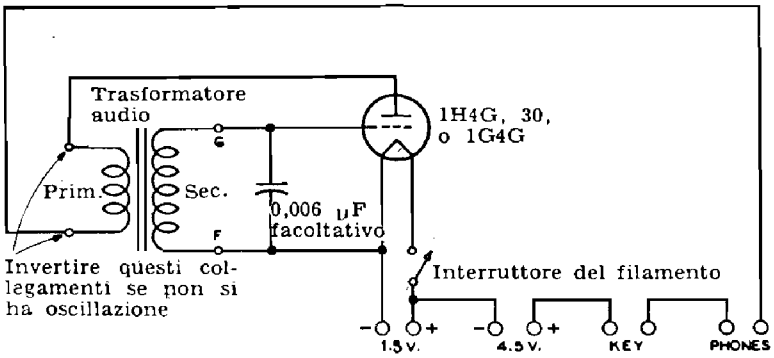
Come già si è ricordato, molti principianti lasciano, nella lettera B, uno spazio più grande dopo la linea che non tra le altre parti della stessa lettera, cosicchè essa ha lo stesso suono di S. T. Uguale inconveniente possono dare le lettere C, F, Q, V, X, Y, e Z. E' perciò bene fare un elenco di parole, o di combinazioni arbitrarie, in cui queste lettere predominino e valersene in trasmissione e ricezione, finchè non resta più alcun dubbio.

Lo stesso procedimento si deve seguire per le lettere che possono essere confuse tra loro dai principianti, come F (..—.) ed L (.—..).

Ci si esercita su di esse finchè non si scrivono sempre correttamente e senza doversi arrestare nemmeno un istante per pensarci.

Se non si riconosce istantaneamente il

Figura 6.
SEMPLICE OSCILLATORE A TRIODO PER ESERCITAZIONI SUL CODICE
L'energia è fornita da una pila a secco e da una batteria da 4,5 V. Omettendo il condensatore da 0,006 μF si ha una nota più alta. La nota può essere troppo bassa anche senza il condensatore, a meno che non si usi un trasformatore audio molto piccolo e di basso costo. Gli auricolari devono essere di tipo magnetico o dinamico, essendo attraversati dalla corrente anodica dell'oscillatore.



suono di ciascun carattere, non si deve credere di aver imparato; si deve ricominciare a ripetere l'alfabeto. Non si deve mai tralasciare di scrivere ogni segnale che si sente, salvo quando la trasmissione è troppo veloce per chi riceve. Si deve cioè scrivere ciò che si sente, ma non ciò che si crede che sia. E' sorprendente come avvenga spesso che una lettera che si è cercato di indovinare, risulti errata.

Copiatura ritardata Tutti i buoni operatori copiano alcune parole con ritardo, e cioè mentre ricevono una parola stanno scrivendo la quarta o quinta parola precedente. Dapprima ciò risulta molto difficile, ma dopo una pratica sufficiente si rileva che ciò è effettivamente più comodo che non trascrivere subito. Si ottiene inoltre una copia più accurata e l'operatore può disporre le maiuscole e la punteggiatura mentre scrive. Non è consigliabile che il principiante provi a far ciò finchè non riesce a trasmettere e ricevere con una velocità di almeno 12 p.p.m.

Si richiede un notevole allenamento per dissociare l'azione del subcosciente dalla volontà cosciente. Può essere utile, per ottenere questa pratica, scrivere due colonne di parole corte; si computa mentalmente la prima parola della prima colonna mentre si scrive la prima parola della seconda colonna. Dapprima ciò risulterà un po' difficile, ma poi si acquista rapidamente una crescente facilità con la pratica. Fatta la stessa cosa con tutte le parole, si ripete invertendo le colonne. Si pronunciano poi ad alta voce le parole di una colonna mentre si scrivono quelle dell'altra e quindi si invertono le colonne.

Dopo che si è riusciti ad eseguire facilmente l'esercizio precedente, si trasmettono col tasto le parole di una colonna mentre si leggono quelle dell'altra. Ciò non sarà facile inizialmente, ma è bene proseguire, se si vuole raggiungere un buon rendimento sul codice. Non si deve cercare di guadagnar tempo; vi è una naturale tendenza a ridurre il distacco e ci si deve abituare a superarla.

In seguito il compagno trasmette una parola rilevandola sia da un elenco, sia da un testo continuo; chi riceve non deve scriverla subito, ma attendere che sia trasmessa un'altra parola; scriverà poi questa quando riceve la terza e così via. Non ci si deve preoccupare di andar troppo adagio, anche se si tratta di due o tre parole al minuto. Occorre saper restare indietro rispetto alla ricezione.

Si dovranno probabilmente effettuare alcune sedute di esercitazioni prima di poter fare ciò con facilità. Dopo che ciò è diventato relativamente facile, ci si esercita a stare indietro due parole, finchè non diventa agevole. Successivamente si passa a tre, quattro e cinque parole. Tanto più ci si abitua a tenere a mente le parole ricevute e tanto più facilmente si potrà stare indietro nello scrivere rispetto alla ricezione. Risulterà più facile copiare dapprima gli argomenti più famigliari ed in seguito quelli meno comuni.

Apparati automatici per codice I due apparecchi per far pratica descritti in questo capitolo sono molto utili quando si ha qualcuno con cui esercitarsi. Le macchine automatiche per codice non sono consigliabili a chi abbia la possibilità di avere un compagno con cui fare pratica, che cioè sia

ugualmente interessato ad imparare il codice.

Se non si riesce a trovare un collega e si è costretti a far pratica da soli, il miglior modo di esercitarsi in ricezione consiste nell'uso di una macchina a zona perforata (macchina per la trasmissione automatica del codice) con alcune zone per esercitazione. oppure si possa usare dischi fonografici appositamente incisi. Questi sono utili solo se si dispone di un fonografo con velocità di rotazione facilmente regolabile. La macchina a zona può essere noleggiata con un ragionevole canone mensile.

Una volta che si sia riusciti a copiare alla velocità di 10 p.p.m., i può anche far pratica di ricezione ascoltando col proprio radioricevitore le stazioni che trasmettono più lentamente. Molti dilettanti trasmettono adagio particolarmente nei collegamenti con stazioni lontane. Quando le condizioni di ricezione sono particolarmente difficili, anche molte stazioni commerciali trasmettono lentamente, ripetendo talvolta ogni parola.

Apparecchi per far pratica di codice

Se non ci si vergogna a farlo, si può ottenere una certa pratica di codice con l'aiuto di un collega trasmettendosi l'un l'altro messaggi a voce (dì-dâ), mentre si va al lavoro, si è a tavola ecc. E' meglio però usare un cicalino, o un oscillatore, con un tasto telegrafico.

Siccome un buon tasto può essere considerato un investimento, è bene acquistarne uno di ottima marca fin dall'inizio.

Indipendentemente dal tipo di apparato d'esercitazione che si usa, occorre avere un tasto che poi servirà anche per manipolare il trasmettitore. Se si acquista un buon tasto per cominciare, non si deve poi acquistarne un altro.

Il tasto deve essere solido ed avere contatti discretamente pesanti. Non solo il tasto durerà di più, ma inoltre esso contribuirà ad ottenere quella trasmissione nitida che è tanto desiderabile nella pratica radio. Gli operatori telegrafici un po' più velocemente. Ma in radio sousano tasti leggeri e possono trasmettere no spesso presenti disturbi di interferenze ed è desiderabile un « punto » più pesante. Usando un tasto duro ci si abitua automaticamente a trasmettere in tal modo.

Per generare un tono che imiti il suono del codice quale si ode in un ricevitore, si può usare sia un cicalino meccanico, sia un oscillatore audio. La figura 5 mostra un semplice dispositivo per esercitazione che usa un cicalino, il quale può essere usato direttamente montandolo su un pannello acustico, oppure può alimentare una o due cuffie telefoniche ad alta impedenza.

Un esempio del tipo di audio-oscillatore per esercitazioni è illustrato nelle fig. 6 e 7. Qualunque tipo di batteria per filamenti può essere usato in questo circuito (fig. 6) per dare una soddisfacente nota per far pratica sul codice.

CAPITOLO SECONDO

Circuiti a corrente continua

Tutta la materia allo stato naturale (escluse le sostanze radioattive prodotte artificialmente) è costituita da 92 *elementi*. Questi elementi possono esistere sia isolati, come ad esempio il ferro, l'ossigeno, il carbonio, il rame, l'alluminio, sia come componenti di una combinazione chimica che prende il nome di *composto*.

La più piccola entità che conserva ancora tutte le caratteristiche di un elemento semplice è l'*atomo*.

Le combinazioni di atomi, della stessa specie o di una specie diversa, (e la scomposizione dei composti) dànno origine ad un'altra unità fondamentale, chiamata *molecola*, che è la più piccola entità di un composto, che conserva tutte le caratteristiche del composto. Tutti gli elementi capaci di reagire allo stato gassoso, hanno molecole costituite da due o più atomi.

Gli elementi che non reagiscono chimicamente, ovvero i gas nobili: elio, neon, cripto, xeno, argo e radon, sono gli unici elementi gassosi che si trovano sempre allo stato stabile monoatomico a temperatura ordinaria.

L'atomo L'atomo è una particella estremamente piccola di materia: ce ne sono addirittura dei bilioni in un granello di polvere.

Per comprendere però la teoria fondamentale dell'elettricità e delle radiazioni elettromagnetiche, è necessario considerare l'atomo nei suoi principali elementi costitutivi, che sono: un *nucleo* carico positivamente ed un certo numero di particelle, cariche negativamente, che gravitano attorno ad esso, descrivendo ad altissima velocità orbite ellittiche. Queste particelle prendono il nome di *elettroni* e sul loro comportamento, quando si liberano dagli atomi, sono fondati i fenomeni essenziali elettromagnetici. Allo stato attuale delle conoscenze possiamo considerare il nucleo dell'atomo costituito da una dozzina di particelle differenti, elettroni nucleari, negatroni, positroni, neutroni, ecc. Lo studio di queste particelle è compito della meccanica quantistica e della fisica atomica. Per il nostro scopo è sufficiente sapere che l'atomo è composto di un nucleo avente una carica positiva, esattamente neutralizzata dalla totale carica

negativa degli elettroni orbitali.

Gli atomi dei vari elementi si differenziano, oltre che per la massa, anche per la carica positiva del nucleo e conseguentemente per il numero di elettroni che gravitano attorno ad esso. Essi costituiscono una serie che va dall'atomo più semplice, quello dell'idrogeno, con un solo elettrone orbitale, all'atomo dell'uranio, il più complesso, con 92 elettroni. Il numero delle cariche positive del nucleo rappresenta il *numero atomico* dell'elemento.

Gli elettroni ruotano attorno al nucleo in un certo ordine: in un elemento di numero atomico elevato essi sono disposti a « strati » concentrici, ognuno dei quali contiene un numero definito di elettroni. I gas rari sono gli unici elementi i cui atomi abbiano gli strati completi di elettroni; gli altri elementi, al contrario, hanno uno o più strati incompleti. Quando lo strato incompleto è quasi vuoto, l'elemento ha carattere *metallico*; nel caso estremo in cui ci sia un solo elettrone nello strato esterno, il carattere metallico è spinto al massimo. Quando invece allo strato incompleto mancano uno o due elettroni, l'elemento è usualmente un *metalloide*. Allorchè manca allo strato incompleto circa la metà degli elettroni, l'elemento presenta caratteristiche di metallo e di metalloide al tempo stesso. Sono esempi il carbonio, il silicio, l'arsenico.

Nei metalli gli elettroni dello strato esterno sono vincolati piuttosto debolmente all'atomo. Di conseguenza c'è un continuo movimento disordinato di questi elettroni ed un continuo spostamento da un atomo all'altro: questi elettroni sono detti « *liberi* » e la loro tendenza a passare da un atomo all'altro rende possibile la *corrente elettrica*. Se gli elettroni liberi sono numerosi e debolmente vincolati, l'elemento è un buon conduttore; in caso contrario, è un cattivo conduttore. Se gli elettroni dello strato esterno sono fortemente vincolati, l'elemento è un isolante (dielettrico o coibente).

2-1 Fondamenti sulla corrente elettrica Unità elettriche e loro relazioni

Corrente elettrica. Differenza di potenziale. Forza elettromotrice

Gli elettroni liberi di un conduttore si dispongono a caso e cambiano continuamente di posizione. Per produrre una corrente di elettroni, cioè un movimento di cariche e quindi una *corrente elettrica,* in un conduttore filiforme bisogna applicare una *differenza di potenziale* (d. d. p.) fra le estremità del conduttore, collegandole ai morsetti o « poli » di un *generatore elettrico*. In uno di questi poli si ha un eccesso di elettroni e tale morsetto si chiama negativo, mentre all'altro morsetto, positivo, si ha un difetto di elettroni. Quando il generatore è collegato col conduttore, gli atomi incompleti del polo positivo attirano gli elettroni liberi del conduttore per neutralizzare la carica che gli atomi stessi possiedono. Questa attrazione si propaga attraverso il conduttore e l'effetto risultante è che gli elettroni in eccesso al polo negativo del generatore sono attirati dagli atomi carichi positivamente del polo positivo.

Esistono tipi diversi di generatori elettrici: 1°) pile voltaiche ed accumulatori; 2°) pile termoelettriche; 3°) celle fotoelettriche; 4°) cristalli piezoelettrici;

5°) generatori elettrostatici; 6°) generatori dinamoelettrici.

In un generatore elettrico si ha trasformazione di energia di altra specie (chimica, termica, luminosa, meccanica) in energia elettrica. La differenza di potenziale fra i morsetti di un generatore in funzione è dovuta alla *forza elettromotrice* (f.e.m.) che si manifesta nel generatore e che determina la presenza delle due cariche di nome opposto nei due poli.

Affinchè esista una differenza di potenziale fra due punti non è però necessario che in essi siano localizzate cariche di segno contrario: possono infatti esserci in ambedue i punti cariche dello stesso segno, ma di diversa entità. Il punto nel quale si ha il minor numero di elettroni si comporta come positivo rispetto all'altro. Collegando i due punti con un conduttore si ha un movimento di elettroni perchè esiste fra i due punti una differenza di potenziale. E' precisamente la differenza di potenziale esistente fra due punti di un conduttore che determina il movimento degli elettroni. Il potenziale di un corpo va sempre espresso come differenza fra il potenziale del corpo e quello di un altro corpo, assunto come potenziale di riferimento. In pratica si assume come potenziale di riferimento o *potenziale zero* il potenziale della terra.

Da quanto precede risulta che se in un conduttore chiuso (circuito) esiste una fem si ha nel conduttore un movimento continuo di elettroni, cioè una corrente elettrica. Non si deve però ritenere che ogni elettrone si sposti da una estremità all'altra del circuito cioè da un polo all'altro del generatore lungo tutto il circuito e nell'interno del generatore. Ogni elettrone libero percorre solo una piccola distanza, dopo di che viene in collisione con un atomo. L'urto strappa all'atomo uno o più elettroni, che a loro volta percorrono un breve tratto, urtano altri atomi, ecc.

L'eccesso di elettroni ad una estremità del circuito e la conseguente mancanza all'altra, che dà origine alla corrente elettrica, sono compensati dal generatore di f.e.m. Quando si toglie il collegamento del circuito col generatore si ritorna allo stato normale: lo scambio di elettroni liberi fra gli atomi esiste ancora, ma non vi è più la tendenza generale al movimento in una data direzione.

Ampére e Coulomb Le unità di misura associate alla corrente elettrica sono due e sono spesso confuse fra loro.

Il flusso di elettricità riferito all'unità di tempo, attraverso una superficie, in particolare attraverso la sezione trasversale di un conduttore filiforme si esprime in *ampere*. La *quantità di elettricità* o *carica elettrica* si esprime in *coulomb*. Un coulomb corrisponde alla carica totale, presa in valore assoluto, di $6{,}28 \times 10^{18}$ elettroni (cioè un elettrone ha la carica di circa $1{,}6 \times 10^{-19}$ coulomb) e se una quantità di elettricità di un coulomb passa in un secondo attraverso la sezione trasversale di un circuito si dice che in quel circuito circola la corrente di un ampere. Viceversa, se in un circuito circola la corrente di un ampere, ciò equivale a dire che attraverso una sezione trasversale di quel circuito passa in ogni secondo una quantità di elettricità espressa da un coulomb.

Risultano pertanto fra le due unità le seguenti relazioni:

TAVOLA DELLE RESISTIVITA'

TAVOLA DELLE RESISTIVITA'		
MATERIALE	RESISTIVITA' ρ IN Ω mm²/m	COEFFICIENTE DI TEMPERATURA α = 10⁻³ X
ACCIAIO	0.10 ÷ 0,25	4,5 ÷ 5
ALLUMINIO	0.027 ÷ 0028	4
ARGENTANA	0.35 ÷ 0,41	0.07
ARGENTO	0.016	3.8
COSTANTANA	0.5	0.0
GHISA	0.6 ÷ 1.6	—
GRAFITE	4 - 20	—
MERCURIO	0, 958	0.89
MOLIBDENO	0.057	3.3
NICHEL	0.072	6
NICHELCROMO	0.9 ÷ 1.04	0.11 ÷ 0.19
ORO	0.023	3.4 ÷ 3.8
PIOMBO	0,22	4
RAME	0.017	3.9
TUNGSTENO	0.055	4.5

un ampere equivale ad un coulomb/sec.
un coulomb equivale ad un ampere x sec.

In altri termini, il *coulomb è l'unità di quantità di elettricità; l'ampere l'unita di intensità di corrente.*

Si usa ancora dire, secondo una vecchia convenzione, che la corrente elettrica è costituita da un movimento di cariche positive lungo il circuito, dal polo positivo a quello negativo. E' ormai stabilito invece che in un conduttore metallico la corrente è costituita da un flusso di elettroni diretto dal polo negativo del generatore verso il polo positivo. Ciò risulta immediatamente da quanto precede. Diversamente si comportano i conduttori gassosi ed elettrolitici, nei quali si ha un flusso di ioni positivi verso il catodo (elettrodo negativo), in senso opposto cioè a quello del moto degli elettroni in un conduttore metallico, insieme con un flusso di ioni negativi verso l'anodo (elettrodo positivo). (*Ione* è un atomo o una molecola a cui mancano o nel quale sono in eccesso uno o più elettroni). In radiotecnica le locuzioni « flusso elettronico » e « corrente » sono divenuti sinonimi; però l'antica terminologia è ancora in vigore nel campo dell'elettricità industriale. Ad evitare confusione, è prudente riferirsi al senso del flusso elettronico anzichè al senso convenzionale della corrente.

Resistenza In un dato materiale, a parità di ogni altra condizione, l'intensità della corrente dipende dalla facilità con cui gli elettroni possono staccarsi dagli atomi e dalla struttura molecolare del corpo. In altri termini, quanto maggiore sarà il numero degli elettroni liberi, quanto più grande la facilità con cui essi possono staccarsi dagli atomi e quanto minore il numero delle collisioni tra gli elettroni liberi e gli atomi, tanto maggiore sarà l'intensità della corrente.

La resistenza che gli elettroni incontrano nel loro moto lungo un conduttore si chiama *resistenza elettrica* di un conduttore e si esprime in *ohm*.

La resistenza di un conduttore di una determinata sostanza è direttamente proporzionale alla lunghezza del conduttore ed inversamente proporzionale alla sua sezione trasversale; essa dipende inoltre dalla sostanza di cui è costituito il conduttore stesso e dalla temperatura. Questa dipendenza è espressa mediante un coefficiente fisico, che si chiama *resistività* o *resistenza specifica* e che è caratteristico di ogni sostanza e varia con la temperatura.

La resistenza di un conduttore si esprime quindi mediante la seguente relazione:

(1) $$R = \varrho \frac{l}{S}$$

in cui

R=resistenza del conduttore;

l=lunghezza del conduttore;

S=sezione trasversale del conduttore;

ϱ=resistività.

La resistività di una data sostanza ad una certa temperatura rappresenta pertanto la resistenza di un conduttore costituito della sostanza data, di lunghezza e sezione unitarie, alla data temperatura.

Se si esprimono le lunghezze in metri e le sezioni in metri quadrati, la resistività risulta espressa in *ohm* x m^2/m= =*ohm* x *m*.

Analogamente, se la lunghezza e la sezione si esprimono rispettivamente in cm ed in in cm^2, la resistività risulta espressa in *ohm* x *cm*. Spesso si esprime la lunghezza in m e la sezione in mm^2; la resistività risulta allora espressa in *ohm* x mm^2/m.

La resistività, e quindi anche la resistenza, dipende, come si è già detto, dalla temperatura; per la maggior parte delle sostanze (come i metalli) essa aumenta con l'aumentare della temperatura, poichè aumenta la velocità degli elettroni e di conseguenza il numero di collisioni tra questi e gli atomi. Al contrario, nel caso di alcune sostanze, come il carbonio ed il vetro, la resistenza diminuisce quando la temperatura aumenta. Questo vale anche per gli elettroliti. La temperatura può essere aumentata o dal calore fornito da una sorgente esterna o per effetto della corrente che attraversa il conduttore; nel secondo caso il calore è prodotto nell'urto fra elettroni ed atomi (vedi effetto calorifico).

La dipendenza della resistività della temperatura è espressa dalla relazione:

(2) $$\varrho_t = \varrho_o (1 + \alpha t),$$

in cui

ϱ_t=resistività a temperatura t in gradi centigradi;

ϱ_o=resistività a temperatura 0° centigradi;

α=*coefficiente di temperatura.*

Il coefficiente di temperatura è la variazione relativa della resistività rispetto a quella a zero gradi, per un grado di variazione di temperatura. Si ha infatti dalla espressione precedente:

— Variazione assoluta per t gradi

$$\varrho_t - \varrho_o = \varrho_o \alpha t$$

— Variazione assoluta per 1 grado

$$\frac{\varrho_t - \varrho_o}{t} = \varrho_o \alpha$$

— Variazione relativa per 1 grado

$$\frac{\varrho_t - \varrho_o}{\varrho_o t} = \alpha = \text{coefficiente di temperatura.}$$

Il coefficiente di temperatura, positivo per i metalli, vale per il rame, alla temperatura di zero gradi centigradi, $\frac{1}{234,5}$.

Per il carbone, il vetro e gli elettroliti il coefficiente di temperatura è negativo.

Conduttori e isolanti Nella struttura molecolare di alcune sostanze, come il vetro, la porcellana e la mica, tutti gli elettroni sono fortemente vincolati sulle loro orbite e di conseguenza è esiguo il numero degli eletroni liberi. Tali sostanze sono comunemente conosciute col nome di *isolanti* o *dielettrici*. Esse presentano una elevata resistenza elettrica.

Le sostanze aventi molti elettroni liberi sono dette *conduttori*. La maggior

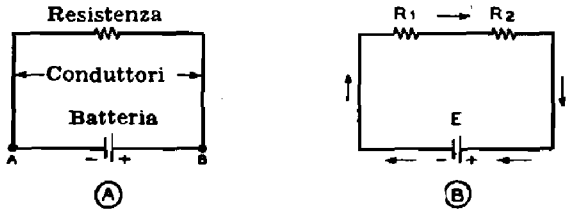


Figura 1.
La Fig. 1-A rappresenta un semplice collegamento in serie di una batteria con una resistenza. Nella fig. 1-B, le resistenze collegate in serie con la batteria sono due. La freccia indica il verso del flusso di elettroni.

parte dei metalli, elementi che hanno uno o due elettroni sulla orbita esterna dei loro atomi, sono ottimi conduttori. L'argento, il rame, l'alluminio sono, in questo ordine, i migliori fra i metalli comunemente usati come conduttori, perchè presentano una piccola resistenza alla corrente elettrica.

Unità elettriche fondamentali Le unità elettriche fondamentali sono: il volt, l'ampere e l'ohm. Esse sono già state introdotte nei precedenti paragrafi ma non sono state definite in funzione di grandezze note.

L'ampere è l'unità di intensità della corrente. Precisamente, nel sistema Giorgi (o sistema M.K.S.) l'unità di corrente è *l'ampere assoluto,* che differisce molto poco dall'*ampere internazionale,* definito come l'intensità della corrente che attraversando una soluzione di nitrato di argento deposita al catodo 1,118 mg. di argento al secondo.

Analogamente, l'unità di resistenza nel sistema Giorgi è l'*ohm assoluto,* che differisce poco dall'*ohm internazionale,* rappresentato dalla resistenza, a 0° C., di una colonna di mercurio della massa di 14,4521 g., avente una sezione trasversale costante ed una lunghezza di 106,3 cm. Nel caso di resistenze molto elevate, si usa il mega-ohm, che equivale a 1.000.000 di ohm.

Il *volt assoluto* è la differenza di potenziale necessaria per far circolare una corrente di 1 ampere assoluto in una resistenza di 1 ohm assoluto. Il campione di forza elettromotrice è la pila Weston che a 20° C, a circuito aperto, presenta fra i suoi poli una differenza di potenziale di 1,0183 volt. Questa pila è utilizzata unicamente come elemento di riferimento, giacchè da essa non si può attingere che una corrente estremamente piccola se non si vuole diminuire sensibilmente la f.e.m. della pila.

Le unità sopra definite si rappresentano spesso con i lori simboli:

A per l'ampere
V per il volt
Ω per l'ohm.

Legge di Ohm La relazione fra la forza elettromotrice che agisce in un circuito (in volt) l'intensità della corrente che circola nel circuito (in ampere) e la resistenza del circuito stesso (in ohm) è espressa da una legge semplice, ma rigorosamente esatta conosciuta col nome di *legge di Ohm.* Tale legge dice che *l'intensità della corrente è uguale al rapporto fra la f.e.m. totale agente nel circuito e la resistenza.*

La legge si esprime con la seguente relazione:

$$I = \frac{E}{R} \qquad (3)$$

in cui

I=corrente, espressa in ampere
R=resistenza, espressa in ohm
E=forza elettromotrice, espressa in volt.

La (3) consente di determinare il valore di una delle tre grandezze che in

essa figurano, noti i valori delle altre due.

Il segno negativo indica che il senso della corrente, cioè il senso del moto degli elettroni, è contrario a quello secondo il quale il potenziale decresce.

La (3) rappresenta la legge di Ohm applicata ad un circuito chiuso, nel quale si abbiano una o più forze elettromotrici, la cui risultante si è indicata con E.

Spesso si tratta però di considerare un circuito incompleto, cioè un tratto di circuito. Quando il circuito, del quale il tratto considerato fa parte, è percorso da una corrente, fra gli estremi del tratto si ha, in generale, una d.d.p. Fra questa d.d.p., la corrente, la resistenza del tratto e le eventuali forze elettromotrici in esso inserite, esiste una relazione data da un'altra forma della legge di Ohm, come vedremo nel paragrafo seguente.

Altre espressioni della legge di Ohm Tutti i circuiti elettrici rientrano in uno dei tre seguenti tipi: circuiti in serie, circuiti in parallelo, circuiti in serie-parallelo.

In un circuito in serie (fig. 1) la corrente circola seguendo un percorso unico e continuo e mantenendo lo stesso valore di intensità in ogni punto di esso. In un circuito in parallelo la corrente segue due o più percorsi suddividendosi nei singoli rami derivati come indica la fig. 2. La corrente si divide in due nel punto A: una parte attraversa la resistenza R_1, l'altra attraversa R_2 e nel punto B le due correnti parziali si sommano per ricostituire la corrente originaria, che attraversa la batteria. La fig. 4 mostra un circuito in serie-parallelo.

Fra A e B si hanno due percorsi, come nel circuito in parallelo, ma in più sono inserite due resistenze in serie in ciascun ramo derivato. Due altri esempi di circuito in serie-parallelo sono mostrati alla fig. 5. Le frecce indicano il modo secondo il quale la corrente si suddivide nei singoli rami paralleli.

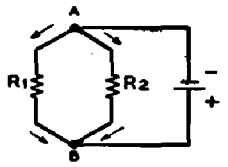


Figura 2.
Le due resistenze R_1 ed R_2 sono collegate in parallelo. Il flusso di elettroni si suddivide nei due rami derivati, precisamente in parti inversamente proporzionali alle resistenze dei rami stessi.

Ogni elemento di un circuito possiede una certa resistenza; così il generatore, i conduttori di collegamento e gli apparecchi di utilizzazione hanno tutti una resistenza propria.

Il passaggio della corrente attraverso le singole parti del circuito provoca in ciascuna di esse una *caduta di tensione;* ciò significa che si crea una differenza di potenziale fra le due estremità dell'elemento di circuito. La caduta di tensione vale il prodotto della corrente per la resistenza dell'elemento.

Se il senso della corrente è quello del moto degli elettroni, come si suppone in questo trattato, si deve tener presente, come già detto, che questo senso è quello secondo cui i potenziali crescono.

Gli elettroni, infatti, si muovono da punti a potenziale minore a punti a potenziale maggiore. Per mettere in evidenza ciò si dà al prodotto RI il segno negativo se il tratto di circuito è percorso nel senso della corrente. Così, fra due punti A e B fra i quali il condut-

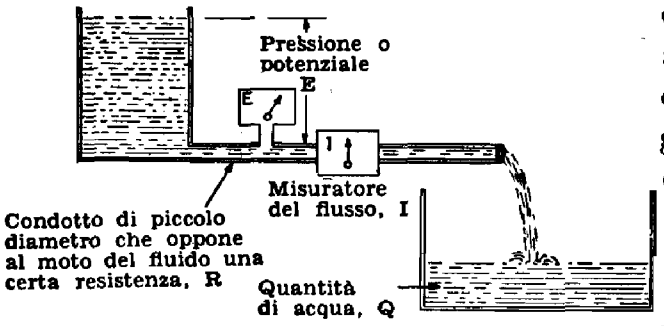


Figura 3.
ANALOGIA FRA IL FLUSSO D'ACQUA IN UN CONDOTTO E LA CORRENTE ELETTRICA

Lo strumento E indica la pressione dell'acqua in un dato punto del condotto, che corrisponde, nel caso elettrodinamico, al potenziale del punto considerato rispetto ad un punto di riferimento. La portata del condotto, misurata dallo strumento I, corrisponde alla intensità di corrente, mentre la quantità di acqua che attraversa il condotto in un certo tempo, equivale alla quantità di elettricità che nello stesso tempo attraversa una sezione del circuito, espressa in Coulomb.

tore ha la resistenza R_{ab}, si ha una caduta di tensione che coincide con la d.d.p. fra i due punti se non esistono f.e.m. nel tratto stesso, data da:

$$V_{ab} = R_{ab}I \tag{4}$$

La (4) è una seconda espressione della legge di Ohm e precisamente quella relativa ad un circuito incompleto nel quale non agiscono f.e.m.

Un generatore possiede una sua *resistenza interna*; quando viene inserito in un circuito, la corrente che in esso circola dà luogo naturalmente ad una caduta di tensione nel generatore, data in valore assoluto, dal prodotto RI, esattamente come in tutte le altre parti del circuito. Misurando quindi la differenza di potenziale fra i due morsetti del generatore, a circuito aperto, si troverà che essa è più elevata della tensione che si può misurare a circuito chiuso, e la differenza è esattamente uguale alla caduta di tensione interna. La tensione a circuito aperto si dice *tensione a vuoto* e rappresenta la forza elettromotrice del generatore; quella a circuito chiuso si dice *tensione a carico.*

Si ha:

$$E - V = RI$$

in cui

E=f.e.m. del generatore
V=d.d.p. ai morsetti del generatore a carico.
R=resistenza interna del generatore
I=corrente che attraversa il generatore.

Pertanto, se fra due punti A e B di un circuito non c'è alcuna f.e.m. la d.d.p. fra tali punti vale come si è già visto:

$$V_{ab} = R_{ab}I$$

Se invece nel tratto compreso fra i due punti esiste una f.e.m., allora la d.d.p. fra i due punti è diversa dalla caduta di tensione nel tratto AB di conduttore e vale:

$$V_{ab} = E - R_{ab}I \tag{5}$$

nel caso in cui i sensi della f.e.m. e della corrente siano uguali. Per senso della f.e.m. si intende quello della corrente che la f.e.m. farebbe circolare nel circuito, se agisse da sola.

Può accadere che in un circuito esistano due f.e.m. di senso opposto; la corrente allora circolerà nel senso della f.e.m. che prevale.

La legge di Ohm, applicata al tratto di circuito che comprende la f.e.m. E_2, il cui senso è opposto a quello della corrente, dà:

$$V_{ab} + E_2 = -R_{ab}I$$

Questa relazione e la precedente possono scriversi compendiosamente:

$$V_{ab} = \pm E - RI, \tag{6}$$

che rappresenta le legge di ohm applicata ad un tratto di circuito nel quale

è inserita una f.e.m. e la corrente circola nel senso da A a B.

Il segno della f.e.m. è positivo o negativo a seconda che il senso della f.e.m. è uguale o contrario a quello della corrente.

La (6) è l'espressione più generale della legge di Ohm e comprende come casi particolari la (3) e la (4).

Resistenze in serie La corrente di un circuito, in cui si abbiano diversi resistori in serie ha la stessa intensità in ogni punto ed è uguale al rapporto fra la tensione applicata agli estremi del circuito e la resistenza totale, sempre nella ipotesi che nel tratto di circuito considerato non agiscano f.e.m.

La resistenza totale risulta dalla somma dei valori delle singole resistenze:

$$R_t = R_1 + R_2 + R_3 + \ldots R_n \tag{7}$$

Nel caso in cui sia $R_1 = R_2 \ldots = R_n = R$ la resistenza totale sarà $R_t = nR$.

Resistenze in parallelo Si considerino due resistenze in parallelo, una di 100, l'altra di 10 ohm. La tensione applicata al circuito costituito dalle due resistenze sia di 10 volt. La stessa tensione si può considerare applicata a ciascuna delle resistenze e quindi è possibile calcolare separatamente l'intensità della corrente in ognuna di esse:

$$I' = \frac{E}{R'} \qquad I'' = \frac{E}{R''} \tag{8}$$

Sostituendo i valori dati, risulta:

$$I' = \frac{10}{10} = 1 \text{ amp.} \qquad I'' = \frac{10}{100} = 0{,}1 \text{ amp.}$$

La corrente totale vale $I_t = I' + I'' = 1 + 0{,}1 = 1{,}1$ amp.

Questa corrente circola nel conduttore che collega il punto A al polo negativo della batteria, quindi si suddivide fra i due rami derivati e riprende poi lo stesso valore nei punti fra B e il polo positivo.

Poichè la corrente totale è superiore a quella che percorre la più piccola delle due resistenze, se ne deduce che la resistenza totale risultante dall'accoppiamento in parallelo di R′ ed R″ è minore della più piccola di esse. Possiamo calcolare R_t applicando la legge di Ohm:

$$R_t = \frac{E}{I_t}$$

$$R_t = \frac{10}{1{,}1} = = 9{,}09 \text{ ohm}.$$

Per calcolare la resistenza totale di due rami in parallelo si può usare la seguente espressione:

$$R_t = \frac{R'R''}{R' + R''}, \text{ ricavata dalla:} \tag{9}$$

$$R_t = \frac{E}{I' + I''} \text{ in cui si sostituisce:}$$

$$I' = \frac{E}{R'} \qquad I'' = \frac{E}{R''}$$

$$R_t = \frac{1}{\frac{1}{R'} + \frac{1}{R''}} = \frac{R'R''}{R' + R''}$$

Se vogliamo accoppiare in parallelo ad una resistenza nota R′ una resistenza incognita R_x, tale che il valore risultante sia uguale ad un valore dato R, applichiamo la formula precedente:

$$R = \frac{R'R_x}{R' + R_x}$$

e ricaviamo:

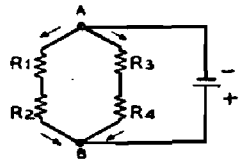


Figura 4.
CIRCUITO SERIE-PARALLELO
I due rami derivati sono costituiti ciascuno da due resistenze in serie.

$$(R' + R_x)R = R'R_x$$

da cui

$$R_x(R' - R) = RR'$$

e quindi

$$R_x = \frac{R'R}{R' - R}.$$

Si può anche dire che la resistenza totale risultante da un collegamento in parallelo vale l'inverso della somma delle conduttanze dei singoli rami derivati, chiamando conduttanza l'inverso della resistenza, cioè:

$$(10) \qquad R_t = \frac{1}{\frac{1}{R'} + \frac{1}{R''} + \ldots \frac{1}{R_n}}.$$

Questa formula è utile se le resistenze in parallelo sono più di due; nel caso che esse siano solo in numero di due conviene applicare la formula semplificata (9).

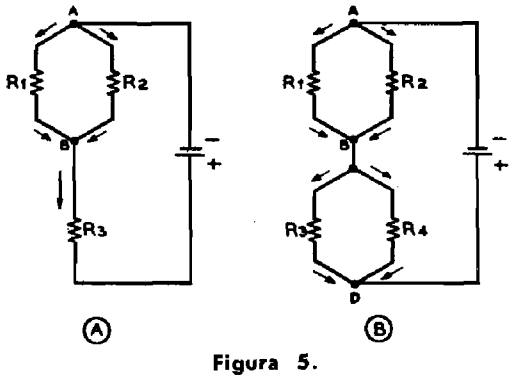


Figura 5.
ALTRI ESEMPI DI CIRCUITI SERIE-PARALLELO

Se le resistenze in parallelo hanno tutte lo stesso valore, allora la resistenza totale è data dal valore di una delle resistenze diviso il numero delle resistenze: stesse:

$$(11) \qquad R_t = \frac{R}{n}$$

in cui

R è il valore comune a tutte le resistenze ed n è il numero delle resistenze in parallelo.

Infatti, ponendo nella (10):

$R_1 = R_2 = R_3 = \ldots R_n = R$, si ha:

$$R_t = \frac{1}{\frac{n}{R}} = \frac{R}{n}$$

Il valore della resistenza risultante dal collegamento di due o più resistenze in parallelo è sempre inferiore al valore della più piccola fra le resistenze considerate. E' comodo tener presente questa semplice regola per facilitare il calcolo delle resistenze in parallelo.

Derivatore (shunt) Se due o più resistenze sono in parallelo, i valori della corrente nei singoli rami sono inversamente proporzionali alle resistenze dei rami stessi. Questa proprietà applicata al caso di due rami in parallelo di resistenza molto diversa porta al risultato che nel ramo di resistenza maggiore la corrente sarà una piccola frazione della corrente totale, la quale passerà quasi totalmente nel ramo di piccola resistenza.

La proprietà si applica nella misura di correnti continue molto intense con un apparecchio amperometrico la cui portata sia molto piccola rispetto alla intensità della corrente da misurare. Baste-

rà disporre in parallelo con l'apparecchio un ramo di resistenza molto piccola (derivatore) rispetto a quella dell'apparecchio. Questo sarà allora attraversato da quella parte, molto piccola, della corrente totale che esso può misurare, mentre l'altro ramo è attraversato quasi dalla corrente totale. In tal modo è possibile aumentare notevolmente il campo di misura dello strumento.

Se la corrente che attraversa lo strumento deve essere la n^{ma} parte della corrente totale I da misurare, allora la resistenza del derivatore R_d, è legata a quella R_a dell'amperometro dalla relazione, dedotta dall'applicazione della legge di Ohm ai due rami in parallelo (8):

$$\frac{R_d}{R_a} = \frac{\frac{I}{n}}{\frac{n-1}{n} I}$$

da cui:

$$(12) \qquad R_d = \frac{R_a}{n-1}$$

Resistenze in serie-parallelo Per trovare il valore totale di più resistenze disposte in serie-parallelo è opportuno applicare prima o la formula delle resistenze in serie o quella delle resistenze in parallelo, al fine di ridurre il circuito ad uno più semplice.

Per esempio, nella fig. 4 le resistenze in serie in ciascun ramo si sommano e risultano così due sole resistenze in parallelo, delle quali è facile calcolare la resistenza equivalente. Analogamente in fig. 6, dopo di avere sommato, per ogni ramo, le resistenze in serie del ramo, risultano tre sole resistenze in parallelo.

Nel circuito di fig. 5 si riducono dapprima i due gruppi di due resistenze ciascuno in parallelo alle loro resistenze equivalenti in serie e poi si sommano tali due resistenze.

Tornando al caso del circuito di fig. 6, si sostituisce ad ogni gruppo di resistenze in serie la loro somma e si ottengono i valori di tre resistenze equivalenti rispettivamente al I, II e III gruppo. Quindi combinando la formula delle resistenze in serie e quella delle resistenze in parallelo, si perviene al valore complessivo di R espresso dalla:

$$(13) \quad R_t = \frac{1}{\frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_3 + R_4} + \frac{1}{R_5 + R_6 + R_7}}$$

Divisori di tensione (potenziometri) Un divisore di tensione è costituito da un resistore o da una serie di resistori alle estremità della quale è applicata una tensione e dalla quale è possibile ottenere tensioni di valore differente ed inferiore a quello della tensione applicata, mediante prese in vari punti della serie di resistori. I divisori di tensione hanno una importanza fondamentale nei ricevitori radio, nei trasmettitori, negli amplificatori, in quanto danno la possibilità di ottenere tensioni di placca, di griglia e di polarizzazione di valori differenti, da una comune alimentazione. Possono essere inoltre utilizzati per ottenere piccole tensioni comprese fra 0,01 e 0,001 volt con un alto grado di precisione, anche in mancanza di strumenti

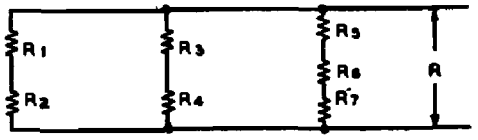


Figura 6.
ALTRO TIPO DI CIRCUITO SERIE-PARALLELO

di misura. Il metodo per effettuare una tale misura può essere meglio esposto con un esempio. Si supponga di avere un voltmetro tarato, la cui scala sia compresa 0 e 150 volt, ed una tensione di 100 volt applicata ad una resistenza di 1000 ohm, uniformemente distribuita sopra un sostegno. La tensione fra i diversi punti del resistore ed una estremità è proporzionale ai tratti di resistore compresi fra questa estremità e quelli considerati. Applicando la legge di Ohm, si trova che l'intensità della corrente che attraversa il resistore vale 0,1 ampere; ne consegue che in un punto in cui la resistenza abbia il valore di 500 ohm (la metà cioè della resistenza totale), la tensione rispetto ad una estremità sarà ridotta a 50 volt (la metà della tensione totale). Si ha infatti dalla equazione V= =IR, sostituendo in essa i valori numerici:

$$V=500 \times 0{,}1=50 \text{ volt.}$$

Nel punto in cui la resistenza ha il valore di 250 ohm la tensione rispetto alla estremità considerata sarà ridotta a 25 volt (un quarto del valore totale); infatti, sempre per la legge di Ohm, si ha:

$$V=250 \times 0{,}1=25 \text{ volt.}$$

Proseguendo, sarà possibile trovare un punto in cui la resistenza valga esattamente un ohm e la tensione, di conseguenza, 0,1 volt. E' evidente che, potendo misurare la tensione totale applicata al resistore, è possibile calcolare con facilità la differenza di potenziale fra un punto qualsiasi di essa ed una estremità, o, in generale, fra due qualsiansi punti, a condizione che l'intensità della corrente resti costante e non si derivi dalla presa una corrente, a meno che di questa corrente non si conosca il valore e non si effettuino i calcoli necessari.

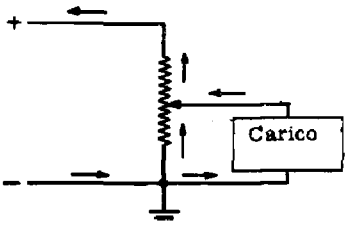


Figura 7.
SEMPLICE DIVISORE DI TENSIONE

Calcolo di divisori di tensione Il calcolo esatto di un divisore di tensione per un qualsiasi apparecchio radio, costituisce un problema relativamente semplice. In primo luogo è necessario conoscere il valore della corrente nel divisore, la tensione voluta e l'intensità esatta della corrente in ciascuna derivazione del divisore.

La fig. 7 mostra la distribuzione della corrente in un divisore e nel suo circuito di carico. Nell'esempio seguente si mostra il calcolo di un resistore stabilizzatore e di un divisore accoppiati, come spesso si usano negli apparecchi radio.

Un generatore fornisce una tensione di 300 volt ed è proporzionato in modo da poter dare la corrente necessaria al ricevitore e una corrente nel divisore, di 10 milliampere. Si vogliono ottenere le seguenti tensioni e correnti: 75 volt

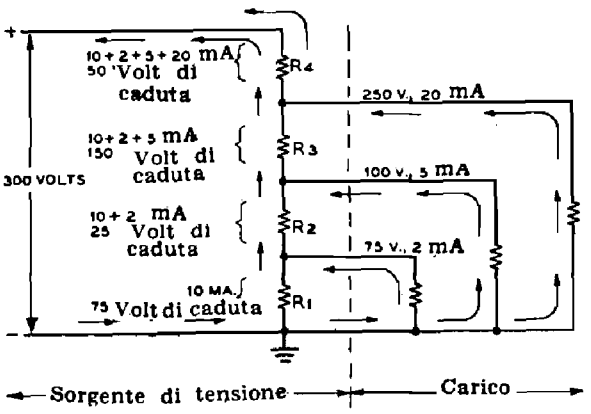


Figura 8.

DIVISORE DI TENSIONE DI TIPO COMPLESSO

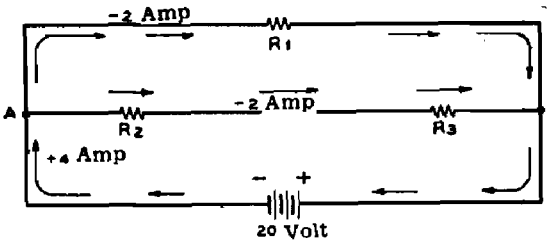


Figura 9.

ILLUSTRAZIONE DELLA PRIMA LEGGE DI KIRCHHOFF

e 2 milliampere per la valvola rivelatrice, 100 volt e 5 milliampere per le griglie schermo; 250 volt e 20 milliampere per gli anodi dei tubi.

La caduta di tensione in R_1 deve valere 75 volt, in R_2 25 volt, in R_3 150 volt e in R_4 50 volt. Questi valori di tensione e le rispettive correnti sono indicati nella fig. 8.

Applicando la legge di ohm si ottiene:

$$R_1 = \frac{V}{I} = \frac{75}{0{,}01} = 7500 \text{ ohm}$$

$$R_2 = \frac{V}{I} = \frac{25}{0{,}012} = 2083 \text{ ohm}$$

$$R_3 = \frac{V}{I} = \frac{150}{0{,}017} = 8823 \text{ ohm}$$

$$R_4 = \frac{V}{I} = \frac{50}{0{,}037} = 1351 \text{ ohm}$$

Rt=7500+2083+8823+1351=19757 ohm.

Si sceglierà quindi un resistore di 20.000 ohm con tre prese mobili, data la difficoltà di trovare in commercio quattro resistori separati con valori di resistenza corrispondenti esattamente a quelli ottenuti col calcolo. Una volta regolati i contatti mobili, i valori delle tensioni risulteranno uguali a quelli richiesti, finchè l'intensità delle varie correnti resta costante.

Svantaggi dei divisori di tensione Uno degli svantaggi più gravi dei divisori di tensione si manifesta quando varia la corrente in uno dei circuiti derivati. E' evidente che le singole cadute di tensione sono interdipendenti e proporzionali alle intensità delle correnti circolanti nelle varie sezioni del divisore. L'unico rimedio è l'impiego di una corrente base elevata, in modo che le singole correnti rappresentino una frazione minima di quella totale. Ogni variazione di una corrente derivata produrrà in questo caso solo una piccola variazione della tensione. Ciò in pratica è realizzabile solo raramente a causa dell'eccessivo valore necessario per la corrente base.

Leggi di Kirchhoff La legge di Ohm è sufficiente per il calcolo di circuiti non molto complessi come quelli incontrati in precedenza. In casi più complessi, quando vi siano pa-

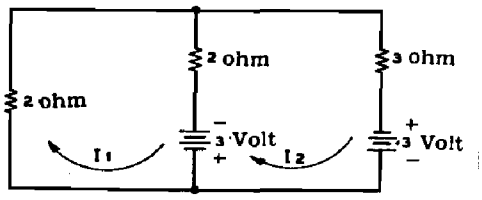


Figura 10.
ILLUSTRAZIONE DELLA SECONDA LEGGE DI KIRCHHOFF

1. **Si esprime che in ogni maglia la fem. risultante circolando in un determinato senso è uguale alla somma algebrica delle cadute di tensione:**
   1) $3 = 2I_1 - 2(I_1 - I_2)$ **maglia ABCA**
   2) $-3 = -2I_1 - 3I_2$ **maglia EBDE**
2. **Semplificando:**
   $$4I_1 - 2I_2 = -3$$
   $$2I_1 + 3I_2 = 3\,.$$
3. **Si ricava dalla seconda equazione:**
   $$I_2 = \frac{3 - 2I_1}{3}$$
   e si sostituisce nella prima:
   $$4I_1 - 2\,\frac{3 - 2I_1}{3} = -3$$
4. **Semplificando:**
   $$16I_1 = -3I_1 = -\frac{3}{16} \text{ ampere}$$
5. **Sostituendo nella espressione di I_2:**
   $$I_2 = \frac{3 + 2\frac{3}{16}}{3} = \frac{9}{8} \text{ ampere}$$

recchie maglie e alimentazione con diverse tensioni e forze elettromotrici, si applicano le due leggi di Kirchhoff, che rappresentano, la prima, l'equazione di continuità e la seconda, una estensione della legge di Ohm.

La prima legge di Kirchhoff dice che « la somma *algebrica delle intensità delle correnti nei tratti di circuito (rami) confluenti in un punto (nodo) vale zero* ».

Ciò vuol dire che la somma delle correnti dirette verso il nodo è uguale alla somma delle correnti che si dipartono dal nodo, così che, considerando positive le une e negative le altre, la somma algebrica, tenendo conto cioè dei segni, è nulla.

La fig. 9 illustra la prima legge. Poichè la resistenza equivalente del circuito è di 5 ohm, si vede subito che nel ramo in cui è inserita la f.e.m. passa una corrente di 4 ampere diretta al punto A, mentre una corrente di 2 ampere si allontana da A attraverso il ramo costituito dai due resistori di 5 ohm in serie, mentre una terza di 2 ampere si allontana da A attraverso il resistore di 10 ohm. In definitiva, 4 ampere vanno verso il punto A e 4 se ne allontanano. Se R è la resistenza totale del circuito (5 ohm), $R_1 = 10$ ohm, $R_2 = R_3 = 5$ ohm, e la f.e.m. $E = 20$ volt, possiamo scrivere la seguente equazione:

$$\frac{E}{R} - \frac{E}{R_1} - \frac{E}{R_2 + R_3} = \frac{20}{5} - \frac{20}{10} - \frac{20}{10} = 0$$

La seconda legge di Kirkoff dice che « *in un circuito o maglia la somma algebrica delle cadute di tensione RI è uguale alla somma algebrica delle f.e.m. agenti nella maglia* ».

Il senso delle correnti nei vari rami, che è incognito, come è incognito il valore delle correnti, si fissa ad arbitrio.

Per stabilire il segno delle f.e.m e dei prodotti RI che figurano nella equazione di una qualsiasi maglia, si stabilisce un senso di percorrenza arbitrario della maglia e si assumono i segni delle grandezze in gioco positivi o negativi, a seconda che il senso della f.e.m. o del prodotto RI considerato sia concorde o discorde con quello di percorrenza stabilito.

Se dalla soluzione del sistema di equazioni che si ottiene, risulta una corrente col segno negativo, ciò significa che il

senso stabilito inizialmente per quella corrente è opposto al senso che la corrente stessa ha in effetti.

In fig. 10 è riportato un esempio di calcolo ad illustrazione della seconda legge di Kirchhoff.

Potenza elettrica in circuiti costituiti da resistori

Per provocare il movimento degli elettroni in un circuito sappiamo già che occorre inserire nel circuito una forza elettromotrice. La potenza necessaria per far circolare una corrente in un circuito di data resistenza dipende dal valore della intensità della corrente. Tale potenza è espressa precisamente dal prodotto della f.e.m. agente nel circuito per la intensità della corrente che circola nel circuito stesso:

$$P = -E \times I \qquad (14)$$

in cui P indica appunto la potenza. Il segno negativo si giustifica tenendo conto dei segni diversi della f.e.m. e della corrente, come abbiamo detto a proposito della legge di Ohm.

Se la f.e.m. è espressa in volt e la corrente in ampere, la potenza risulta espressa in *watt*. L'unità di potenza watt rappresenta quindi il valore della potenza fornita della f.e.m. di 1 volt ad un circuito nel quale essa faccia circolare la corrente di 1 ampere.

Se il circuito è, come abbiamo supposto, costituito da resistori, è possibile ed opportuno esprimere la potenza in funzione della resistenza del circuito e della intensità della corrente, ricordando la legge di Ohm nella sua forma (3) che qui ripetiamo:

$$E = -RI.$$

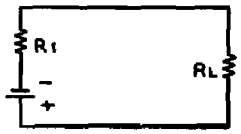


Figura 11.
ADATTAMENTO DI RESISTENZE
Per ottenere la massima potenza applicando un carico ad una sorgente di tensione, è necessario rendere la resistenza R_L del carico eguale alla resistenza interna R_1 della sorgente.

Se sostituiamo nella (14) ad E il prodotto $-RI$, otteniamo:

$$P = RI^2. \qquad (15)$$

Se invece sostituiamo ad I, l'espressione $-\frac{E}{R}$, risulta:

$$P = \frac{E^2}{R}. \qquad (16)$$

Riassumendo, la potenza elettrica in circuiti costituiti da resistori si può rappresentare con una delle tre seguenti espressioni:

$$P = EI \quad ; \quad P = I^2R \quad ; \quad P = \frac{E^2}{R}$$

in cui:

P=potenza, espressa in watt
E=f.e.m., espressa in volt
I=corrente, espressa in ampere.

Se invece di un circuito completo si ha un tratto di circuito nel quale non sia inserita alcuna f.e.m., occorrerà applicare la legge di Ohm nella forma (4) e quindi la potenza è data da una delle tre espressioni:

$$P = VI \quad ; \quad P = I^2R \quad ; \quad P = \frac{V^2}{R} \qquad (17)$$

in cui V rappresenta la tensione fra gli estremi del tratto di circuito considerato ed R la resistenza dello stesso tratto.

Facciamo un esempio numerico.

La caduta di tensione in un resistore catodico di un amplificatore di potenza è di 50 volt; la corrente di placca che attraversa la resistenza è di 150 milliampere. La potenza dissipata nella resistenza sarà 50 . 0,150=7,5 watt.

Dall'esempio precedente deriva che una resistenza da 7,5 watt può sicuramente essere attraversata dalla corrente indicata; per avere un margine di sicurezza è opportuno però utilizzare una resistenza da 10 o da 20 watt.

Se è dato il valore della resistenza, anzichè quello della caduta di tensione, per determinare la potenza dissipata si applicherà la seconda delle (17). Se sono note la caduta di tensione e la corrente, si utilizzerà invece la terza delle (17).

Potenza, energia E' importante tener presente che la potenza esprime il lavoro (o energia) compiuto nella unità di tempo; cioè la potenza è data dal rapporto fra il lavoro in un dato tempo e il tempo stesso, nel suo valore medio nel caso in cui si tratti di potenza variabile.

L'unità di energia è allora espressa dall'unità di potenza moltiplicata per l'unità di tempo:

watt x secondo=*joule*

oppure

watt x ora=*wattora*=3600 joule.

Altra unità di energia è la *caloria*.

Effetto termico Una corrente elettrica percorrendo un conduttore sviluppa una determinata quantità di calore per ogni unità di tempo. Come è stato precedentemente illustrato, il fenomeno dell'effetto calorifico di una corrente si manifesta come conseguenza delle collisioni degli elettroni con gli atomi del materiale. Sarà maggiore il calore sviluppato in un conduttore di elevata resistenza che non in un conduttore di piccola resistenza, perchè gli elettroni liberi urtano gli atomi con maggiore intensità per strappar loro altri elettroni.

Poichè la potenza spesa in un tratto di circuito in cui non esistano f.e.m., nel quale circoli la corrente I e fra gli estremi del quale si abbia una d.d.p. V, è espressa dalla (17) e tutta questa potenza è dissipata e quindi si converte in calore, si rappresenta la potenza spesa in calore in una resistenza R attraversata dalla corrente I con la

$$P = RI^2 \qquad (18)$$

che esprime la *legge di Joule*.

2-2 Elettrostatica Condensatori

Condensatori L'energia elettrica può essere immagazzinata creando un campo elettrostatico.

Un dispositivo capace di immagazzinare energia sotto forma elettrostatica prende il nome di *condensatore* e si dice che esso possiede una certa *capacità*.

Un condensatore è costituito da due conduttori, detti *armature*, che possono essere piani e paralleli ovvero cilindrici coassiali, separati da un isolante o *dielettrico*.

Quando le due armature vengono collegate con i poli di un generatore a corrente continua nel circuito così costi-

tuito, interrotto nella sua continuità metallica in corrispondenza del dielettrico si ha un movimento di elettroni, cioè una corrente elettrica, variabile e di breve durata. Quando il fenomeno cessa, il condensatore è *carico*; in queste condizioni ciascuna delle sue armature possiede una carica o quantità di elettricità espressa da

(19) $$Q = CV$$

in cui:

Q=carica del condensatore, in coulomb,
C=capacità del condensatore, in farad,
V=d.d.p. fra le armature del condensatore, in volt.

L'unità di capacità è il *farad*, che si può definire come la capacità di un condensatore il quale assume la carica di 1 coulomb quando fra le sue armature si applica una d.d.p. di 1 volt.

Questa definizione deriva subito dalla (19) ponendo in essa

Q = 1 coulomb
V = 1 volt.
Risulta allora C = 1 farad.

Quando un condensatore è carico, nel dielettrico fra le armature si stabilisce un campo elettrostatico e il dielettrico stesso diventa sede di energia, che si dice appunto energia elettrostatica.

Questa energia, che si accumula durante la carica del condensatore, è espressa da una delle tre seguenti relazioni:

(17) $$W = \frac{1}{2}CV^2 = \frac{1}{2}QV = \frac{1}{2}\frac{Q^2}{C}$$

in esse:

W = energia, in joule
C = capacità, in farad
V = d.d.p. fra le armature, in volt
Q = carica del condensatore, in coulomb.

TAVOLA DEI MATERIALI DIELETTRICI			
MATERIALE	COSTANTE DIELETTRICA	FATTORE DI POTENZA	PUNTO DI RAMMOLLIMENTO
ANILINA - FORMALDEIDE RESINA	3.4	0.004	126° C.
OLIO DI CASTORO	4.67		
ACETATO DI CELLULOSA	3.7	0.04	82°
VETRO COMUNE	6÷8	ELEVATO	1095°
VETRO PIREX	4.5	0.02	
METILE - METACRILATO LUCITE	2.6	0.007	71°
MICA	5.4	0.0003	
MICALEX	7.0	0.002	343°
FENOL - FORMALDEIDE GIALLA A BASSA PERDITA	5.0	0.015	132°
FENOL FORMALDEIDE BACHELITE NERA	5.5	0.03	176°
PORCELLANA	7.0	0.005	1540°
POLIETILENE	2.25	0.0003	105°
POLISTERENE	2.55	0.0002	80°
QUARZO FUSO	4.2	0.0002	1430°
GOMMA - EBANITE DURA	2.8	0.007	66°
STEATITE	6.1	0.003	1480°
SOLFURO	3.8	0.003	113°
BIOSSIDO DI TITANIO	100÷175	0.0006	1480°
OLIO DA TRASFORMATORI	2.2	0.003	
UREA - FORMALDEIDE	5.0	0.05	126°
RESINE VINILE	4.0	0.02	93°
LEGNO ACERO	4.4	ELEVATO	

Figura 12.

Quando si applica una d.d.p. fra le armature di un condensatore si ha, come si è detto, un movimento di elettroni che non è continuo, in quanto il circuito non è metallicamente chiuso, e dura per il tempo, sempre molto breve, necessario perchè sulle due armature si manifesti una carica (eccesso di elettroni su una, difetto sull'altra) tale da far sorgere fra le armature stesse una d.d.p. che compensi la f.e.m. del generatore al quale è collegato il condensatore.

In tale situazione la risultante della f.e.m. del generatore e della tensione fra le armature è nulla e il flusso di elettroni cessa.

Se ora noi separiamo il condensatore dal generatore, il condensatore resta carico fino a quando non vengano collegate metallicamente le due armature fra di loro. Il sistema delle armature e del conduttore che le collega viene a costituire un unico conduttore alle cui estremità esistono cariche uguali e di segno opposto. Si avrà allora uno spostamento

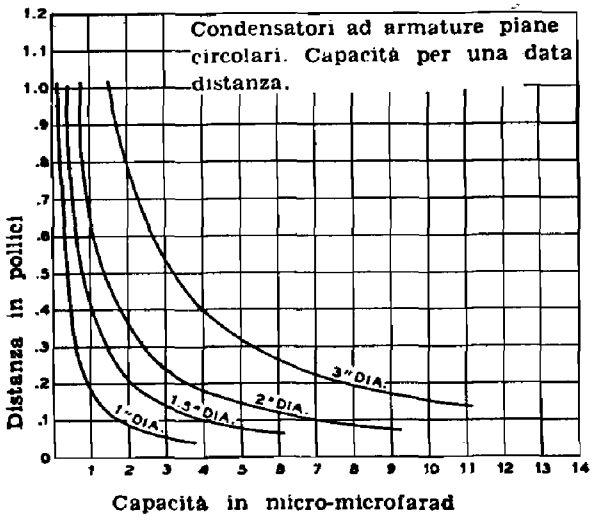


Figura 13.

DIAMETRO DELLE ARMATURE DEI CONDENSATORI DI NEUTRALIZZAZIONE

di elettroni dalla estremità in cui essi sono in eccesso verso l'altra. Questo fenomeno, di durata sempre molto breve, rappresenta ciò che si chiama *scarica* del condensatore, avvenuta la quale, fra le armature del condensatore non esiste più alcuna differenza di potenziale. Il condensatore è allora scarico ed è in condizioni di poter essere ricaricato per poi essere nuovamente scaricato e così via.

Quando un condensatore è carico, fra le due cariche di nome opposto esistenti sulle armature, e quindi anche fra le armature, si esercita una forza attrattiva. Il dielettrico fra le due armature è conseguentemente soggetto ad una sollecitazione di carattere meccanico. Se esso è fluido, le armature, sotto l'azione della forza di attrazione, possono avvicinarsi, qualora non siano vincolate. In tal caso, quando le armature vengono a contatto il condensatore non ha più nessuna energia.

Unità di capacità L'unità di capacità, Farad (simbolo F), è molto grande e solo raramente si adopera nella tecnica. Si usano spesso pertanto i suoi sottomultipli:

$$1 \text{ microfarad} = \frac{1}{1.000.000} \text{F},$$

oppure 10^{-6}F; simbolo μF

$$1 \text{ millimicrofarad} = \frac{1}{1.000.000.000} \text{F},$$

oppure 10^{-9}F; simbolo mμF

$$1 \text{ micromicrofarad} = \frac{1}{1.000.000.000.000},$$

o picofarad simbolo pF,
oppure 10^{-12}F; oppure μμF.

Se si esprime la capacità in F, nell'equazione che esprime l'energia immagazzinata, il fattore C deve essere diviso per 10^6. In tal caso l'energia sarà espressa in joule da:

$$W = \frac{CV^2}{2.10^6} = \frac{10^6}{2} \frac{Q^2}{C}$$

essendo Q e V espressi in coulomb e in volt, rispettivamente.

Materiali dielettrici Per quanto ogni sostanza che abbia la caratteristica di isolante possa essere usata come dielettrico, comunemente i condensatori vengono costruiti con particolari materiali dielettrici, che presentino facilità di lavorazione.

L'aria è un dielettrico molto buono, ma i condensatori ad aria hanno sempre piccole capacità a causa del piccolo valore della *costante dielettrica* dell'aria.

Altri dielettrici comunemente usati sono elencati in fig. 12.

Costante dielettrica La capacità di un condensatore dipende dallo spessore e dalla natura del dielettrico interposto fra le armature. Alcune sostanze danno maggiore capacità di altre, secondo le loro proprietà fisiche e la loro costituzione chimica. Questa proprietà è espressa da una costante K, detta *costante dielettrica.*

Rottura del dielettrico Se il campo raggiunge valori troppo elevati relativamente allo spessore del dielettrico avviene una scarica fra le armature con foratura del dielettrico.

Per questo motivo sull'involucro dei condensatori si indica, oltre alla capacità, anche il valore della tensione alla quale il condensatore resiste con sicurezza, cioè il valore della tensione di lavoro.

Calcolo della capacità La capacità di un condensatore ad armature parallele è data con sufficiente approssimazione dalla formula:

$$C = \varepsilon \frac{S}{s} \qquad (21)$$

in cui:

C = capacità, in farad;

ε = costante dielettrica dell' isolante, in unità M.K.S., cioè in F/m;

S = superficie del dielettrico, in metri quadrati;

s = spessore del dielettrico, in metri.

Questa formula mette in evidenza che la capacità è direttamente proporzionale alla superficie delle armature ed inversamente proporzionale allo spessore del dielettrico (distanza fra le armature). Ciò significa che se la superficie delle armature diventa doppia, restando costante la loro distanza, la capacità si raddoppia; inversamente, se la superficie delle armature resta costante e si raddoppia la distanza, la capacità si riduce a metà. La formula precedente mette pure in evidenza che la capacità è direttamente proporzionale alla costante dielettrica dell'isolante interposto fra le armature. Se si immerge in olio un condensatore che con dielettrico aria ha una capacità di 100μμF, la capacità aumenta assumendo il valore di 467μμF, perchè la costante dielettrica dell'olio è 4,67, volte maggiore della costante dell'aria.

Se si vuole determinare lo spessore di un certo dielettrico necessario per avere, con una data superficie di armature, una certa capacità, occorre risolvere la (21) rispetto ad s

$$s = \frac{\varepsilon S}{C},$$

le grandezze essendo espresse nelle unità già indicate per la (21).

Questa formula si può applicare, oltre che a condensatori ad armature pia-

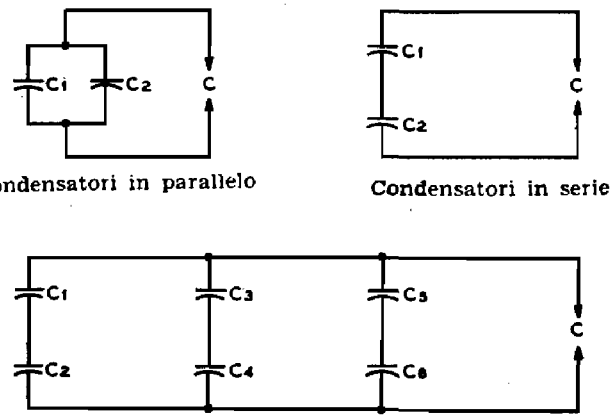


Figura 14.
CONDENSATORI IN SERIE, PARALLELO E SERIE-PARALLELO

ne di forma qualsiasi, anche a condensatori cilindri e sferici, purchè lo spessore del dielettrico sia sempre molto piccolo rispetto alle dimensioni lineari o ai raggi delle armature.

La capacità di un condensatore ad armature multiple può essere calcolata moltiplicando la capacità di una coppia di armature adiacenti, per il numero degli intervalli dielettrici.

La (21) non tiene conto dell'effetto dei bordi e perciò la (21) non è rigorosamente esatta. L'errore che si commette è però molto piccolo, soprattutto se le armature hanno una superficie notevole ed il dielettrico uno spessore minimo. Il calcolo della capacità dei condensatori in parallelo si esegue con equazioni del tutto simili a quelle delle resistenza in serie: $C = C_1 + C_2 + \ldots C_n$. La capacità risultante di condensatori in serie si calcola con lo stesso procedimento usato per le resistenze in parallelo.

1) Per due o più condensatori di diversa capacità disposti in serie si ha:

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}} \quad \text{oppure} \quad \frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$$

2) Per due condensatori di diversa capacità disposti in serie si ha:

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

3) Per tre condensatori disposti in serie, di egual capacità:

$$C = \frac{C_1}{3} \text{ in cui } C_1 \text{ è la capacità comune;}$$

4) Per tre o più condensatori di egual capacità disposti in serie:

$$C = \frac{\text{valore della capacità singola}}{\text{numero di condensatori in serie}}$$

5) per sei condensatori disposti in serie-parallelo di tre rami, ciascuno con due condensatori in serie:

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} + \frac{1}{\frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4}} + \frac{1}{\frac{1}{C_5} + \frac{1}{C_6}}$$

I condensatori nei circuiti a c.a. e c.c. Un condensatore inserito in un circuito alimentato da una f.e.m. continua impedisce la circolazione della corrente dopo un periodo di tempo più o meno breve durante il quale il condensatore si carica. Cessata la carica, la corrente si annulla perchè il circuito è effettivamente interrotto dal dielettrico. A rigor di termini, se il dielettrico non è un perfetto isolante, potrebbe aversi una corrente permanente di piccolissima intensità: questa è la corrente di perdita e dipende dalla resistenza interna a corrente continua del condensatore.

Quando si inserisce un condensatore in un circuito a corrente alternata, esso si carica e successivamente si scarica con la frequenza della tensione alternata. Il flusso di elettroni, nel periodo della carica e in quello della scarica costituisce in realtà una corrente alternata.

Ripartizione della tensione continua fra condensatori in serie Un buon condensatore con dielettrico costituito da carta ha una resistenza interna molto elevata il cui valore varia notevolmente da condensatore a condensatore, anche

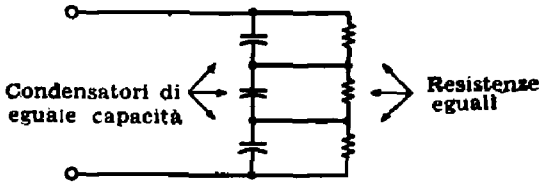


Figura 15.
Viene mostrato l'uso di resistenze egualizzatrici di tensione su condensatori collegati in serie.

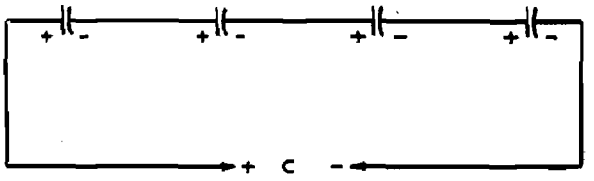


Figura 16.
CONDENSATORI ELETTROLITICI IN SERIE

se si tratta di condensatori costruiti dalla medesima fabbrica e portanti le medesime indicazioni.

Così, se una tensione continua di 1000V. si applica a due condensatori di 1μF, in serie, essa si ripartisce in modo ineguale fra i due elementi.

Resistenze egualizzatrici Applicando una resistenza di mezzo mega-ohm da 1 watt, in parallelo con ciascun condensatore, le due tensioni saranno eguagliate perchè il complesso delle due resistenze funziona da divisore di tensione e le resistenze interne sono così elevate (molti megaohm) da non influenzare praticamente la ripartizione della tensione.

Le comuni resistenze in carbone non sono in generale molto precise; è necessario scegliere, mediante la misura con un megaohmmetro, due resistenze sensibilmente uguali, perchè per il nostro scopo ha importanza, più che la precisione dei valori delle due tensioni, l'uguaglianza.

Condensatori in serie a corrente alternata Quando a due condensatori posti in serie si applica una tensione alternata, essa si suddivide, indipendentemente dalla resistenza interna, in ragione inversa della loro capacità.

Per esempio, se si dispone in serie un condensatore di 1μF per 500 Volt con un altro di 4μF per la stessa tensione e si applica al circuito una tensione alternata di 250 Volt, il primo sarà sottoposto ad una tensione di 200 Volt, il secondo a 50 Volt. In questo caso un divisore di tensione egualizzatore, per essere efficace dovrebbe possedere una resistenza piccolissima, a causa della impedenza relativamente piccola del condensatore. Un tale potenziometro assorbirebbe quindi una corrente di intensità eccessiva e non si potrebbe praticamente utilizzare.

La figura 15 mette in evidenza il montaggio delle resistenze egualizzatrici in condensatori collegati in serie.

Condensatori elettrolitici Nei condensatori elettrolitici il dielettrico è costituito da un sottilissimo strato di ossido. Questo tipo di condensatore si dice polarizzato e i suoi terminali (contraddistinti coi segni positivo e negativo) debbono essere collegati ai morsetti omonimi del circuito nel quale va inserito: in caso contrario, la pellicola di ossido si fora e il condensatore si sovrariscalda e va fuori uso.

Quando si dispongono in serie più condensatori elettrolitici, i collegamenti dei terminali dei vari elementi vanno fatti come se si tratta di pile (positivo

dell'uno col negativo del successivo).

Risultano così due terminali che vanno collegati con i poli omonimi dell'alimentatore (fig. 16).

Fra i condensatori della serie, quello di minor resistenza presenta ai suoi capi la tensione più bassa.

La resistenza interna dei condensatori elettrolitici aventi le stesse caratteristiche e fabbricati dallo stesso costruttore, è più uniforme e più piccola di quella dei condensatori a carta.

Quando un condensatore elettrolitico comincia a manifestare segni di deterioramento, causati da una tensione troppo elevata, la corrente di perdita aumenta, e il condensatore si riscalda. Se esso è montato in serie con uno o più altri condensatori, la sua resistenza diminuisce, tende a far diminuire la tensione ai suoi capi e ad aumentare quella fra i morsetti degli altri condensatori. La tensione più elevata si troverà ai poli del condensatore che ha la minor corrente di perdita. Perciò le resistenze potenziometriche non sono indispensabili nei montaggi in serie dei condensatori elettrolitici.

2-3 Magnetismo ed Elettromagnetismo

Sono noti a tutti i magneti permanenti a forma di sbarra o a forma di ferro di cavallo. Il campo magnetico di un tale magnete ha sede nello spazio in cui si esercita l'azione del magnete su altri corpi magnetici, quali, ad esempio, chiodi di ferro. Un campo magnetico si manifesta anche nelle adiacenze di un conduttore percorso da una corrente elettrica.

Campo magnetico Il campo magnetico di una corrente che percorre un conduttore rettilineo è costituito da linee di flusso circolari con centro sull'asse del conduttore e in piani normali al conduttore stesso.

La figura 17 mette in evidenza un campo magnetico generato attorno ad un conduttore da una corrente che lo percorre. Il senso del campo dipende da quello del flusso di elettroni, cioè dal senso della corrente nel conduttore.

Quando il moto degli elettroni è verso l'osservatore, il senso del campo magnetico è dato dal senso di rotazione delle lancette dell'orologio; il contrario avviene quando il flusso di elettroni ha senso che si allontana dall'osservatore. Si può fare uso anche della regola della mano sinistra: se si chiude la mano sinistra e si pone il pollice nella direzione del flusso elettronico, le dita indicano il senso del campo magnetico creato attorno al conduttore. Ogni elettrone concorre, con il suo campo, ad aumentare il campo magnetico totale all'esterno; di conseguenza quanto maggiore sarà il numero di elettroni che si spostano nel conduttore, cioè quanto maggiore è l'intensità della corrente, tanto più intenso sarà il campo magnetico risultante. Una delle leggi fondamentali del magnetismo afferma che: *poli dello stesso nome si respingono, e poli di nome contrario si attraggono.* Tale legge è valida sia per i campi dovuti a correnti sia per i campi dovuti a magneti permanenti. Se due conduttori sono vicini e paralleli e la corrente ha in essi il medesimo verso, i campi magnetici dovuti alle due correnti avranno lo stesso senso e si sommeranno per dare origine ad un campo risultante di maggiore intensità. Se in-

vece le correnti circolanti nei due conduttori adiacenti sono di senso contrario, i campi magnetici saranno di senso opposto e tenderanno a neutralizzare reciprocamente i propri effetti.

L'intensità del campo magnetico di una corrente può essere notevolmente aumentato avvolgendo il conduttore a forma di solenoide. Il campo magnetico generato da ogni spira si somma a quello delle spire adiacenti, e ne risulta un campo nella direzione dell'asse della bobina, che genera all'esterno gli stessi effetti magnetici di un campo creato da un magnete a sbarra, situato secondo l'asse del solenoide. Se si tiene la mano sinistra con il pollice disposto parallelamente alla direzione dell'asse della bobina e le dita avvolte nel senso in cui si muovono gli elettroni, il pollice indicherà il polo nord del campo magnetico.

Il circuito magnetico Nel circuito magnetico, le grandezze corrispondenti all'intensità della corrente, alla tensione ed alla resistenza del circuito elettrico sono rispettivamente il flusso di induzione magnetica, la forza magnetomotrice e la riluttanza.

Flusso di induzione magnetica Il flusso di induzione magnetica è una grandezza di importanza fondamentale nell'elettromagnetismo, e tiene, nei circuiti magnetici, il posto che la corrente ha nei circuiti elettrici. Il flusso dipende dalla sostanza, dalla sezione e dalla lunghezza del circuito magnetico e varia con l'intensità della corrente che genera il campo magnetico. L'unità di flusso è il Weber (Wb) e la lettera greca Φ costituisce il simbolo del flusso stesso.

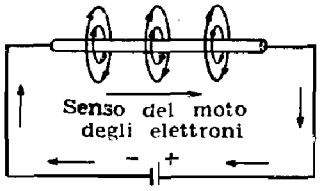


Figura 17.
REGOLA DELLA MANO SINISTRA

Viene mostrata la direzione delle linee di forza magnetiche prodotte attorno ad un conduttore percorso da una corrente elettrica.

Induzione magnetica (ovvero densità del flusso) E' il rapporto tra il flusso attraverso una sezione normale del circuito magnetico e la sezione stessa. Essa si esprime pertanto in Weber/m^2 (Wb/m^2) e il suo simbolo è B.

Forza magnetomotrice Un flusso di induzione magnetica in un circuito è generato da una forza *magnetomotrice*. Questa si indica con la sigla *f.m.m.* ed ha per unità l'*amperspira*. (As). La f.m.m. è data dal prodotto del numero di spire del circuito elettrico per l'intensità della corrente che circola in esse.

Riluttanza La riluttanza magnetica tiene nei circuiti magnetici il posto che la resistenza elettrica ha nei circuiti elettrici. Un circuito magnetico ha la riluttanza unitaria quando una f.m.m. di 1 ampér-spira genera un flusso magnetico di 1 Weber.

Il problema della riluttanza risultante di più riluttanze si risolve analogamente a quello delle resistenze.

Dicesi *riluttanza specifica* di una so-

stanza, la riluttanza di un elemento di quella sostanza, di lunghezza e sezione unitarie. I materiali più comuni, eccezion fatta per il ferro e le sue leghe, hanno una riluttanza specifica il cui valore è molto vicino a quello del vuoto. La riluttanza specifica dell'aria si può considerare praticamente uguale a quella del vuoto.

Legge di Ohm per i circuiti magnetici Il flusso di induzione magnetica, la forza magnetomotrice e la riluttanza di un circuito magnetico sono legati da una relazione formalmente identica a quella che lega la corrente, la tensione e la resistenza di un circuito elettrico:

$$\Phi = \frac{F}{R} \; ; \; R = \frac{F}{\Phi} \; ; \; F = \Phi \, . \, R$$

in cui:

Φ = flusso di induzione magnetica;
F = forza magnetomotrice;
R = riluttanza magnetica.

Permeabilità La permeabilità magnetica di un dato materiale esprime il rapporto fra un certo valore di induzione magnetica che si vuole stabilire uniformemente in un circuito magnetico costituito del dato materiale e le amperspire per unità di lunghezza necessarie per avere quel valore di induzione:

$$\mu = \frac{B}{H}$$

in cui:

μ = permeabilità magnetica, in henry/metro (H/m);
B = induzione magnetica, in Weber/metro quadrato (Wb/m^2);
H = campo magnetico, in amperspire/metro (As/m).

Ciò significa che lo stesso campo H (As/m) dà luogo a valori di induzione diversa, a seconda della natura del materiale nel quale il campo agisce.

Nelle sostanze ferromagnetiche (ghisa, acciaio, ferro, nichel, cobalto) l'effetto di un dato campo è molte volte maggiore di quello che si ottiene nell'aria; in particolare, per il ferro si hanno induzioni che sono alcune migliaia di volte maggiori di quelle corrispondenti in aria. Il che significa che la permeabilità del ferro è molto maggiore di quella dell'aria, in condizioni di non saturazione.

Da quanto precede risulta che la permeabilità di un materiale è l'inversa della riluttanza specifica.

Saturazione La permeabilità magnetica tiene nei circuiti magnetici il porto della conduttività elettrica dei circuiti elettrici. Vi è però una differenza sostanziale: mentre la conduttività elettrica è costante, se si prescinde dalla variazione per effetto di variazioni di temperatura, la permeabilità di alcuni materiali, e precisamente dei materiali ferromagnetici, che interessano maggiormente degli altri per la costruzione di macchine ed apparecchi elettrici, varia con l'intensità del campo magnetico che agisce, col senso del campo e con le sollecitazioni meccaniche, oltre che con la temperatura.

In particolare, interessa la variazione col campo magnetico: essa è tale che quando il campo magnetico supera un certo valore la permeabilità diminuisce e tende ad assumere un valore uguale a quello dell'aria. Si dice allora che il materiale è magneticamente *saturo*.

Calcoli I calcoli relativi ai circuiti magnetici vengono grandemente semplificati dalla conoscenza della relazione fra l'induzione B e il campo H. Questa relazione viene fornita dalla *curva di magnetizzazione,* che si traccia in base a risultati sperimentali. Non riproduciamo nel presente trattato le curve dei materiali ferromagnetici più comuni. perchè esse si trovano in tutti i manuali

Magnetismo residuo Sopprimendo la forza magnetomotrice, un materiale ferromagnetico resta magnetizzato con un valore di induzione più o meno grande: si dice che c'è un *magnetismo residuo.*

Isteresi
Forza coercitiva L' isteresi magnetica è quella proprietà dei materiali ferromagnetici per cui uno stesso valore di campo magnetico dà luogo ad una induzione minore o maggiore a seconda che a quel valore di campo si perviene attraverso valori crescenti o attraverso valori decrescenti. Questo giustifica il fatto che annullando il campo magnetico si ha un valore residuo di induzione e che occorre un campo magnetico contrario (negativo) per riportare a zero il magnetismo residuo: questo campo negativo rappresenta la *forza coercitiva.*

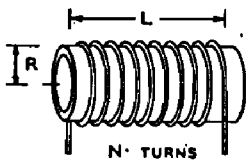
Per campo negativo si intende un campo di senso opposto a quello magnetizzante iniziale.

Il fenomeno di isteresi dà luogo ad una perdita di energia quando si sottoponga il materiale a campi magnetici alternativi. Tale perdita si manifesta quindi in tutte le macchine elettriche, in particolare nei trasformatori e nelle bobine di filtro e riscalda i nuclei magnetici.

Induttanza Se si inserisce un interruttore in un circuito, si può produrre una corrente unidirezionale pulsante, chiudendo ed aprendo alternativamente l'interruttore. Quando si chiude l'interruttore, la corrente non raggiunge istantaneamente il suo valore massimo, ma aumenta progressivamente di intensità. Il campo magnetico della corrente cresce anch'esso fino al valore di regime. Se il mezzo nel quale si stabilisce il campo è l'aria, il fenomeno transitorio dura in generale una piccola frazione di secondo. Se si apre l'interruttore dopo avere raggiunto la condizione di regime, la corrente cessa e il campo magnetico scompare, ma anche in questo caso si ha un fenomeno non istantaneo, bensì progressivo. Il campo magnetico variabile, che si ottiene con le alternative manovre dell' interruttore, crea una corrente indotta in un circuito chiuso col quale le linee del campo si concatenano. Un campo continuamente variabile si può ottenere anche mediante un vibratore, o meglio alimentando il circuito con un generatore elettrico a corrente alternata, anzichè con la batteria. E' possibile ottenere il medesimo effetto anche facendo variare la resistenza stessa del circuito. Il fenomeno dell'induzione di una f.e.m, e quindi di una corrente in un circuito, per effetto della variazione della corrente che percorre un altro circuito non metallicamente collegato col primo, si chiama *induzione elettromagnetica.*

Autoinduzione Se un circuito è percorso da una corrente alternata, il campo magnetico variabile dovuto alla corrente dà luogo ad una forza elettromotrice indotta nello stesso cir-

Figura 18.
MUTUA INDUTTANZA
M rappresenta la mutua induttanza fra le due bobine L_1 e L_2.



L'induttanza di un solenoide ad un solo strato è espressa da:

$$L = \frac{R^2N^3}{9R + 10\,l} \text{ microhenry}$$

in cui R = raggio interno della bobina
l = lunghezza della bobina
N = numero di spire.

Figura 19.
FORMULA PER IL CALCOLO DELL'INDUTTANZA
Mediante l'uso dell'equazione su riportata è possibile calcolare l'induttanza di un solenoide ad un solo strato con una approssimazione di circa l'uno per cento, per le bobine normalmente impiegate nei circuiti a radiofrequenza sulle frequenze da 0,3 a 300 MHz.

cuito, il cui valore dipende dal numero delle spire del circuito e dalla rapidità con la quale varia la corrente.

Questa f.e.m. si chiama di *autoinduzione*.

Quando la corrente è in aumento, la f.e.m. ha senso contrario alla corrente e tende ad opporsi al suo aumento; quando la corrente diminuisce, la f.e.m. ha lo stesso senso della corrente e tende ad opporsi alla sua diminuzione.

Se ne deduce che la f.e.m. di autoinduzione tende ad opporsi a tutte le variazioni della corrente nel circuito.

L'energia immagazzinata nel campo magnetico di una corrente elettrica, supposto che il mezzo non sia ferromagnetico, è espressa dalla relazione $\frac{1}{2}LI^2$, in cui L è il *coefficiente di autoinduzione* o *induttanza* del circuito ed I è l'intensità della corrente. L'energia è espressa, al solito, in joule.

Unità di induttanza: l'Henry L'induttanza si indica generalmente con la lettera L e si esprime in *henry*.

Un circuito ha una induttanza di un henry quando la variazione della intensità di corrente di un ampere/sec. provoca una f.e.m. di un volt.

L'henry è una unità troppo grande per esprimere il valore di induttanza delle bobine utilizzate nei circuiti ad alta frequenza; si usano pertanto i due sottomultipli millihenry e microhenry.

1 henry $= 10^3$ millihenry
1 millihenry $= 10^{-3}$ henry
1 microhenry $= 10^{-3}$ millihenry
$= 10^{-6}$ henry.

I simboli sono rispettivamente:
H per l'henry
mH per il millihenry
μH per il microhenry.

Mutua induzione Quando un circuito si trova vicino ad un altro, una corrente variabile che percorra il primo, genera un campo magnetico le cui linee di forza abbracciano il secondo circuito inducendovi una corrente; questa è anch'essa variabile ed a sua volta indurrà una corrente nel primo circuito. Tale fenomeno prende il nome di *mutua induzione*.

La mutua induzione si esprime anch'essa in henry ed ha per simbolo la lettera M. Due circuiti come quelli ora descritti si dice che sono « accoppiati induttivamente ». Il valore della mutua induzione dipende dalla forma e dalle

dimensioni dei due circuiti, dalla loro posizione relativa, dalla distanza che li separa e dalla permeabilità del mezzo. Il grado di accoppiamento induttivo di due bobine è espresso dal *coefficiente di accoppiamento,* che indica il rapporto fra il valore reale della mutua induzione ed il valore massimo che essa potrebbe assumere.

La induttanza totale di due circuiti accoppiati è espressa dalla seguente formula:

$$L = L_1 + L_2 + 2M$$

se la posizione dei circuiti è tale che i loro campi magnetici si sommino; se invece essi sono contrari si ha:

$$L = L_1 + L_2 - 2M$$

L_1 ed L_2 sono le induttanze di ciascuno dei due circuiti; L, l'induttanza totale del complesso dei due circuiti.

Consideriamo due bobine, le cui induttanze siano 3 henry e 4 henry, rispettivamente. Se esse sono disposte in modo che non vi sia accoppiamento, la induttanza totale sarà di 7 henry: se invece fra le due bobine vi è mutua induzione, la induttanza totale sarà o maggiore o minore di 7 henry, secondo che l'orientamento delle bobine è tale che i campi si sommino o si sottraggano.

In questo caso, supposto che l'induttanza totale delle due bobine accoppiate sia di 8 oppure di 6 henry, rispettivamente, la mutua induzione vale 1/2 henry. Infatti:

$$8 = 3 + 4 + 2x \qquad x = 1/2 = M$$
$$6 = 3 + 4 - 2x \qquad x = 1/2 = M$$

Induttanze in parallelo Il calcolo delle induttanze in parallelo si esegue come quello delle resistenze in parallelo, se le bobine sono sufficientemente distanziate sì da rendere trascurabile il valore della mutua induzione.

Induttanze in serie Le induttanze in serie si sommano, come le resistenze, purchè non vi sia mutua induzione.

$$L = L_1 + L_2 + \ldots + L_n .$$

Se vi è mutua induzione (M) l'induttanza totale L vale:

$$L = L_1 + L_2 + 2M .$$

Quest' ultima espressione, come già detto, è valida se le bobine sono collegate in modo che i campi risultino concordi. In caso contrario si ha:

$$L = L_1 + L_2 - 2M .$$

Costituzione dei nuclei I nuclei magnetici ordinari non si possono utilizzare per le radio-frequenze, poichè le perdite dovute alle correnti parassite e all'isteresi diventano enormi per frequenze elevate.

I nuclei magnetici normali si impiegano soprattutto per le bande di frequenza acustica, inferiore a 15 kilocicli, mentre sono indispensabili per le bassissime frequenze (da 50 a 60 cicli), se si desidera ottenere un valore di induttanza apprezzabile. Una bobina ad aria dell'induttanza di 1 henry, ha dimensioni relativamente notevoli, se si considera che, con un piccolo nucleo di ferro, si possono ottenere facilmente valori di 500 henry.

Il valore della induttanza di una bobina avvolta su nucleo magnetico dipende, come già detto, dal campo magnetico e quindi dal valore della corren-

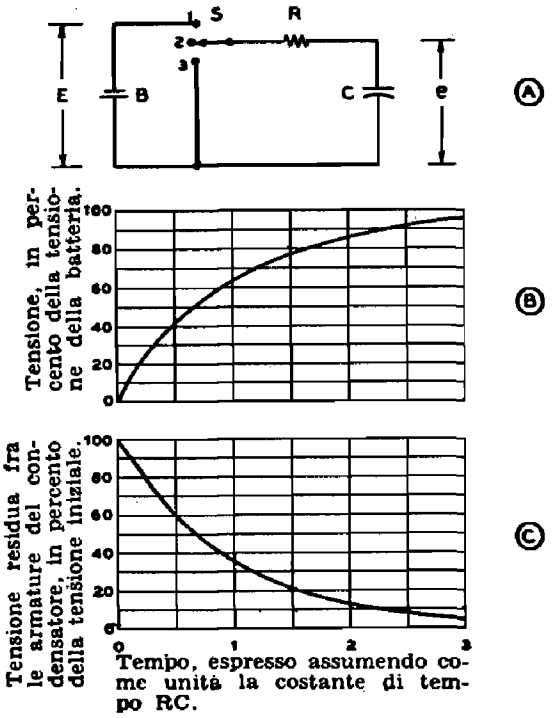


Figura 20.
COSTANTE DI TEMPO DI UN CIRCUITO R-C

Il diagramma (B) indica come varia la d.d.p. ai capi di un condensatore, col trascorrere del tempo, durante la carica del condensatore attraverso la resistenza R. Si vede chiaramente che la d.d.p. raggiunge il valore E dopo un tempo infinito. Il diagramma (C) indica invece la scarica del medesimo condensatore precedentemente caricato. La d.d.p. ai capi del condensatore decresce esponenzialmente fino a zero.

te che circola nel circuito. Per questa ragione, l'induttanza delle bobine a nucleo di ferro usate nei dispositivi di alimentazione è data per un determinato valore della corrente continua. La permeabilità dell'aria non varia con l'induzione magnetica; di conseguenza nei circuiti a nucleo di ferro si praticano spesso delle fessure allo scopo di rendere l' induttanza sufficientemente indipendente dall'induzione magnetica.

Questa fessura è necessaria in molti casi e particolarmente quando una componente importante di c.c. attraversa la bobina. Poichè la permeabilità dell'aria è di gran lunga inferiore a quella del ferro, basta che lo spessore d'aria sia una piccola parte della lunghezza totale del circuito perchè il tratto in aria rappresenti da solo buona parte della riluttanza complessiva.

Per quanto detto sopra, i nuclei magnetici usati per le alte frequenze sono costituiti da minuscole particelle di ferro, unite ad altre di materia isolante. L'insieme forma un nucleo solido attorno a cui si avvolgono le spire e nel quale le correnti parassite o di Foucault sono notevolmente ridotte. Questi nuclei speciali sono molto utili per i circuiti la cui frequenza giunge sino a 100 Mc/s.

Costante di tempo dei circuiti RC e dei circuiti RL

Quando l'interruttore S della figura 20 si trova nella posizione 1, un voltmetro potrà mettere in evidenza il processo di carica, attraverso la resistenza R, di un condensatore C, le cui armature siano collegate ai poli della batteria B. Per valori relativamente grandi di C e di R, e usando un voltmetro che assorba una intensità di corrente trascurabile, sarà possibile tracciare il grafico della tensione *e*, con l'aiuto di un cronometro. Si troverà che la tensione *e* fra le armature subito dopo la chiusura del circuito, cresce rapidamente dal valore iniziale nullo. Poi, via via che il condensatore si carica, la rapidità dell'aumento della tensione diminuisce sempre di più. Si trova matematicamente che in un determinato intervallo di tempo la tensione fra le armature cresce di una costante percentuale della differenza E – e, esistente nell'istante a partire dal quale si conta l'intervallo di tempo.

Il grafico che rappresenta l'andamen-

to di questo processo di carica è costituito da una curva logaritmica o curva esponenziale. L'analisi matematica di un siffatto processo indica che la relazione che passa fra la tensione della sorgente E e la tensione *e* del condensatore in un istante generico t della carica è espressa da:

$$e = E(1 - \varepsilon^{-t/RC})$$

in cui

e = tensione del condensatore nell'istante qualsiasi t della carica;

E = tensione della batteria;

C = capacità;

R = resistenza;

ε = 2,718 (base dei logaritmi naturali o di Nepero);

t = tempo trascorso dalla chiusura dell'interruttore.

Se si esprime t in secondi, R e C possono essere espressi in ohm e in farad, oppure in megaohm e in microfarad.

Il prodotto *RC* prende il nome di costante di *tempo* e si esprime in secondi. Per esempio se R vale 1 megaohm e C un microfarad, la costante tempo vale:

$$C \cdot R = 1 \cdot 1 = 1 \text{ secondo}.$$

Quando il tempo t diviene uguale alla costante tempo, com'è facile constatare dall'equazione precedente, l'esponente di ε assume il valore − 1. Ora, com'è noto, ε^{-1} equivale ad $\frac{1}{\varepsilon}$ quindi si ha:

$$\varepsilon^{-1} = \frac{1}{\varepsilon} = \frac{1}{2{,}718} = 0{,}368$$

per cui sostituendo nell'equazione si ha:

$$e = E(1 - \varepsilon^{-t/RC})$$
$$e = E(1 - 0{,}368) = 0{,}632E.$$

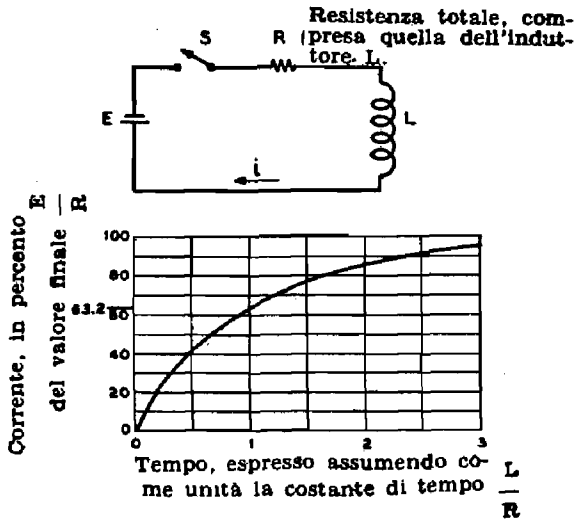


Figura 21.

COSTANTE DI TEMPO DI UN CIRCUITO R-L
Chiudendo l'interruttore, la corrente che attraversa il circuito cresce esponenzialmente dal valore iniziale zero, al valore finale $\frac{E}{R}$.

Questo risultato dice che la tensione che si ha fra le armature del condensatore dopo un intervallo di tempo, dalla chiusura del circuito, uguale al prodotto RC, costante di tempo del circuito stesso, è uguale al 63,2 per cento della tensione della batteria. Nel successivo intervallo di tempo uguale ancora alla costante di tempo RC, la tensione del condensatore avrà un incremento del 63,2 per cento della differenza fra la tensione della batteria e quella del condensatore, cioè il 63,2 per cento di 0.368E.

Quindi dopo un tempo pari a 2 RC dalla chiusura del circuito si avrà

$$e = 0{,}865E.$$

Nel caso di un circuito costituito da un resistore e da un induttore in serie, come mette in evidenza la figura 21, la corrente elettrica segue una legge in tut-

to simile a quella che vale per la tensione del condensatore nei circuiti RC. Essa è espressa dalla seguente equazione.

$$i = \frac{E}{R}\left(1 - \varepsilon^{-\frac{tR}{L}}\right)$$

in cui

i = intensità della corrente in un istante generico dopo la chiusura dell'interruttore;

E = f.e.m. applicata al circuito;

R = resistenza totale, data dalla somma della resistenza del circuito e dalla resistenza a corrente continua dell'induttore;

L = coefficiente di autoinduzione totale del circuito.

La costante di tempo del circuito è qui espressa da $\frac{R}{L}$ con R in ohm ed L in henry. Quando l'interruttore del circuito di fig. 20 viene portato nella posizione 3, dopo che il condensatore è stato caricato, la tensione decresce con un andamento rappresentato dalla curva della fig. 20 C. In questo caso la tensione del condensatore decresce al 36,8% del valore iniziale, in un intervallo di tempo uguale alla costante RC.

CAPITOLO TERZO

Circuiti a corrente alternata

Nel capitolo II sono stati studiati i circuiti a corrente continua (c.c.), la quale è costituita da un flusso di elettroni che ha sempre un senso. Vi è però un altro tipo di corrente: la corrente alternata (c.a.), che si ha quando il verso del flusso elettronico s' inverte periodicamente.

Frequenza di una corrente alternata Una corrente si dice alternata quando il valore della sua intensità varia con legge periodica, crescendo da zero fino ad un valore massimo positivo, decrescendo quindi fino a zero, e poi assumendo la stessa successione di valori con segno opposto al precedente per la stessa durata. Questo processo completo, che prende il nome di periodo, si ripete nel tempo naturalmente con la stessa successione di valori. Il numero di periodi per secondo rappresenta la *frequenza* e si esprime in hertz (simbolo Hz) o nella unità equivalente periodi (o cicli) al secondo (p/s o c/s). La figura 1 mostra l'andamento di una corrente alternata sinusoidale.

Gamma di frequenze Allo stato attuale si può disporre di correnti la cui frequenza varia da 15 Hz a 3.10^{10} Hz.

E' evidentemente poco pratico l'uso dell'unità hertz per le frequenze elevatissime e per questo motivo si usano comunemente tre multipli della stessa unità.

Tali multipli sono:

1) il chilociclo/s = 10^3 Hz; simbolo Kc/s
2) il megaciclo/s = 10^6 Hz = 10^3 Kc/s; simbolo Mc/s
3) il chilo megaciclo/s = 10^9 Hz = 10^6 Kc/s simbolo KMc/s.

Con queste unità più maneggevoli si può classificare in bande l'intero campo delle frequenze che normalmente sono usate.

Le frequenze comprese fra 15 e 20.000 Hz sono la audio frequenze (a.f.). Esse sono percepibili dall'orecchio umano, quando le variazioni della corrente siano trasformate in segnali acustici da un altoparlante o da una cuffia telefonica. La corrente elettrica alternata per usi domestici ed industriali ha una frequen-

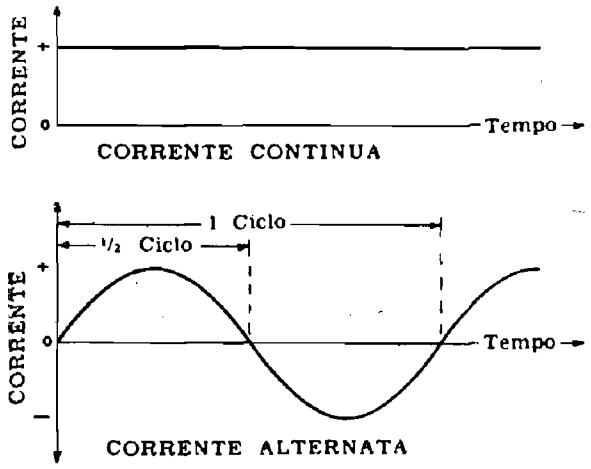


Figura 1.
CORRENTE CONTINUA E CORRENTE ALTERNATA
Rappresentazione grafica in funzione del tempo.

za di 50 Hz. Le frequenze comprese fra 10^4 Hz (10 Kc/s) e 3.10^9 Hz (3 kMc/s) prendono il nome di radiofrequenze (r. f.) perchè sono usate nelle radio-comunicazioni. Le radio frequenze sono state classificate in sette bande:

da 10 a 30 Kc/s = bassissime frequenze
da 30 a 300 Kc/s = basse frequenze
da 300 a 3000 Kc/s = medie frequenze
da 3 a 30 Mc/s = alte frequenze
da 30 a 300 Mc/s = altissime frequenze (o v.h.f.)
da 300 a 3000 Mc/s = u.h.f.
da 3 a 30 kMc/s = s.hf.

3-1 Generazione di corrente alternata

Faraday scoprì che se un conduttore che fa parte di un circuito chiuso è messo in movimento in un campo magnetico, in modo da tagliare le linee di forza del campo, nel circuito circola una corrente. Egli scoprì che se un circuito è posto in vicinanza di un altro percorso da una corrente di intensità variabile, allora il primo circuito diventa sede di una corrente elettrica.

Questo fenomeno si chiama *induzione* elettromagnetica e le correnti così generate si chiamano *correnti indotte*. Nel secondo caso considerato le linee di forza, per effetto della variazione del campo magnetico creato dalla corrente, nel secondo circuito, tagliano il primo circuito dando luogo in esso ad una corrente. In generale, in un circuito viene indotta una corrente quando vi è un movimento relativo fra il circuito e un campo magnetico: il senso della corrente dipende dal verso del movimento relativo e dal senso del campo e la sua intensità dipende dall'intensità del campo, dalla velocità del movimento e dal numero di spire del circuito.

Alternatori Una macchina che produca energia elettrica a corrente alternata è chiamata *alternatore* o generatore di corrente alternata. La figura 2 rappresenta un alternatore nelle sue parti fondamentali. Esso si compone di due magneti permanenti, i cui poli, di nome contrario, si trovano affacciati, che generano un campo magnetico.

Una spira in condizione di ruotare liberamente è fra i due poli della calamita, e le sue estremità sono collegate agli anelli di un collettore R, sui quali strisciano due spazzole. Ruotando la spira, si

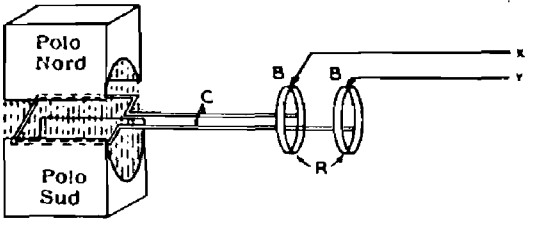


Figura 2.
ALTERNATORE
Rappresentazione schematica di un alternatore.

genera in essa una corrente alternata, indotta dal campo magnetico variabile, se le spazzole sono collegate con le estremità di un circuito.

L'intensità del campo fra i due poli è sostanzialmente costante in corrispondenza dell'area delle facce polari. Quando i conduttori che costituiscono i lati della spira paralleli all'asse di rotazione si muovono parallelamente alle linee di flusso, e questo avviene quando il piano della spira è normale alla direzione del campo, nessuna linea viene tagliata. Quando i conduttori, partendo da questa posizione, si muovono sotto le facce polari, essi tagliano un sempre maggior numero di linee di forza per un dato angolo descritto nella rotazione. Tale numero diventa massimo quando il piano della spira è parallelo alla direzione del campo. Perciò la corrente indotta è nulla nella posizione in cui la spira è sul piano di mezzeria fra i due poli, mentre è massima quando la spira è parallela al campo. Dopo una rotazione di 180° la posizione della spira rispetto al campo è esattamente opposta a quella di partenza. Quindi una successiva rotazione di 180° darà luogo ad una corrente che ripete esattamente nei suoi valori istantanei l'andamento della corrente indotta durante la rotazione dei primi 180°, ma con segno opposto.

L'intensità della corrente non aumenta proporzionalmente all'angolo di rotazione, ma è funzione del seno di esso. La rappresentazione cartesiana di tale funzione è quindi una curva sinusoidale.

La maggior parte delle macchine elettriche danno curve che non sono esattamente delle sinusoidi, ma gli scostamenti dalla forma sinusoidale sono tanto piccoli che questo non ha, in generale, importanza per le utilizzazioni industriali.

Quanto è stato detto nei paragrafi precedenti in rapporto alla corrente alternata è applicabile alla f.e.m. alternata. La fig. 3 mette in evidenza come la f.e.m. di una spira che ruota in un campo magnetico sia rappresentata da una curva sinusoidale. La freccia che ruota, a sinistra, rappresenta una spira che ruota in un campo magnetico uniforme. Si può considerare la freccia come un vettore, che rappresenta la intensità del campo magnetico, e la cui lunghezza è in rapporto all'intensità del campo. La f.e.m. generata nella spira è proporzionale alla variazione del flusso magnetico riferita all'unità di tempo, la quale è proporzionale alla distanza della punta della freccia dall'asse delle ascisse. Se si assuma EO come unità di f.e.m. è possibile determinare la f.e.m. nel punto C (rappresentata dalla distanza verticale della punta della freccia dall'asse x) a mezzo del seno dell'angolo formato dalla freccia con l'asse orizzontale.

Quando la freccia, nella sua rotazione, si è spostata dal punto A al punto E, essa ha descritto un angolo di 90°, cioè ha compiuto un quarto di periodo. Tralasciamo di considerare gli altri tre quadranti giacchè la loro relazione col primo appare evidente.

E' importante notare che il tempo è rappresentato per mezzo di gradi o di quadranti. Sono stati considerati archi AB, BC, CD, e DE, uguali, corrispondenti a tempi uguali, per indicare che la freccia ruota con velocità costante.

Definizione di radiante Dalla fig. 1 risulta evidente che il valore di una grandezza sinusoidale varia continuamente. Può essere spesso assai utile

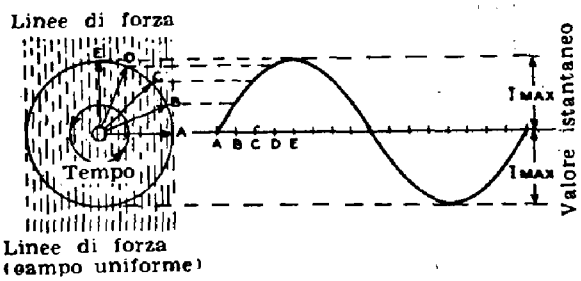


Figura 3.
CORRENTE IN UN CIRCUITO ALIMENTATO DA UN ALTERNATORE
In figura è riportata la corrente sinusoidale che un alternatore del tipo di quello della Fig. 2 fa circolare in un circuito.

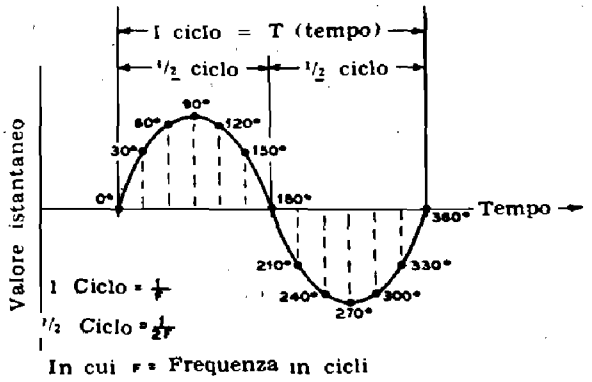


Figura 4.
ONDA SINUSOIDALE

La figura rappresenta un periodo di un'onda sinusoidale. Sull'asse delle ascisse sono riportati i tempi ed i corrispondenti angoli in gradi. Un periodo o ciclo comprende 360°; mezzo periodo 180°; un quarto 90°. Lo stesso periodo rappresenta la funzione coseno, con l'avvertenza che i valori massimi e minimi della funzione si verificano rispettivamente per 0° e 180°. Fra le due onde, l'una sinusoidale e l'altra cosinusoidale, c'è uno spostamento di fase di 90°.

conoscere il valore in ogni istante in funzione dell'ampiezza massima. A tale scopo potremmo dividere il periodo in un certo numero di parti, 8, 10, 100 ecc.; è invece più conveniente suddividere il ciclo in *gradi elettrici* (360° elettrici costituiscono un periodo) oppure in *radianti*.

Sappiamo che il radiante è un arco di circonferenza di lunghezza uguale al raggio: da ciò discende immediatamente che un periodo espresso in radianti è 2π. Entrambe le unità vengono comunemente usate per i circuiti a corrente alternata. Però dato che è più agevole usare nelle tavole trigonometriche i gradi elettrici invece dei radianti, è bene notare le seguenti corrispondenze:

$$2\pi \text{ radianti} = 1 \text{ ciclo} = 360°$$

$$\pi \text{ radianti} = \frac{1}{2} \text{ ciclo} = 180°$$

$$\frac{\pi}{2} \text{ radianti} = \frac{1}{4} \text{ ciclo} = 90°$$

$$\frac{\pi}{3} \text{ radianti} = \frac{1}{6} \text{ ciclo} = 60°$$

$$\frac{\pi}{4} \text{ radianti} = \frac{1}{8} \text{ ciclo} = 45°$$

$$1 \text{ radiante} = \frac{1}{2\pi} \text{ ciclo} = 57°3'.$$

Quando la spira della fig. 2, ruotando fra i poli del magnete permanente, ha compiuto un giro completo, ha descritto esattamente un angolo pari a 2π radianti. L'espressione $2\pi f$ rappresenta il proprodotto fra il numero di radianti contenuti in un ciclo e il numero di cicli compiuti in un secondo, ossia la frequenza della corrente o della tensione alternata. In definitiva, l'espressione $2\pi f$ esprime la velocità angolare della spira, ovvero la velocità di rotazione del vettore che in fig. 3 rappresenta la corrente o la tensione alternata. Comunemente la velocità angolare viene espressa con la lettera greca ω; tale velocità, moltiplicata per il tempo, dà l'angolo descritto nello stesso tempo. Infatti:

$$\omega = \frac{\alpha}{t}$$

ω = velocità angolare
α = angolo descritto
t = tempo impiegato

da cui si ricava:

$$\alpha = \omega t = 2\pi ft$$

L'espressione $2\pi ft$ rappresenta dunque l'angolo descritto dalla spira nel tempo t.

Nel caso di un'onda sinusoidale di tensione o di corrente, per t = zero, l'angolo è nullo per cui la grandezza in esame risulta nulla.

Valore istantaneo della tensione o della corrente Il valore istantaneo della tensione o della corrente è proporzionale al seno dell'angolo descritto, (partendo da t = zero) dal vettore rotante che rappresenta l'intensità massima della grandezza. Quando si conosce tale valore massimo dell'ampiezza della tensione e l'angolo descritto dal vettore rotante è possibile calcolare il valore istantaneo mediante la seguente formula:

$$e = E_M \text{ sen } 2\pi ft$$

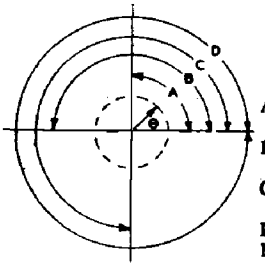
in cui:

e = tensione istantanea
E_M = valore massimo della tensione
f = frequenza espressa in Hz
t = intervallo di tempo trascorso dall'istante t = zero.

Per esprimere il valore istantaneo della corrente è sufficiente sostituire nella formula precedente *i* ed *e* a I_M ad E_M:

$$i = I_M \text{ sen } 2\pi ft$$

Per la determinazione dell'ampiezza istantanea, quando non si conosca la frequenza, considerando soltanto un ciclo, l'espressione viene scritta nel modo seguente:



In cui
Θ angolo di fase = $2\pi ft$
$A = \frac{\pi}{2}$ radianti = 90°;
$B = \pi$ radianti = 180°
$C = \frac{3\pi}{2}$ radianti = 270°
$D = 2\pi$ radianti = 360°;
1 radiante uguale a 57,324 gradi

Figura 5.
ILLUSTRAZIONE DEI RADIANTI

Il radiante è una unità per la misura degli angoli, uguale a 57,324°. Esso è comunemente usata nelle relazioni matematiche nelle quali figurano angoli di fase; poichè le relazioni stesse vengono semplificate dall'uso dell'unità radiante,

$$e = E_M \text{ sen } \varphi$$

in cui:

φ = angolo descritto dal vettore nel tempo trascorso dall'istante t = zero (supposto che tale istante sia quello in cui è nulla anche la grandezza sinusoidale)

per esempio:

$\varphi = 30°$	sen $\varphi = 0{,}5$	$e = 0{,}5\ E_M$
$\varphi = 60°$	sen $\varphi = 0{,}866$	$e = 0{,}866\ E_M$
$\varphi = 90°$	sen $\varphi = 1$	$e = E_M$
$\varphi = 1$ rad.	sen $\varphi = 0{,}8415$	$e = 0{,}8415 E_M$

Valore efficace della corrente alternata Il valore istantaneo di una corrente alternata o di una tensione alternata varia continuamente, durante il tempo impiegato per compiere un intero ciclo.

Il valore efficace di una corrente si può determinare confrontando l'effetto termico della corrente alternata con quello di una corrente continua. L'intensità efficace di una corrente alternata è uguale all'intensità di una corrente continua che nello stesso tempo, attraversando la stessa resistenza, sviluppa la medesima

quantità di calore. Così ad es., una corrente alternata avrà l'intensità efficace di 1 A, quando nello stesso tempo, produce la stessa quantità di calore di una corrente continua di 1 A che attraversa la stessa resistenza.

Il valore efficace si ottiene prendendo i quadrati del valori istantanei in un periodo, facendo la loro media ed estraendone la radice quadrata. Esso è quindi la radice quadrata della media dei quadrati.

Gli apparecchi di misura comunemente usati indicano il valore efficace della corrente e della tensione. Tale valore equivale al 70,7% del valore massimo (per le onde sinusoidali) ed è espresso dalla relazione:

$$E = 0{,}707 \cdot E_M \text{ oppure}$$
$$I = 0{,}707 \cdot I_M$$

da cui:

valore massimo = 1,414 valore efficace = = $\sqrt{2}$ valore efficace.

Queste espressioni sono utili in radiotecnica.

Corrente alternata raddrizzata o corrente continua pulsante

Applicando una tensione alternata ad un raddrizzatore, la corrente che si ottiene varia in ampiezza ma circola in un solo senso.

Questa corrente alternata raddrizzata è una corrente continua pulsante.

Un diagramma tipico di corrente continua pulsante è rappresentato in fig. 6.

Gli strumenti comunemente usati per la misura della corrente continua non indicheranno il valore massimo della corrente continua pulsante, ma semplicemente il suo valore medio. Per meglio comprendere il concetto di valore medio di una corrente continua pulsante si può immaginare di livellare il diagramma riempiendo con parte delle creste gli avvallamenti della curva. L'altezza del rettangolo ottenuto rappresenta il valore medio.

Un voltmetro per corrente continua collegato fra i morsetti di uscita del raddrizzatore, indicherà il valore medio della tensione. Il valor medio è legato al valor massimo dell'espressione:

$$E_m = 0{,}636 \cdot E_M$$

Questa relazione mostra che il valore medio di una grandezza sinusoidale vale il 63,6% del valore massimo.

Relazione fra i valori massimo, efficace e medio

Riassumiamo le relazioni fra i tre valori caratteristici di una grandezza sinusoidale.

Il valore massimo è 1,41 volte il valore efficace; il valore efficace è 0,707 volte il valore massimo; il valore medio è 0,636 volte il valore massimo e 0,9 volte il valore efficace.

$$E = 0{,}707 E_M$$
$$E_m = 0{,}636 E_M$$
$$E_m = 0{,}9\ E$$
$$E = 1{,}11\ E_m$$
$$E_M = 1{,}414 E$$
$$E_M = 1{,}57\ E_m$$

E_m = valore medio
E = valore efficace
E_M = valore massimo

Applicazione della legge di Ohm ai circuiti a corrente alternata

La legge di Ohm è applicabile sia in corrente continua che in corrente alternata.

Se i circuiti non presentano induttanza (bobine) nè capacità (condensatori), ma solamente resistenze, quali fila-

menti di valvole o di lampadine ad incandescenza, fornelli elettrici e simili, si possono eseguire i calcoli usando la legge di Ohm, prescindenlo dalla natura della corrente (continua o alternata).

Quando un condensatore o una bobina fanno parte del circuito, si deve prendere in considerazione una proprietà comune ad entrambi: *la reattanza.*

Reattanza induttiva Com'è stato precedentemente detto, una corrente variabile che circola in una bobina genera una forza elettromotrice, che tende ad opporsi alla variazione della corrente. Questa proprietà dell'induttanza spiega la sua tendenza ad opporsi a tutti i cambiamenti della corrente. L'impedenza presentata da una induttanza priva di resistenza, ad una corrente alternata di determinata frequenza rappresenta la sua *reattanza induttiva,* che è:

$$X_L = 2\pi fL \text{ in cui:}$$

X_L = reattanza induttiva espressa in ohm
π = 3,1416
f = frequenza in hertz
L = induttanza in henry.

Reattanza induttiva alle alte frequenze E' spesso necessario calcolare la reattanza induttiva alle alte frequenze (A.F.). Si può far uso della medesima formula, ma per renderla meno complessa si preferisce esprimere l'induttanza in millihenry e la frequenza in Kilohertz (o Kilocicli/s).

Per i valori di frequenza più elevati e di induttanza più bassi, si usa esprimere la frequenza in megacicli/s e l'induttanza in microhenry.

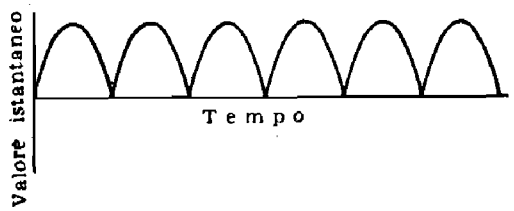


Figura 6.
ONDA SINUSOIDALE RADDRIZZATA
Forma d'onda che si ottiene all'uscita di un raddrizzatore a doppia onda, nel caso di onda sinusoidale e di raddrizzatore perfetto. Ogni impulso ha la forma di una semionda sinusoidale. Una corrente di questo tipo è conosciuta col nome di corrente unidirezionale pulsante.

L'equazione fondamentale rimane ugualmente valida, poichè i coefficienti dell'induttanza e della frequenza, comparendo rispettivamente al numeratore ed al denominatore ed essendo uguali hanno rapporto unitario. Non sarà invece possibile esprimere, nella stessa formula L in millihenry ed f in H_z, senza introdurre un coefficiente numerico di trasformazione.

Reattanza capacitiva Si è visto che la reattanza induttiva è una proprietà dell'induttanza, per cui questa rappresenta una certa impedenza alla corrente alternata. I condensatori hanno una proprietà analoga, con l'unica differenza che tendono ad opporsi alle variazioni della tensione ad essi applicata: tale proprietà prende il nome di reattanza capacitiva e si esprime nel modo seguente:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC}$$

in cui
X_c = reattanza capacitiva in ohm
π = 3,1416
f = frequenza in H_z
C = capacità in farad.

Reattanza capacitiva alle alte frequenze Come nel caso precedentemente visto della reattanza induttiva, le unità di capacità e di frequenza possono essere convertite in altre unità più adatte ai problemi di radiotecnica.

L'equazione precedente può essere messa nella seguente forma:

$$X_c = \frac{10^6}{2\pi fC}$$

in cui

f = frequenza in megacicli/s
C = capacità in micro-microfarad.

Nel campo delle frequenze acustiche si usa la stessa formula esprimendo la frequenza in Hz e la capacità in microfarad.

Fase Quando una corrente alternata percorre un circuito che presenta solo resistenza, la corrente raggiunge il valore massimo o minimo contemporaneamente alla tensione; per questo motivo la legge di Ohm è applicabile alla corrente alternata nella stessa forma nota per la corrente continua, ammesso che il circuito presenti unicamente resistenza ohmica e che si introducano nella equazione i valori massimi o i valori efficaci sia per la corrente che per la tensione.

Quando un circuito presenta, oltre alla resistenza ohmica, una certa capacità ed una certa induttanza, l'intensità della corrente non raggiunge il valore massimo contemporaneamente alla tensione. Se la corrente è in ritardo di fase rispetto alla tensione, ciò è dovuto al fatto che il circuito presenta reattanza induttiva; se la tensione è in ritardo di fase rispetto alla corrente, ciò è dovuto alla reattanza capacitiva del circuito.

Nei circuiti elettrici che presentano unicamente reattanza, la tensione è sfasata in ritardo o in anticipo di 90° rispetto alla corrente: se il circuito presenta solo reattanza induttiva la tensione è sfasata in anticipo di 90° rispetto alla corrente; se il circuito ha solo reattanza capacitiva la tensione è sfasata in ritardo di 90° rispetto alla corrente.

Insieme di reattanze La reattanza capacitiva e la reattanza induttiva hanno un effetto esattamente opposto per quanto riguarda la fase fra corrente e tensione di un circuito. Quando i due tipi di reattanze si trovano in serie nello stesso circuito i loro effetti tendono quindi a compensarsi.

La reattanza del complesso di una reattanza induttiva e di una reattanza capacitiva è la reattanza equivalente del circuito. Essa si ottiene sottraendo la reattanza capacitiva dalla reattanza induttiva:

$$X = X_L - X_C .$$

Se questa differenza è positiva significa che la reattanza equivalente è induttiva; nel caso contrario la reattanza equivalente è capacitiva; se la reattanza equivalente è nulla, cioè se la reattanza induttiva e quella capacitiva hanno uguale valore assoluto, il circuito si dice risonante. La condizione di risonanza sarà discussa in seguito.

E' importante tener presente che la reattanza induttiva ha segno positivo, mentre la reattanza capacitiva ha segno negativo.

Impedenza - circuiti con reattanza e resistenza

Come si è detto, una pura reattanza determina fra tensione e corrente uno spostamento di fase di 90°; la resistenza ohmica invece non genera alcuno spostamento di fase fra tensione e corrente, per cui non è possibile sommarla algebricamente con la reattanza. Quando nel circuito si trovano reattanza e resistenza ohmica, il valore dell'angolo di fase tra corrente e f.e.m., è compreso fra O° e + 90° dipendentemente dai valori della reattanza. Il termine impedenza è un termine generico che può essere dato ad ogni grandezza elettrica che tende a limitare il flusso di corrente. Tale termine è dunque usato per designare la resistenza, la reattanza, o la combinazione di reattanza e resistenza. Il simbolo dell'impedenza è Z.

Un'impedenza è definita dal modulo e dall'angolo di fase o angolo caratteristico. La rappresentazione può essere fatta in due modi convertibili l'uno nell'altro, mediante semplice trasformazione matematica.

Il primo metodo di rappresentazione dell'impedenza mette in evidenza le componenti di resistenza e di reattanza nella forma : $R + jX$, in cui R rappresenta la componente di resistenza ed X la componente reattiva entrambe espresse in ohm. « j » sta ad indicare che la reattanza non può essere sommata algebricamente alla resistenza. Se il termine j X è positivo, la reattanza è positiva cioè induttiva, se invece è negativo, la reattanza è negativa, ovvero capacitiva. Il secondo metodo di rappresentazione dell'impedenza mette in evidenza il valore assoluto dell'impedenza e l'angolo di fase tra corrente e tensione, nella forma « $Z \angle \varphi$ ». La figura 9 mostra graficamente la relazione che intercorre fra i due metodi di rappresentazione dell'impedenza. La costruzione della figura 9 è chiamata *rappresentazione vettoriale dell'impedenza*. Mediante l'uso di questo diagramma è possibile sommare una resistenza ad una reattanza per ottenere l'impedenza in valore assoluto e angolo. Le resistenze vengono riportate a partire da zero sull'asse orizzontale verso destra; i valori positivi di reattanza (induttiva) riportati sull'asse verticale verso l'alto, mentre i valori negativi di reattanza (capacità) verso il basso.

E' importante notare che, dal punto di vista geometrico, la reattanza e la resistenza rappresentano i cateti di un triangolo rettangolo, la cui ipotenusa rappresenta l'impedenza. E' quindi possibile determinare per via matematica il valore dell'impedenza mediante la nota relazione geometrica: in un triangolo rettangolo il quadrato dell'ipotenusa equivale alla somma dei quadrati dei singoli cateti.

$$|Z|^2 = R^2 + X^2$$

oppure

$$|Z| = \sqrt{(R^2 + X^2)}.$$

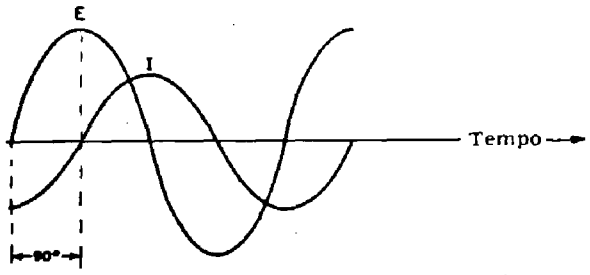
E' inoltre opportuno notare che l'angolo compreso fra R e Z può essere facilmente determinato con una delle seguenti relazioni trigonometriche:

$$\text{sen } \varphi = \frac{X}{|Z|}$$

$$\cos \varphi = \frac{R}{|Z|}$$

$$\text{tang}\varphi = \frac{X}{R}$$

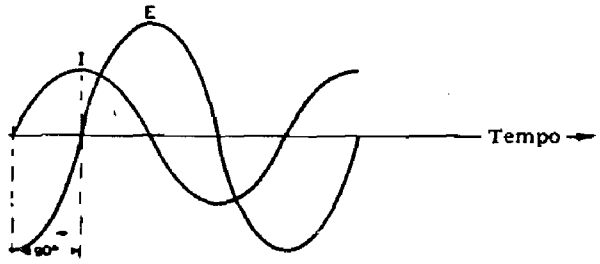
Quando la resistenza e la reattanza sono note si può determinare il modulo



Corrente in ritardo di 90° sulla tensione (circuito costituito soltanto di una pura induttanza)

Figura 7.
SPOSTAMENTO DI FASE IN RITARDO

La figura rappresenta una corrente sinusoidale in un circuito che contiene una pura induttanza soltanto. Una tale corrente è spostata in ritardo sulla tensione di un quarto di periodo cioè 90°.



Corrente in anticipo di 90° sulla tensione (circuito contenente solo una pura capacità).

Figura 8.

La figura 8 rappresenta una corrente sinusoidale in un circuito costituito da una capacità soltanto. La corrente è spostata di 90° in anticipo sulla tensione.

dell'impedenza Z e l'angolo di fase φ, passando dalla forma $Z = R + jX$ alla forma $|Z| \angle \varphi$.

In questo caso possiamo far uso di due delle precedenti espressioni:

$$|Z| = \sqrt{(R^2 + X^2)}$$

$$\text{tang}\,\varphi = \frac{X}{R}\,; \quad \left(\varphi = \text{arc tang}\,\frac{X}{R}\right)$$

Inversamente, per passare dalla forma $|Z| \angle \varphi$ alla forma $R + jX$, si possono usare le seguenti relazioni, ciascuna delle quali può essere facilmente ricavata dalle espressioni trigonometriche sopra riportate:

$$R = |Z| \cos \varphi$$
$$jX = j|Z| \text{ sen } \varphi$$

sommando membro a membro le due uguaglianze, se ne ottiene una terza, che esprime la relazione che intercorre fra i due metodi citati per la determinazione dell'impedenza

$$R + jX = |Z| \ (\cos \varphi + j \text{ sen } \varphi).$$

L'unità di misura dell'impedenza, della resistenza e della reattanza è l'ohm. Inoltre, poichè la reattanza capacitiva e la reattanza induttiva sono funzioni della frequenza, l'impedenza varierà con la frequenza. La figura 10 mette in evidenza il modo con cui Z varia al variare della frequenza in un circuito con resistenza e induttanza in serie, oppure con resistenza e capacità in serie.

Circuiti con R L C in serie

In un circuito contenente R, L e C in serie, la componente reattiva, nell'espressione precedente, è sostituita dalla reattanza risultante, data dalla differenza fra X_L e X_C. Sostituendo quindi ad X la differenza $(X_L - X_C)$ nelle precedenti uguaglianze si ha:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

$$\varphi = \text{arc tang}\,\frac{(X_L - X_C)}{R}$$

Un tale circuito può dunque presentare una impedenza costituita da resistenza e da reattanza capacitiva, se la reattanza risultante è capacitiva, oppure da resistenza e da reattanza induttiva, se la reattanza risultante è induttiva, e infine da resistenza ohmica se le reattanze induttiva e capacitiva sono uguali in valore assoluto, e quindi si compensano nei loro effetti.

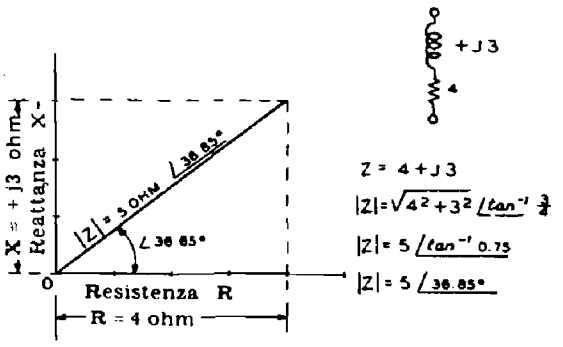


Figura 9.
IL TRIANGOLO DELL'IMPEDENZA
La figura indica la costruzione grafica con la quale si ottiene il valore assoluto della impedenza risultante da una reattanza in serie. Sulla figura è riportato il calcolo, relativo allo stesso esempio numerico a cui è riferita la costruzione.

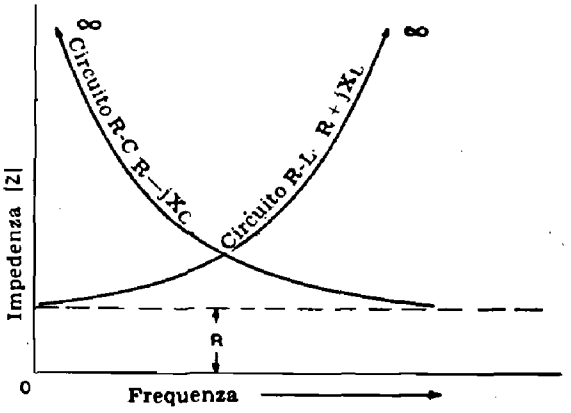


Figura 10.
IMPEDENZA IN FUNZIONE DELLA FREQUENZA PER UN CIRCUITO CON R ED L IN SERIE E PER UN CIRCUITO CON R E C IN SERIE
L'impedenza di un circuito R-C tende ad un valore infinito al tendere a zero della frequenza (corrente continua), mentre la impedenza di un circuito con R ed L in serie tende a diventare infinitamente grande quando la frequenza tende all'infinito. L'impedenza del circuito R-C, tende al valore della resistenza, quando la frequenza tende all'infinito, mentre l'impedenza del circuito R-L tende al valore della resistenza quando la frequenza tende a zero (corrente continua).

Somma di grandezze complesse La somma di grandezze complesse (per esempio impedenze in serie) è facilmente eseguibile se ci si riferisce ad un sistema di assi cartesiani. Se ci si riferisce invece ad un sistema di coordinate polari, le grandezze possono essere sommate solo graficamente.

Per esempio utilizzando il metodo della rappresentazione in un sistema di assi ortogonali si ha:

$$(R_1 + jX_1) + (R_2 + jX_2) = \\ = (R_1 + R_2) + j(X_1 + X_2).$$

Se diamo alle lettere dei valori, p.e. se facciamo $Z_1 = (10 + j50)$ e $Z_2 = (20 - j30)$ si ottiene:

$$Z = Z_1 + Z_2 = (10 + j50) + (20 - j30) = \\ = (10 + 20) + j(50 - 30) = 30 + j20$$

Moltiplicazione e divisione di grandezze complesse E' spesso necessario moltiplicare o dividere due grandezze complesse. Il problema può essere facilmente risolto quando tali grandezze siano riferite ad un sistema di coordinate polari; in caso contrario è opportuno passare sempre alla forma polare.

Per fare il prodotto di due grandezze complesse, si esegue il prodotto dei fattori $|Z_1|$ e $|Z_2|$ e si fa la somma degli angoli φ_1 e φ_2:

$$(|Z_1| \angle \varphi_1) \cdot (|Z_2| \angle \varphi_2) = |Z_1||Z_2| \angle \varphi_1 + \varphi_2.$$

Se le grandezze sono ad esempio $|20| \angle 43°$ e $|32| \angle -23°$ si ha:

$$(20 \angle 43°)(32 \angle -23°) = \\ = 20 \,.\, 32 \angle 43° - 23° = 640 \angle 20°$$

Per fare la divisione invece si esegue il rapporto Z_1 e Z_2 e la differenza fra φ_1 e φ_2.

Per esempio

$$\frac{|Z_1| \angle \varphi_1}{|Z_2| \angle \varphi_2} = \frac{|Z_1|}{|Z_2|} \angle (\varphi_1 - \varphi_2).$$

Se le impedenze sono rispettivamente $50 \angle 67°$ e $10 \angle 45°$ si avrà:

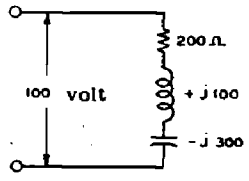


Figura 11.
CIRCUITO CON R, L E C IN SERIE

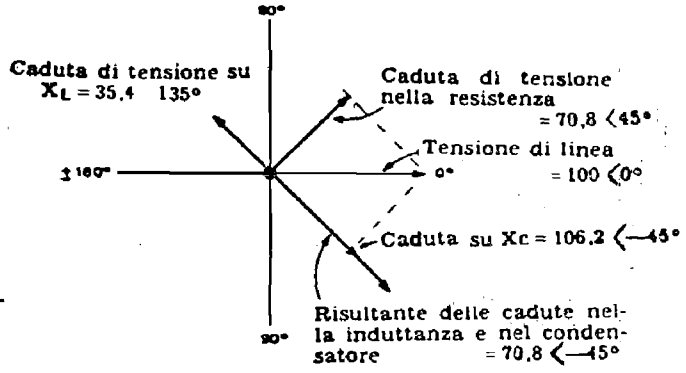


Figura 12.
Rappresentazione grafica delle tensioni in un circuito con R, L e C in serie.

$$\frac{50 \angle 67°}{10 \angle 45°} = \frac{50}{10} \angle (67° - 45°) =$$
$$= 5 \angle 22°.$$

Legge di Ohm per le grandezze complesse La legge di Ohm, espressa in forma semplice per i circuiti a corrente continua, può essere formulata in modo più generale per i circuiti a corrente alternata che presentino sia reattanza che resistenza ohmica.

Essa si esprime con

$$I = \frac{E}{Z}$$

in cui, nel caso generale, I, E e Z rappresentano grandezze complesse. Nel caso in cui l'impedenza sia costituita unicamente da resistenza ohmica, la equazione diviene $I = \frac{E}{R}$. In ogni caso, la tensione applicata potrà essere espressa nel suo valore massimo, efficace o medio Corrispondentemente, la corrente sarà espressa nel suo valore massimo, efficace o medio.

Nel caso più generale di grandezze complesse, per risolvere l'equazione si ricorre al calcolo con numeri complessi. Inoltre, dovendosi eseguire moltiplicazioni e divisioni si riferiscono le grandezze al sistema di coordinate polari.

Consideriamo, ad esempio, il circuito della fig. 11, a cui è applicata una tensione di 100 volt. Nel sistema cartesiano l'impedenza è:

$$Z = 200 + j(100 - 300) = 200 - j200 .$$

Per ottenere la corrente è opportuno rappresentare l'impedenza in coordinate polari:

$$|Z| = \sqrt{(200^2 + (-200)^2)} =$$
$$= \sqrt{(40.000 + 40.000)} =$$
$$= \sqrt{(80.000)} = 282 .$$
$$\varphi = \text{arc. tang} \frac{X}{R} = \text{arc. tang} \frac{-200}{200} =$$
$$= \text{arc. tang}\,(-1) = -45°$$

per cui

$$Z = 282 \angle -45°.$$

Quando per eseguire i calcoli si fa uso del regolo, si può pervenire al valore dell'impedenza senza alcuna operazione di addizione o sottrazione trovando prima l'angolo φ e quindi, mediante le relazioni trigometriche sotto elencate, il valore di Z:

$$\varphi = \text{arc. tang} \frac{X}{R} = \text{arc. tang} \frac{-200}{200} =$$
$$= \text{arc. tang}\,(-1) = -45°$$
$$|Z| = \frac{R}{\cos\varphi} = \frac{200}{0{,}707} = 282\Omega .$$

Dal momento che la tensione applicata è presa come asse di riferimento delle correnti e delle tensioni nel circuito, si prende, per definizione, il suo angolo di fase uguale a 0°: $E = 100 \angle 0°$.

Quindi:

$$I = \frac{100 \angle 0°}{282 \angle -45°} = 0{,}354 \angle 0° - (-45°) =$$
$$= 0{,}354 \angle 45° \text{ ampere.}$$

La corrente deve passare attraverso i tre elementi del circuito disposti in serie. La caduta di tensione nella resistenza (il cui angolo di fase è O°) sarà:

$$E_r = IR$$
$$E_r = (0{,}354 \angle 45°)(200 \angle 0°) =$$
$$= 70{,}8 \angle 45° \text{ volt.}$$

La caduta di tensione attraverso la reattanza induttiva è:

$$E_L = IX_L$$
$$E = (0{,}354 \angle 45°)(100 \angle 90°) =$$
$$= 35{,}4 \angle 135° \text{ volt.}$$

Infine, la caduta di tensione attraverso la reattanza capacitiva è:

$$E_C = IX_C$$
$$E_C = (0{,}354 \angle 45°)(300 \angle -90°) =$$
$$= 106{,}2 \angle -45° \text{ volt.}$$

E' opportuno notare che la caduta di tensione nella reattanza capacitativa è maggiore della tensione applicata al circuito. Questo fatto, che spesso si presenta nei circuiti con RLC in serie, si spiega ammettendo che una parte della caduta di tensione nella reattanza capacitiva, sia neutralizzata dalla caduta di tensione nella reattanza induttiva.

E' spesso conveniente, in un problema come quello accennato, verificare la validità della soluzione, sommando vettorialmente le cadute di tensione nei singoli elementi del circuito, per essere sicuri che la loro somma sia in valore assoluto uguale alla tensione applicata, oppure, mediante la seconda legge di Kirchoff, verificare che la somma delle cadute di tensione negli elementi di un circuito, compresa la f.e.m. del generatore, presa col segno negativo, sia uguale a 0. Nel caso generale di somma di n cadute di tensione è opportuno scindere le tensioni stesse nelle loro componenti con riferimento alla f.e.m. applicata; poi le componenti in fase possono essere direttamente addizionate, come pure quelle in quadratura così:

$$E_R = 70{,}8 \angle 45°$$
$$= 70{,}8 (\cos 45° + j \operatorname{sen} 45°)$$
$$= 70{,}8 (0{,}707 + j\, 0{,}707)$$
$$= 50 + j\, 50$$
$$E_L = 35{,}4 \angle 135°$$
$$= 35{,}4 (\cos 135° + j \operatorname{sen} 135°)$$
$$= 35{,}4 (-0{,}707 + j\, 0{,}707)$$
$$= -25 + j\, 25$$
$$E_C = 106{,}2 \angle 45°$$
$$= 106{,}2 [\cos(-45°) + j \operatorname{sen}(-45°)]$$
$$= 106{,}2 (0{,}707 - j\, 0{,}707)$$
$$= 75 - j\, 75$$
$$E_R + E_L + E_C = (50 + j\, 50) + (-25 + j25) + (75 - j\, 75)$$
$$= (50 - 25 + 75) + j(50 + 25 - 75) =$$
$$= 100 + j\, 0$$
$$= 100 \angle 0°$$ che è appunto il valore della tensione applicata.

Verifica del risultato mediante costruzione grafica nel piano complesso

Per verificare il calcolo con grandezze complesse si ricorre spesso ad una costruzione grafica.

La figura 12 mostra la costruzione per il calcolo delle grandezze del problema precedentemente risolto. A tale scopo si costruisce un rettangolo, i cui due lati rappresentano rispettivamente la caduta di tensione nella resistenza e la caduta

di tensione nella reattanza risultante (le cadute di tensione nelle due reattanze possono essere sommate algebricamente perchè risultano in opposizione di fase).

Il vettore somma di questi due vettora, che è dato dalla diagonale del rettangolo costruito sui due vettori stessi, rappresenta la tensione applicata di 100 volt con angolo di fase di 0°.

Resistenza e reattanza in parallelo Nei circuiti contentenenti capacità, resistenze ed induttanze collegate in serie, come quelli trattati precedentemente, tutti gli elementi sono attraversati dalla medesima corrente. Fra le estremità dei vari componenti si hanno però tensioni, in generale, diverse fra loro.

Nei circuiti in cui R,L e C sono in parallelo, invece, la tensione applicata a ciascuno di tali elementi è la stessa, mentre la corrente che attraversa i vari rami in parallelo è in generale diversa da elemento a elemento.

Vi sono diversi metodi per risolvere problemi relativi a circuiti contenenti impedenze in parallelo: alcuni di essi saranno illustrati in seguito. Per ora enunciamo un criterio generale: l'impedenza totale, risultante da più impedenze in parallelo, si ottiene applicando la stessa formula che vale per le resistenze in parallelo:

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \ldots + \frac{1}{Z_n}$$

con l'avvertenza che le Z vanno espresse in forma complessa. Nel caso di due sole impedenze in parallelo, la precedente dà:

$$Z = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 \cdot Z_2}$$

Un esempio in cui è comodo applicare queste ultime formule è quello di fig. 13: il circuito è composto da una resistenza di 6 ohm, in parallelo con una reattanza capacitiva di 4 ohm.

Per comodità di calcolo operiamo il prodotto al numeratore dopo avere espresso le impedenze in forma polare, mentre per le somme al denominatore conviene usare la forma cartesiana:

$$Z_{tot} = \frac{(6 \angle 0°) \times (4 \angle -90°)}{6 - j4}$$

cioè:

$$Z_{tot} = \frac{24 \angle -90°}{6 - j4}$$

Per determinare il quoziente delle due quantità complesse, è necessario mettere ora anche il denominatore in forma polare, usando le relazioni viste in precedenza:

$$\varphi = \text{arc tang} \frac{-4}{6} = \text{arc tang}(-0{,}667) = -33{,}7°$$

$$Z = \frac{6}{\cos(-33{,}7°)} = \frac{6}{0{,}832} = 7{,}21 \text{ ohm}$$

e quindi:

$$6 - j4 = 7{,}21 \angle -33{,}7°$$

pertanto:

$$Z_{tot} = \frac{24 \angle -90°}{7{,}21 \angle -33{,}7°} = 3{,}33 \angle -56{,}3° =$$
$$= 3{,}33[\cos(-56{,}3°) + j \operatorname{sen}(-56{,}3°)] =$$
$$= 3{,}33[0{,}5548 + j(-0{,}832)] =$$
$$= 1{,}85 - j\,2{,}77\,.$$

Circuiti equivalenti Dai calcoli del paragrafo precedente abbiamo visto che la resistenza

e la capacità di fig. 13, collegate in parallelo, presentano al passaggio di una corrente, ad una determinata frequenza, la impedenza:

$$Z_{tot} = 1{,}85 - j\,2{,}77\,.$$

Orbene, la stessa impedenza totale è offerta al passaggio di una corrente, avente la stessa frequenza, da un circuito contenente una resistenza di 1,85 ohm in serie con una capacità di valore tale che abbia una reattanza pari a 2,77 ohm. E ciò in accordo con la espressione della impedenza totale.

Un circuito così costituito è il circuito in serie equivalente al circuito in parallelo del paragrafo precedente.

Nella ipotesi che la tensione applicata ai due circuiti sia la stessa ed abbia egual frequenza, le correnti nei due circuiti sono uguali, ed uguali sono gli angoli di fase e le potenze dissipate nelle resistenze.

Immaginiamo che la tensione sia di 1 volt e la frequenza tale da ottenere dalla capacità una reattanza di 4 ohm.

Avremo nei due rami in parallelo:

$$I_1 = \frac{1 \text{ volt}}{-j\,4 \text{ ohm}} = j\,0{,}25 \text{ amp}$$

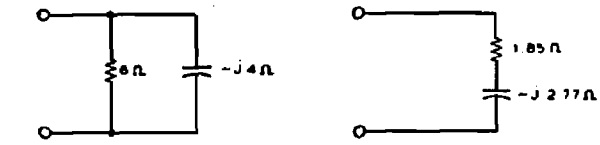
$$I_2 = \frac{1 \text{ volt}}{6 \text{ ohm}} = 0{,}166 \text{ amp}$$

Sommando vettorialmente le due correnti otteniamo:

$$I = \sqrt{(0{,}166^2 + 0{,}25^2)} = \sqrt{0{,}09} = 0{,}3 \text{ amp}\,.$$

La potenza dissipata nella resistenza vale:

$$W = RI^2_2 = 6\,.\,\left(\frac{1}{6}\right)^2 = 0{,}166 \text{ watt}\,.$$



Circuito con elementi in parallelo — Circuito equivalente con elementi in serie

Figura 13.
IL CIRCUITO EQUIVALENTE CON IMPEDENZA IN SERIE

La figura rappresenta un circuito con R e C in parallelo ed il circuito equivalente, cioè avente la stessa impedenza, con R e C in serie.

Nel caso del circuito equivalente, applicando la tensione di 1 volt, avremo:

$$|I| = \frac{E}{|Z|} = \frac{1}{3{,}33} = 0{,}3 \text{ amp}$$

e la potenza dissipata nella resistenza è ancora:

$$W = RI^2 = 1{,}85 \times 0{,}3^2 = 1{,}85 \times 0{,}09 = 0{,}166 \text{ watt}\,.$$

E' pertanto confermato che i due circuiti sono equivalenti.

Circuiti R, L, C in parallelo Per ricavare l'impedenza totale di un circuito contenente impedenze in parallelo in numero maggiore di due, si deve tenere presente quanto già detto, e cioè che l'*ammettenza* totale vale la somma delle ammettenze dei rami derivati, e quindi:

$$\frac{1}{Z_{tot}} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3}$$

Si definisce ammettenza l'inverso dell'impedenza e si indica:

$$Y = \frac{1}{Z}$$

La precedente si scrive allora:

$$Y = Y_1 + Y_2 + Y_3$$

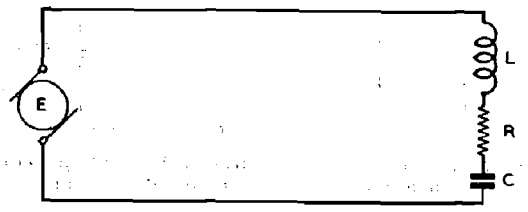


Figura 14.
CIRCUITO RISONANTE IN SERIE

Y è naturalmente un numero complesso e perciò si può scrivere nella forma:

$$Y = G + jB$$

dove G esprime la *conduttanza*:

$$\frac{R}{|Z^2|}$$

e B la *suscettanza*:

$$\frac{-X}{|Z^2|}$$

Si può determinare la impedenza totale fra due dati punti di un circuito complesso, in valore assoluto, con metodo sperimentale, misurando la tensione applicata al circuito fra i punti dati e la corrente totale che entra nel circuito attraverso i punti stessi. Il rapporto fra tensione e corrente dà, evidentemente, il valore della impedenza totale. Se si vuole determinare anche l'angolo della impedenza, e quindi le due componenti di resistenza e di reattanza, occorre effettuare anche una misura di potenza.

3-2 Circuiti risonanti

Un circuito con elementi in serie, come quello di figura 14, è in risonanza quando la frequenza della f.e.m. agente è tale che la reattanza capacitiva eguaglia la reattanza induttiva.

La impedenza del circuito si riduce in questo caso alla sola resistenza ohmica, e quindi ha il valore minimo possibile, mentre la corrente raggiunge il valore massimo in funzione della impedenza.

La fig. 15 riporta in un diagramma l'andamento della reattanza e della impedenza di un circuito al variare della frequenza, per un dato valore di resistenza.

Frequenza di risonanza Se la frequenza della f.e.m. agente nel circuito, si fa variare con continuità, partendo da un valore molto prossimo allo zero, si raggiunge ad un certo punto il valore per cui la reattanza induttiva eguaglia la reattanza capacitiva. Questa frequenza è la *frequenza di risonanza* e corrispondentemente ad essa la corrente ha il valore massimo; anzi, è proprio dalla misura della corrente che in generale si individua la frequenza di risonanza.

In pratica si usano i circuiti risonanti per separare determinate frequenze, precisamente quelle comprese in un intervallo più o meno piccolo intorno alla frequenza di risonanza, alle quali il circuito oppone una impedenza relativamente piccola, dalle altre.

Se la capacità e l'induttanza hanno valori fissi, la frequenza di risonanza del circuito è una sola; se la capacità e l'induttanza possono variare, è possibile per ogni coppia di valori di L e C ottenere la risonanza, cioè è possibile sintonizzare il circuito su varie frequenze, e reciprocamente, per una data frequenza è possibile determinare una serie di coppie di valori di L e C per i quali si ha risonanza.

Ad esempio, se la frequenza deve ri-

manere costante al valore di 60 Hz, possiamo assumere per L e per C le seguenti coppie di valori:

L	X_L	C	X_C
0,265	100	26,5	100
2,65	1000	2,65	1000
26,5	10000	0,265	10000
265	100000	0,0265	100000
2650	1000000	0,00265	1000000

dove:

L è espresso in henry
C in microfarad.

Poichè la frequenza di risonanza è quella frequenza per la quale la reattanza induttiva è uguale alla reattanza capacitiva, essa soddisfa alla relazione.

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}.$$

Noti i valori di L. e C, si ricava il valore della frequenza di risonanza, mediante semplici operazioni.

Dalla precedente si ricava infatti:

$$f^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC}$$

da cui:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(LC)}}$$

Per i calcoli che interessano in radiotecnica, è conveniente esprimere L e C in unità piuttosto piccole (microhenry e micromicrofarad) ed f in Kilocicli/s o megacicli/s.

Sono molto utili le seguenti formule:

$$f^2 = \frac{25.330}{LC}$$

$$L = \frac{25.330}{f^2 C}$$

$$C = \frac{25.330}{f^2 L}.$$

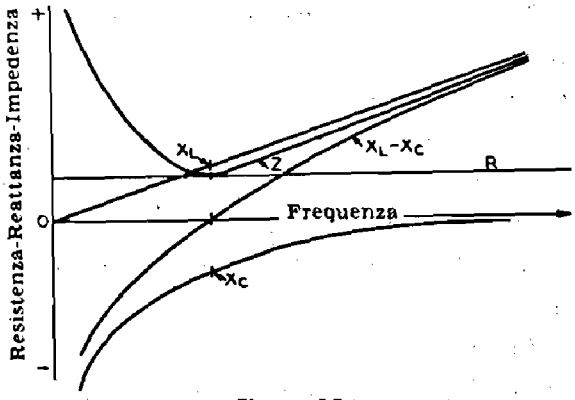


Figura 15.
IMPEDENZA DI UN CIRCUITO RISONANTE IN SERIE

La figura rappresenta la reattanza dei vari elementi del circuito e il valore assoluto della impedenza totale in funzione della frequenza. I segni verticali indicano la condizione di risonanza ($X_L - X_C = 0$).

dedotte dalla espressione precedente, esprimendo:

f = in megacicli/s
L = in microhenry
C = in micromicrofarad.

Impedenza risonante-serie di un circuito

L'impedenza del circuito di fig. 14 è espressa in valore assoluto da:

$$|Z| = \sqrt{(R^2 (X_L - X_C)^2)}$$

in cui

Z = impedenza, in ohm
R = resistenza, in ohm
X_L = reattanza capacitiva, in ohm
X_C = reattanza capacitiva, in ohm

Dalla equazione si vede chiaramente che l'impedenza è una grandezza complessa, risultante dalla resistenza R e dalla reattanza totale del circuito X_L-X_C.

In condizioni di risonanza, la reattanza totale risulta nulla, e l'impedenza si riduce alla sola resistenza del circuito che, in generale, nei circuiti radio è molto bassa.

Per frequenze minori o maggiori di quella di risonanza, la reattanza è diversa da zero; l'impedenza risulta allora tanto maggiore quanto maggiore è la differenza X_L-X_C, cioè quanto più il valore della frequenza, alla quale lavora il circuito, è lontano dal valore di risonanza.

Poichè il termine X_L-X_C è elevato al quadrato, esso darà sempre un contributo positivo, indipendentemente dal fatto che sia X_L maggiore di X_C o viceversa.

Corrente e tensione nei circuiti risonanti serie

Le formule per calcolare la corrente nei singoli rami di un circuito, e le tensioni ai capi degli stessi, sono del tutto analoghe a quelle derivanti dalla legge di Ohm. Basta sostituire alla resistenza R, l'impedenza Z del circuito o del ramo di circuito considerato:

$$I = \frac{E}{Z} \qquad E = IZ$$

tenendo presente che le grandezze che figurano in queste espressioni sono grandezze complesse. Se ci si vuole limitare ai valori assoluti, si ha, ponendo al posto di |Z| la sua espressione:

$$I = \frac{E}{\sqrt{(R^2 + (X_L - X_C)^2)}};$$

$$E = I\sqrt{(R^2 + (X_L - X_C)^2)}\,.$$

Da queste relazioni risulta chiaramente che il valore della intensità di corrente è inversamente proporzionale al valore della impendenza, a parità di tensione applicata ai capi del circuito.

Poichè l'impendenza varia col variare della frequenza, possiamo tracciare con riferimento ad un sistema di assi cartesiani ortogonali la « *curva di risonanza* », riportando in ascisse i valori della frequenza ed in ordinate i corrispondenti valori della corrente (fig. 16).

Sull'andamento della curva di risonanza influiscono parecchi fattori, fra i quali il rapporto L/C.

Le tre curve della figura 16 corrispondono a tre diversi valori della resistenza ohmica del circuito. Esse mettono in evidenza come, aumentando il valore della resistenza, oltre che diminuire il valore massimo della corrente, diminuisce anche la « *selettività* » del circuito.

La selettività è precisamente la proprietà, più o meno spiccata di un dato circuito, di separare le frequenze prossime a quelle di risonanza, dalle rimanenti.

Essa può essere espressa dalla diminuzione che subisce la corrente per un dato scarto di frequenza rispetto al valore di risonanza. Maggiore è tale diminuzione, maggiore è la selettività del circuito. Nel caso di fig. 16, è più selettivo il circuito che possiede il più alto Q (v. in seguito).

Tensione ai capi dell'induttanza e della capacità in un circuito risonante-serie

Poichè la tensione alternata ai capi di una induttanza o di un condensatore è proporzionale, per una data corrente, alla reattanza, la tensione ai capi della bobina o del condensatore, può avere un valore molto maggiore della tensione applicata al circuito. Per cui, potendo la reattanza capacitiva e quella induttiva essere molto elevate, la tensione fra le armature può assumere valore tale da provocare la scarica disruptiva, anche se la tensione applicata

al circuito è molto inferiore alla tensione massima che il condensatore può sopportare.

Fattore di merito - Selettività Una proprietà importantissima di un condensatore o di una induttanza è quella espressa dal fattore di merito, indicato generalmente con la lettera Q.

Dal fattore Q dipende la selettività del circuito oscillante, cioè la ripidità della curva di risonanza nell'intorno della frequenza di risonanza.

Il fattore di merito è espresso dal rapporto fra la reattanza e la resistenza:

$$Q = \frac{X}{R}.$$

Effetto della pelle (Skin-effect) La resistenza di una bobina può essere molto superiore alla resistenza che la medesima bobina oppone al passaggio di una corrente continua, se la si fa percorrere da una corrente alternata ad alta frequenza.

Il fenomeno è dovuto al fatto che la corrente non occupa tutta la sezione trasversale del conduttore, ma solo la sua porzione periferica, per uno spessore tanto minore quanto maggiore è la frequenza. La sezione utile risulta pertanto diminuita in misura maggiore o minore e conseguentemente la resistenza aumenta. Questo effetto prende il nome di effetto della pelle (skin-effect).

Per valutare numericamente l'effetto skin ad una data frequenza, possiamo ricorrere al « *rapporto di resistenza* » cioè al rapporto fra la resistenza della bobina percorsa da una corrente alternata avente la data frequenza e la resistenza che la stessa bobina offre alla corrente continua.

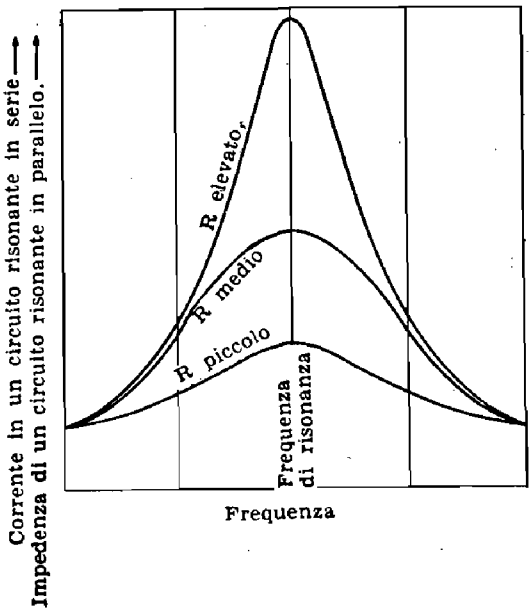


Figura 16.
CURVA DI RISONANZA

La figura rappresenta con le stesse curve l'impedenza di un circuito risonante in parallelo e la corrente di un circuito risonante in serie, in funzione della frequenza. L'ampiezza della ordinata massima di tali curve è determinata dal R del circuito, come è indicato sulle curve stesse.

Il rapporto di resistenza di un conduttore, per correnti a frequenza inferiore a 500 KHz, può essere ridotto usando una corda anzichè un conduttore massiccio. I trefoli della corda sono isolati l'uno dall'altro e sono collegati fra di loro soltanto alle estremità.

Per bobine di trasformatori a frequenza di circa 450 KHz, il conduttore può essere costituito da 3 a 10 trefoli da 0,1 mm.

Variazione di Q con la frequenza Il fattore di merito varia con la frequenza, in quanto la reattanza e la resistenza variano con la frequenza stessa con legge diversa.

Pertanto, le bobine sono normalmen-

te progettate in modo che in corrispondenza della frequqenza di lavoro si abbia un valore di Q più elevato possibile.

Il Q di un condensatore è normalmente molto più alto di quello della migliore induttanza; perciò, in generale, è il merito della induttanza che determina e limita il valore del Q dell'intero circuito.

Alle audio frequenze le perdite nel nucleo, in una induttanza a nucleo di ferro, riducono grandemente il Q rispetto al valore che si avrebbe dividendo. secondo la formula sopra riportata, la reattanza per la resistenza ohmica della bobina. Ovviamente, le perdite nel nucleo hanno lo stesso effetto di una perdita per resistenza ohmica.

Risonanza in parallelo (antirisonanza) Nei circuiti radio si impiegano più frequentemente circuiti risonanti in parallelo (antirisonanti), piuttosto che circuiti risonanti in serie. Essi, infatti, costituiscono il fondamento dei circuiti ricevitori e trasmettitori. Un circuito antirisonante ha i due elementi, di induttanza e capacità, in parallelo (fig. 17).

Il circuito volano Il complesso dei due rami (uno induttivo, l'altro capacitivo) in parallelo si deve, ovviamente, considerare in serie nel circuito generale. Un tale circuito, nel quale si ha pure necessariamente nel ramo induttivo, una resistenza, si chiama anche circuito volano, oltre che antirisonante.

Vi ha luogo in questo caso a considere due correnti: la corrente di linea I_1, che si legge sull'amperometro A_1, e la corrente I_2 nel circuito L,R,C, che si legge sull'amperometro A_2 (fig. 17).

Alla frequenza di risonanza, la corrente di linea I_1 assume un valore minimo, mentre la corrente I_2 può avere ancora un valore molto elevato.

E' degno di nota il fatto che il circuito risonante in parallelo si comporta in maniera esattamente opposta al circuito risonante in serie; in quest'ultimo, infatti, la corrente raggiunge un massimo, e quindi la impedenza un minimo, alla frequenza di risonanza. Per questo motivo nei circuiti risonanti in parallelo si sceglie come parametro l'impedenza, anzichè la corrente.

La curva della corrente in funzione della frequenza, in un circuito risonante in serie, ha andamento analogo a quello della curva della impedenza in funzione della frequenza, in un circuito risonante in parallelo.

L'impedenza, alla frequenza di risonanza, è espressa con buona approssimazione, se la resistenza è, come avviene in generale, molto piccola rispetto alla reattanza del ramo induttivo a cui essa appartiene, da:

$$Z = \frac{(2\pi f L)^2}{R}$$

dove:

Z = impedenza, in ohm
L = induttanza, in henry
f = frequenza, in cicli/sec
R = resistenza, in ohm.

Tenuto conto della espressione di Q già riportata, l'impedenza si può anche mettere sotto la forma:

$$Z = 2\pi f L Q ,$$

da cui appare chiaro che la impedenza è direttamente proporzionale al fattore di merito Q.

Le curve di fig. 16 possono essere applicate alla risonanza in parallelo. Da queste curve si può vedere che l'effetto dell'aggiunta di resistenza nel circuito è quello di appiattire la curva di risonanza diminuendo l'ordinata massima.

In un circuito amplificatore o rivelatore, la curva di risonanza deve avere un picco molto acuto, affinchè il circuito sia selettivo. Se la curva ha una forma appiattita, tanto il segnale utile quanto i segnali interferenti, nella immediata vicinanza della risonanza, daranno luogo a tensioni di griglia circa eguali e il circuito allora non è selettivo.

Influenza del rapporto L/C nei circuiti parallelo Allo scopo di ottenere la massima tensione fra gli estremi di un circuito costituito da L e C in parallelo, la impedenza di questo circuito deve essere molto alta. L'impedenza sarà tanto maggiore con le comuni bobine aventi valori limitati di Q, quanto più è grande il rapporto della induttanza alla capacità, cioè quanto maggiore è L rispetto a C.

Quando la resistenza del circuito è molto bassa, la impedenza massima si avrà per X_L eguale ad X_C.

Come nel caso della risonanza in serie, per una data frequenza di risonanza, esistono infinite coppie di valori di L e di C, e quindi infiniti valori del rapporto L/C che rendono eguali le due reattanze. In pratica, quando una certa induttanza viene accordata con una capacità variabile in una ampia gamma di frequenze, il rapporto L/C sarà piccolo all'estremo della banda alla quale corrisponde la più bassa frequenza e grande all'estremità opposta. Il circuito avrà un guadagno ed una selettività diversi alle due estremità della banda di frequenza. A parità di ogni altra condizione, aumentando il Q del circuito (mediante una diminuzione di resistenza), ovviamente aumenterà la selettività quanto il guadagno.

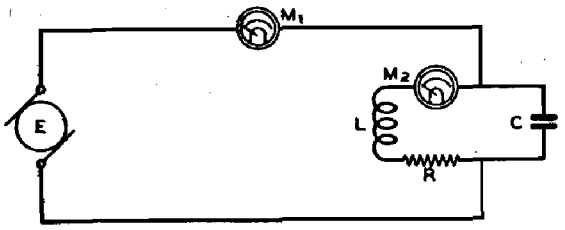


Figura 17.
CIRCUITO RISONANTE IN PARALLELO
L'induttanza L e la capacità C rappresentano gli elementi reattivi del circuito; la resistenza R rappresenta la somma delle resistenze alla frequenza voluta della bobina di induttanza e della capacità e della resistenza equivalente del carico. In generale il condensatore ha una resistenza molto minore di quella della bobina e del carico sommate e perciò può essere trascurata. Lo strumento M_1 indica la « corrente di linea » la quale rappresenta la componente fondamentale della corrente anodica di un amplificatore in classe C, quando il circuito antirisonante è inserito nel circuito anodico di un tale amplificatore. Lo strumento M_2 indica la corrente del circuito oscillante, la quale è uguale a quella di linea moltiplicata per il Q del circuito antirisonante.

Corrente nel circuito antirisonante Il Q del circuito ha una certa influenza sulla corrente che circola in un circuito risonante in parallelo, in condizione di risonanza. Una tale corrente ha approssimativamente il valore della corrente di linea moltiplicato per il valore di Q.

Per esempio, una corrente di linea di 0,05 ampere, con un Q di 100, darà una corrente nel circuito parallelo di circa 5 ampere. Da ciò deriva che tanto la bobina di induttanza, quanto i fili di collegamento, in un circuito con Q elevato,

debbono avere una resistenza molto bassa, particolarmente nel caso di trasmettitori di elevata potenza, affinchè la perdita per effetto Joule sia adeguatamente piccola.

Poichè la tensione agli estremi del circuito risonante in parallelo è determinata da Q, è possibile con un circuito ad elevato Q, avere una tensione massima molto elevata, con corrente di linea piccola.

Effetto dell'accoppiamento sulla impedenza Se un circuito risonante in parallelo è accoppiato con un altro circuito, per esempio con il circuito di una antenna trasmittente, la impedenza e l'effettivo Q del circuito parallèlo, è tanto minore quanto maggiore è l'accoppiamento. L'effetto di un accoppiamento molto stretto è lo stesso di quello di una resistenza che si aggiunge in serie col circuito risonante in parallelo. Si può ritenere che il circuito di carico abbia l'effetto di *riflettere* nel circuito principale una certa resistenza.

Effetto di volano del circuito risonante Quando il circuito di placca di un tubo amplificatore in classe B o in classe C (V. cap. 5) è collegato ad un circuito risonante in parallelo, accordato sulla frequenza che eccita l'amplificatore, la corrente di placca mantiene il circuito risonante in oscillazione.

La corrente anodica è costituita da brevi impulsi e non ha quindi forma sinusoidale, anche se la griglia è eccitata con una tensione sinusoidale. Gli impulsi possono essere convertiti in onde sinusoidali nel circuito risonante in parallelo, in virtù dell'effetto di volano del circuito stesso. Se il circuito risonante in parallelo avesse resistenza nulla, una volta eccitato, per effetto di un impulso, si manterrebbe in oscillazione indefinitivamente. Con una resistenza di valore moderato, avente l'effetto di un attrito, il circuito continua ad oscillare con ampiezza decrescente (oscillazioni smorzate) per effetto di inerzia, per un certo tempo, dopo che è stato eccitato. In tal modo è possibile avere una tensione quasi sinusoidale fra gli estremi del circuito volano, anche quando la potenza è fornita al circuito stesso mediante brevi impulsi, distanziati nel tempo con frequenza eguale a quella di risonanza del circuito volano.

Un'altra via per comprendere l'azione del volano, è quella di ricordare che un circuito risonante in parallelo, con piccolo valore di Q, riduce fortemente le armoniche della tensione applicata al circuito stesso. La corrente pulsante distorta in un amplificatore di classe C contiene, non solo la frequenza fondamentale (quella della tensione di eccitazione della griglia), ma anche le armoniche. Poichè il circuito risonante in parallelo presenta una impedenza bassa per le armoniche, ed una impedenza elevata per la fondamentale (per la quale è in risonanza), soltanto la componente fondamentale, di forma sinusoidale, appare fra gli estremi del circuito volano, con ampiezza sensibile.

Q di un circuito con carico e senza carico Spesso non è chiara la relazione fra il Q di un circuito volano anodico di un amplificatore di potenza a radio frequenza, nel

caso in cui esiste il carico e nel caso opposto.

Normalmente il Q del circuito caricato dipende principalmente dai seguenti fattori: condizioni di lavoro dell'amplificatore, estensione delle bande del segnale da emettere, massimo livello ammissibile delle armoniche ed altri fattori.

Il valore usuale del fattore Q di un amplificatore a radio frequenza per radiocomunicazioni, con carico, varia da 6 a 20.

Il Q di un circuito volano scarico determina il rendimento del circuito stesso, ed è determinato dalle perdite della induttanza e da quelle nel condensatore che normalmente sono molto basse.

Se il circuito volano dello stadio di alta frequenza ha la bobina con diametro abbastanza grande, il fattore di merito Q, in assenza di carico, ha un valore compreso fra 500 ed 800; comunemente non è inferiore a 300.

Rendimento di un circuito volano Il Q di un circuito volano in assenza di carico, è determinato dalle perdite nel circuito, mentre il Q del circuito con carico è determinato dalla somma del carico utile esterno e delle perdite stesse.

Il rendimento del circuito è quindi esprimibile in percento con la relazione:

$$\text{rendimento} = \left(1 - \frac{Q_c}{Q_s}\right) . 100$$

dove:

Q_s = fattore di merito del circuito scarico

Q_c = fattore di merito del circuito carico.

Se, per esempio, il Q di un circuito volano per un amplificatore di potenza a radiofrequenza in classe C, in assenza di carico, è uguale a 400, quando il carico esterno applicato sia tale che il Q del circuito si riduca al valore di 20, il rendimento del circuito sarà espresso come segue:

$$\text{rendimento} = \left(1 - \frac{20}{400}\right) \times 100 =$$
$$= (1 - 0{,}05) \times 100 = 95\% .$$

Il circuito ha rendimento pari al 95 per cento; ciò significa che il 5% della potenza dell'amplificatore va dissipata per effetto Joule nel circuito stesso, il rimanente 95% viene fornito al carico.

3-3 Trasformatori

Un trasformatore consiste essenzialmente di due bobine accoppiate induttivamente in modo molto stretto, così che le linee di flusso concatenate con la prima, sono concatenate quasi tutte anche con la seconda.

Il nome di trasformatore deriva dal fatto che l'energia della prima bobina si trasferisce salvo le perdite nella seconda ed in questo trasferimento la tensione e la corrente subiscono una variazione nel loro valore.

La bobina alla quale si applica la tensione da trasformatore prende il nome di *primario*; l'altra bobina costituisce il *secondario*.

Ad esempio, nel trasformatore di un comune apparecchio ricevitore il primario è quell'avvolgimento ai capi dal quale si applica la tensione della rete; il secondario è l'avvolgimento dal quale si ottiene una tensione maggiore o minore di quella della rete.

I trasformatori possono essere con o senza nucleo ferromagnetico, a seconda

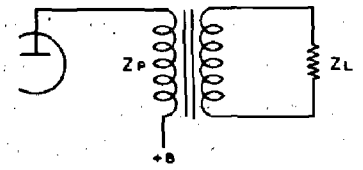


Figura 18.
TRASFORMATORE DI ADATTAMENTO
L'impedenza riflessa Zp è direttamente proporzionale alla impedenza secondaria di carico Z_L ed al quadrato del rapporto del numero delle spire primarie al numero delle spire secondarie.

che debbano lavorare ad audiofrequenza o a radio frequenza.

Bisogna tenere presente che nel secondario si ha corrente indotta solo se il flusso concatenato con esso avvolgimento è variabile, cioè se al primario è applicata una tensione variabile. Perciò non si può far funzionare un trasformatore con corrente continua.

I nuclei ferromagnetici sono costituiti da fogli di lamiera, isolati fra loro da un sottile strato di carta o di vernice.

Il rapporto fra la tensione primaria e quella secondaria è molto approssimativamente uguale a quello del numero delle spire primarie e secondarie.

Tipi di trasformatori I trasformatori si usano quindi per trasferire la potenza elettrica da un circuito ad un altro di diversa impedenza, variando anche la tensione.

Esistono principalmente tre tipi di trasformatori nel campo radiotecnico:

1) trasformatori di alimentazione (o di potenza, a bassa frequenza);

2) trasformatori per audiofrequenza;

3) trasformatori di alta frequenza;

I trasformatori di alimentazione sono trattati ampiamente nel capitolo 25; dati sono forniti in tale capitolo.

L'applicazione dei trasformatori ad audiofrequenza è trattata nel capitolo 5, particolarmente nella sezione degli *amplificatori di potenza ad audiofrequenza*. I trasformatori a radio frequenza sono trattati nello stesso capitolo 5, nella sezione dedicata agli *amplificatori di tensione a r-f accordati*.

L'autotrasformatore Il tipo di trasformatore di fig. 19, quando è costituito da filo di diametro relativamente grande avvolto su un nucleo di ferro, è un dispositivo comunemente usato nei circuiti di potenza per ottenere tensioni maggiori o minori di quella di linea. In effetti, si tratta di un unico avvolgimento con prese in vari punti; la tensione di alimentazione è applicata fra una estremità dell'avvolgimento ed una delle prese. Se la tensione di uscita è quella fra la stessa estremità e la stessa presa, il rapporto delle due tensioni è 1, cioè le due tensioni sono uguali. Se la pre-

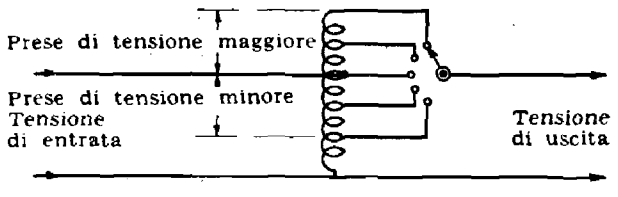


Figura 19.
RAPPRESENTAZIONE SCHEMATICA DI UN AUTOTRASFORMATORE E DEL SUO COLLEGAMENTO CON LA LINEA E CON IL CARICO

Quando è richiesta solo una piccola variazione della tensione, in più o in meno, l'autotrasformatore ha dimensioni molto più piccole di quelle di un trasformatore ad avvolgimenti separati. Autotrasformatori con rapporto variabile con continuità (variac) sono largamente impiegati.

sa viene spostata verso il morsetto comune, allora la tensione di uscita risulta inferiore a quella di entrata. Il contrario si verifica se la presa di uscita è fatta al di là di quella di alimentazione.

La presa di alimentazione è scelta in modo tale che la corrente a vuoto primaria sia opportunamente bassa.

Filtri Elettrici

Ci sono diverse applicazioni in cui è desiderabile che in un circuito elettrico si abbia soltanto circolazione di una corrente continua, cioè senza alcuna componente alternata; oppure si abbia circolazione di correnti con frequenze superiori o inferiori ad una data frequenza, mentre tutte le correnti di altra frequenza sono attenuate fortemente; oppure, infine, si abbia la circolazione di correnti la cui frequenza è compresa in una o più bande, mentre le altre frequenze vengono attenuate.

Queste diverse possibilità sono date da opportune combinazioni di induttanze, capacità e resistenze, che costituiscono i *filtri elettrici*.

L'argomento, al quale sono dedicati interi volumi, può soltanto essere trattato sommariamente in questo manuale.

Un filtro elettrico agisce in virtù della proprietà di offrire una impedenza molto elevata alle frequenze non desiderate, ed una impedenza molto pic-

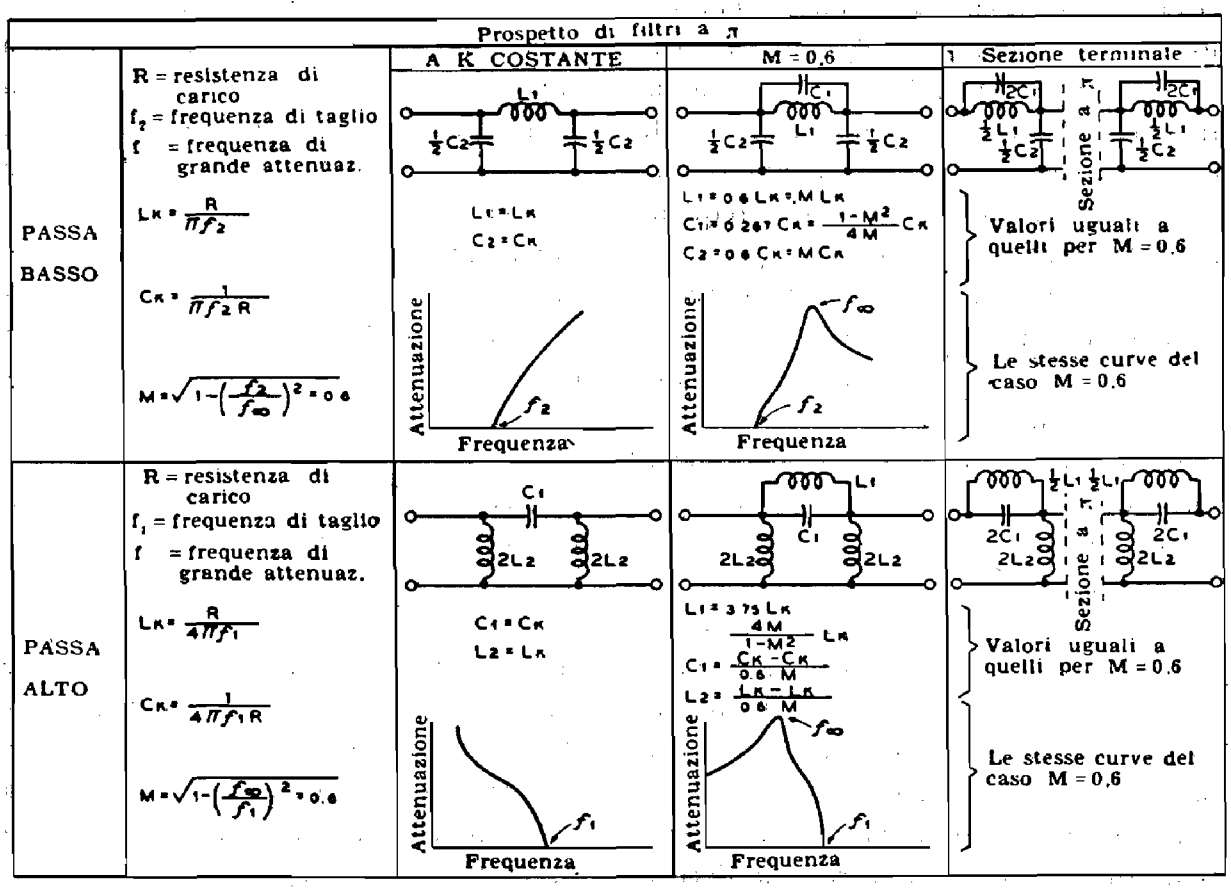


Figura 20.
L'uso delle curve e delle relazioni riportate nella figura in corrispondenza dei vari schemi rende possibile determinare i valori dell'induttanza e della capacità per i tipi usuali di filtri a π.

cola alle frequenze che devono essere favorite.

Questa proprietà dei filtri è valida anche nel caso di corrente continua a cui sia sovrapposta una componente alternata, in quanto la corrente continua può essere considerata come una alternata di frequenza zero.

Tipi di filtri Talvolta un elemento in serie o in parallelo di un filtro costituito da una induttanza e da una capacità, risuona con una reattanza di nome opposto. Si ha in tal caso una sezione ad M.

Se la reattanza complementare risuona con l'elemento in serie, la sezione costituisce un filtro ad M derivato-shunt; se la reattanza complementare risuona invece con un ramo in parallelo, il filtro è detto ad M derivato-serie.

Un filtro di tipo derivato ha una caratteristica di attenuazione più ripida di quella di un filtro a K costante, ma ha una minore attenuazione alle frequenze più distanti da quella di taglio.

L'effetto che si ottiene facendo risuonare la indutanza in serie di un filtro a π per formare un filtro ad M derivato, è mostrato in figura 20.

La frequenza di attenuazione massima è determinata dalla frequenza di risonanza di quell'elemento del filtro, che è accordato.

Più vicina la frequenza di risonanza è a quella di taglio, più ripida è l'attenuazione di taglio, ma minore l'attenuazione corrispondente alle frequenze lontane da quelle di taglio.

Il valore dell'attenuazione che si ottiene quando si usa una sezione derivata, è determinato dall'effettivo Q dell'elemento risonante.

Spesso filtri a K costante e filtri di tipo derivato, sono disposti in serie, allo scopo di ottenere una caratteristica di taglio molto ripida, ed una buona attenuazione a frequenze lontane da quella di taglio. Il filtro che così si ottiene è detto *filtro composto.*

Tutti i filtri hanno una perdita di inserzione, la quale è costituita dalla attenuazione (sostanzialmente uniforme) alle frequenze comprese entro la banda passante. La perdita di inserzione varia col tipo di filtro, in funzione del Q dei condensatori e delle induttanze usate, e col tipo di inserzioni adottate.

Progetto dei filtri elettrici I filtri elettrici sono usati in parecchie stazioni di dilettanti, nel canale audio, allo scopo di ridurre la trasmissione delle frequenze elevate non desiderate e quindi ridurre l'ampiezza della banda occupata da un segnale radiofonico. L'efficacia di un filtro opportunamente progettato, ed opportunamente usato, nel ridurre la interferenza delle frequenze adiacenti a quelle che delimitano la forma, dovrebbe essere tenuta in conto.

La tabella della fig. 20, dà i dati di progetto dei filtri di tipo a π. Risulta che filtri M derivati, con M uguale a 0,6, sono i più convenienti come sezione di entrata di un filtro usuale, poichè la impedenza di entrata di una tale sezione è quasi costante su tutta la banda passante del filtro.

Filtri semplici usano sezioni ad L, a T e a π. Poichè il tipo a π è più comunemente usato, la figura 20 dà i dati di progetto e le caratteristiche di questo tipo.

CAPITOLO QUARTO

Tubi elettronici

Nei capitoli precedenti abbiamo visto il modo con cui una corrente elettrica circola in un conduttore in conseguenza di uno spostamento di elettroni. Questo spostamento, che avviene quando si applica una differenza di potenziale fra le estremità del conduttore, si aggiunge al normale movimento irregolare di elettroni fra le varie molecole del conduttore.

Una corrente elettrica potrà essere provocata in altri mezzi, diversi dai conduttori metallici. Uno di questi mezzi è costituito dalle soluzioni di acidi, di sali o di basi, come ad esempio l'elettrolita delle batterie di accumulatori (che consiste di acido solforico diluito): una corrente che avvenga in un mezzo del genere viene chiamata corrente di convezione.

Verso la fine del secolo scorso, fu dimostrato che si può avere una corrente elettrica anche mediante un flusso di elettroni liberi che si muovano in un ambiente nel quale sia stato effettuato il vuoto. Una corrente di questo genere si dirà che è causata da una conduzione elettronica.

Lo studio dei tubi elettronici (altresì denominati tubi a vuoto spinto o anche valvole), consiste nell'esame del modo con cui può essere effettuato il controllo delle correnti elettroniche che avvengono in un ambiente nel quale sia stato eseguito un vuoto pressochè totale, o in qualche caso anche soltanto parziale e nell'uso che può farsi in pratica di tali correnti.

Poichè la corrente che fluisce in un tubo elettronico avviene in un ambiente chiuso nel quale è stato effettuato il vuoto, sarà necessario che entro lo stesso ambiente vengano posti tanto la sorgente di elettroni quanto il collettore che raccoglie gli elettroni emessi dalla sorgente.

La sorgente che emette elettroni è denominata catodo, mentre viene normalmente chiamato anodo il collettore di elettroni.

Affinchè gli elettroni possano essere emessi dal catodo, è necessario che a questo venga somministrata energia da parte di una sorgente esterna. La funzione di questa energia consiste nell'impartire agli elettroni una sufficiente velocità ini-

ziale, in modo da metterli in condizione di vincere le forze superficiali che il catodo esercita su di essi così da consentire loro di raggiungere lo spazio circostante al catodo.

Nei tubi elettronici di tipo normale, l'energia che viene fornita a tale scopo al catodo viene data sotto forma di calore e per tale motivo, siccome in questo caso l'emissione di elettroni avviene per effetto termico, l'emissione stessa verrà chiamata « emissione termoionica ».

In altri tipi di tubi elettronici, come ad esempio le cellule fotoelettriche, l'energia di estrazione viene fornita al catodo dalla luce che lo colpisce provocando così l'emissione fotoelettrica.

Emissione termoionica L'emissione di elettroni da parte del catodo in un tubo termoionico avviene, come si è detto, quando il catodo del tubo viene riscaldato. Sarà necessario che il catodo raggiunga una temperatura sufficientemente alta, così che gli elettroni liberi del catodo assumano una velocità iniziale sufficiente a far loro vincere la forza di attrazione esercitata dal catodo stesso. Queste forze superficiali variano moltissimo, passando da un materiale all'altro. In conseguenza, al variare del materiale con cui è realizzato il catodo emittente, dovrà variare la sua temperatura se si vuole ottenere, con i vari materiali, una determinata emissione elettronica.

Nei paragrafi che seguono verranno descritti i vari tipi di materiali emettitori fino ad oggi trovati e con i quali vengono realizzati i catodi dei tubi elettronici di uso più frequente tanto in apparati ricevitori quanto nei trasmettitori.

4-1 Tipi di catodo

Gli emettitori, o catodi, usati attualmente nei tubi elettronici di tipo termoionico, possono distinguersi in due categorie: emettitori a riscaldamento diretto (altrimenti detti a filamento) ed emettitori a riscaldamento indiretto (o a catodo a riscaldamento indiretto).

Gli emettitori a riscaldamento diretto possono a loro volta essere suddivisi in tre importanti categorie, tutte e tre attualmente impiegate nei vari tipi di tubi elettronici. Queste categorie sono:

1) filamenti di tungsteno puro,
2) filamenti di tungsteno toriato,
3) filamenti con rivestimento di ossido.

I filamenti di tungsteno puro I fili di tungsteno puro erano usati come filamenti nella quasi totalità di tubi elettronici sia trasmittenti che riceventi prodotti ai primordi delle radiocomunicazioni. Il platino era usato raramente.

Però il rendimento termoionico dei fili di tungsteno impiegati come emettitori (ossia la emissione in milliampere per watt di potenza fornità per il riscaldamento del filamento) è molto basso. Inoltre, con l'uso, i filamenti di tungsteno puro divengono fragili e la loro vita risulta quindi piuttosto breve, per cui essi possono in qualunque momento interrompersi causando così l'interruzione del servizio dell'apparato sul quale vengono impiegati i tubi.

I filamenti di tungsteno puro debbono lavorare ad altissima temperatura, corrispondente al colore bianco (circa 2500° Kelvin).

Per i motivi suddetti, i filamenti di tungsteno sono stati aboliti in tutte

quelle applicazioni nelle quali sia possibile usare un altro tipo di filamento.

Però, malgrado gli inconvenienti cui si è accennato, i filamenti di tungsteno puro sono tuttoggi impiegati largamente. Essi infatti vengono universalmente usati nei grossi tubi trasmittenti con raffreddamento ad acqua e in alcuni tipi di triodi di alta potenza con raffreddamento ad aria, nei quali non sarebbe consigliabile l'impiego di altri tipi di filamento.

I filamenti di tungsteno puro danno i risultati migliori nei tubi elettronici di alta potenza e ad alta tensione, nei quali l'emettitore è sottoposto ad un intenso bombardamento di ioni positivi, dovuti al gas residuo contenuto nei tubi: i filamenti di tungsteno non vengono infatti danneggiati da un tale bombardamento.

I filamenti di tungsteno toriato

Le prove e gli esperimenti sui filamenti di tungsteno puro impiegati come emettitori, hanno dimostrato che i filamenti costituiti da tungsteno avente una piccola quantità di ossido di torio, sotto forma di impurità, danno una emissione elettronica molto maggiore rispetto ai filamenti costituiti da tungsteno puro. In seguito a ciò, si è sviluppato l'impiego dei filamenti di tungsteno toriato, che è risultato altamente efficiente, al punto che oggi essi vengono usati pressochè in tutti i tipi di tubi trasmittenti di media potenza.

Gli emettitori di tungsteno toriato sono costituiti da filo di tungsteno contenente dall' 1 al 2 per cento di ossido di torio.

Il processo di attivazione varia da un costruttore di tubi elettronici all'altro, ma essenzialmente esso è il seguente:

(1) si esegue la vuotatura del tubo;

(2) il filamento viene portato, per un breve periodo di tempo, ad una temperatura di circa 2800° Kelvin, allo scopo di ripulirne la superficie e ridurre parte dell'ossido di torio, contenuto nel filamento, in torio metallico;

(3) il filamento viene poi riscaldato, per un periodo di tempo più lungo, ad una temperatura di circa 2100° Kelvin allo scopo di formare, sulla superficie del filamento, uno strato di torio metallico;

(4) successivamente, la temperatura viene ridotta a circa 1600° Kelvin e viene immessa una piccola quantità di idrossido di carbonio per formare uno strato di carburo di tungsteno sulla superficie del filamento di tungsteno. Questo strato di carburo di tungsteno fa diminuire la quantità di torio che evapora dalla superficie alla normale temperatura di lavoro del filamento e pertanto aumenta la durata del tubo elettronico.

Lo strato carburizzato sul filamento di tungsteno adempie anche ad un'altra funzione, nel senso che agisce come riduttore per produrre nuovo torio dallo ossido di torio, onde reintegrare quello che si è perduto per evaporazione. Questo nuovo torio si diffonde continuamente sulla superficie del filamento durante il normale funzionamento del tubo elettronico;

(5) L'ultima fase del processo di attivazione di filamenti di tungsteno toriato, consiste nella ripetizione dell'operazione di vuotatura del bulbo del tubo e nella successiva accensione del filamento per un periodo di tempo considerevole, alla sua normale temperatura di lavoro che approssimativamente è di circa 1900°

Kelvin (circa 1630° centigradi). Una cosa che occorre ricordare per qualsiasi tipo di filamento e particolarmente per quelli del tipo toriato, è che l'emettitore viene a danneggiarsi più rapidamente quando nel tubo non circola alcuna corrente anodica rispetto a quanto si ha emissione normale. Inoltre, un filamento toriato può venire danneggiato, temporaneamente o addirittura permanentemente, quando avvenga un forte sovraccarico, che possa provocare il distacco dello strato di torio dalla superficie del filamento.

Riattivazione dei filamenti di tungsteno

I filamenti di tungsteno toriato che, in seguito ad un momentaneo sovraccarico, abbiano perduto in emissione (cosa che può avvenire se il tubo vien fatto funzionare per qualche tempo con tensione di accensione ridotta), possono quasi sempre venire riattivati seguendo un procedimento similare a quello seguito nella originaria attivazione durante la costruzione del tubo. Questa riattivazione, che può essere eseguita però soltanto sui filamenti di tungsteno toriato, consentirà di ripristinare il funzionamento del tubo alle sue normali condizioni.

La riattivazione darà buoni risultati soltanto nei tubi che non abbiano funzionato per troppo tempo, cioè che non siano prossimi alla fine della loro vita utile.

Si è riscontrato che in molti tipi di tubi il processo di riattivazione può essere effettuato anche tre o quattro volte, ossia questi tubi possono sopportare tre o quattro sovraccarichi momentanei ed essere ripristinati nuovamente alle loro condizioni originarie, prima che essi divengano definitivamente inservibili.

Il processo di riattivazione può essere eseguito in maniera relativamente semplice. Il tubo che ha perduto in emissione dovrà venire inserito in uno zoccolo portatubi, nel quale siano collegati soltanto i due reofori corrispondenti agli estremi del filamento. La tensione di accensione del filamento dovrà poter essere variata.

Si accende, per un tempo da 20 a 40 secondi, il filamento con una tensione uguale ad 1,5 volte la normale tensione di accensione. Durante questo tempo il filamento assumerà una luminosità molto brillante. In conseguenza della temperatura elevata assunta dal filamento, parte dell'ossido di torio contenuto nel filamento verrà alla superficie e, se non è avvenuta nel tubo alcuna perdita di vuoto, quest'ossido si trasformerà in torio metallico per riduzione. Dopo di ciò, la tensione viene ridotta a 1,2 o 1,3 volte la normale tensione di lavoro del filamento e questo verrà lasciato acceso, a questa nuova tensione, per un tempo compreso fra 30 minuti e 3 o 4 ore. Durante questo tempo avverrà il fissaggio del nuovo torio metallico formatosi sulla superficie del filamento.

Alla fine di questo processo di riattivazione si controllerà se il funzionamento del tubo risulti già completamente ripristinato. Se il tubo fosse alquanto rinvenuto, ma ancora la sua emissione risultasse piuttosto debole, si continuerà il processo di riattivazione accendendo il filamento per parecchie ore ancora, ma ad una tensione di 1,10 o 1,15 volte la normale tensione di accensione. Dopo questo supplemento di riattivazione il tubo dovrà essere tornato alle sue primitive condizioni di funzionamento. Se,

dopo aver eseguito tutto questo processo di riattivazione, il tubo non risultasse riattivato ossia se la sua emissione risultasse ancora debole, come ultimo tentativo si potrà ripetere ancora una volta tutto il processo dopo di che, in caso di esito negativo, si dovrà considerare il tubo come definitivamente inservibile.

Come si è detto sopra, i filamenti di tungsteno toriato assumono, nelle normali condizioni di lavoro del tubo, una temperatura di circa 1900° Kelvin (corrispondenti a circa 1630° centigradi). A questa temperatura essi assumeranno un colore giallo brillante. Normalmente essi non dovranno generare alcun rumore durante la loro accensione con corrente alternata.

Le tensioni e le correnti riportate nei dati caratteristici dei tubi, forniti dai costruttori, si riferiscono normalmente ad una vita dei tubi di 1.000 ore. Tuttavia alcuni tipi di tubo possono avere una vita più lunga. La vita media dei tubi trasmittenti si aggira, per quelli con filamento di tungsteno toriato, da 1.000 a 5.000 ore di funzionamento utile.

Filamenti con rivestimento di ossido

Il tipo di filamento più efficiente tra tutti quelli finora sviluppati è il filamento con rivestimento di ossido, che consiste in una miscela di ossidi di bario e di stronzio depositati su un filo o su un nastro, generalmente costituito di lega di nichel.

Questo tipo di filamento funziona ad una temperatura corrispondente ad un colore rosso-scuro o rosso-arancione (da 1050 a 1170° Kelvin, corrispondenti a circa 780-900° centigradi), alla quale

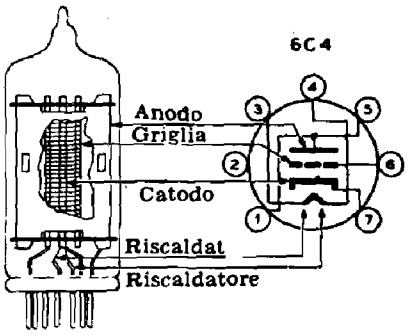


Figura 3.

SEZIONE LONGITUDINALE DI UN TRIODO TIPO 6C4

temperatura esso ha una forte emissione elettronica.

I filamenti con rivestimento di ossido sono molto più efficienti di quelli di tungsteno toriato: sono quindi di dimensioni più piccole e sono considerevolmente meno costosi da costruire. Per questa ragione tutti i tubi riceventi e un buon numero di tubi trasmittenti di bassa potenza fanno uso appunto di filamenti con rivestimento di ossido.

Un altro vantaggio offerto dai filamenti con rivestimento di ossido è quello della vita estremamente lunga che hanno i tubi nei quali vengono impiegati. La vita media di questi tubi si aggira infatti dalle 3.000 alle 5.000 ore e quando i tubi sono sottoposti a piccole correnti anodiche, ci si può attendere una vita di 50.000 ore, trascorso il quale tempo normalmente cominceranno a variare, in maniera sensibile, le loro caratteristiche.

I filamenti ad ossido danno risultati non soddisfacenti quando vengono usati con tensioni continue anodiche molto alte. In queste condizioni:

(1) la loro attività viene seriamente danneggiata a causa dell'alta temperatu-

ra necessaria per degasificare i tubi che debbono poter funzionare ad alta tensione;

(2) il bombardamento di ioni positivi che avviene in qualunque tubo ad alta tensione, anche in quelli nei quali sia stato effettuato il vuoto più spinto possibile, provoca la distruzione dello strato di ossido depositato sulla superficie del filamento.

Si è riscontrato che gli emettitori con rivestimento di ossido sono in grado di fornire impulsi di corrente enormemente grandi quando ai tubi nei quali essi sono impiegati vengono applicate tensioni alte, per intervalli di tempo estremamente brevi. In tali condizioni i filamenti emettitori non vengono danneggiati. Per questa caratteristica, i filamenti con rivestimento di ossido vengono impiegati con grande successo nelle apparecchiature radar. Per esempio il catodo di un magnetron per microonde, di dimensioni relativamente piccole, può fornire correnti da 25 a 50 A con una tensione applicata di circa 25.000 V della durata dell'ordine di un microsecondo. Dopo che è avvenuto questo fortissimo impulso di corrente, normalmente viene disinserita la tensione anodica per un tempo di circa 1.000 microsecondi o più, in modo da consentire alla superficie del catodo di ripristinare la sua emissione prima di dover fornire il successivo impulso di corrente. Se il catodo venisse sottoposto in permanenza ad una corrente così intensa come quella che si ha durante gli impulsi, esso verrebbe distrutto in un tempo estremamente breve.

Il processo di attivazione dei filamenti con rivestimenti di ossido varia da un costruttore all'altro, ma sostanzialmente esso consiste nel riscaldare il filamento, preventivamente coperto da una miscela di carbonati di bario e di stronzio, portandolo ad una temperatura di circa 1500° Kelvin. Il filamento viene tenuto per un certo tempo a tale temperatura e successivamente viene applicata all'anodo del tubo una tensione compresa fra 100 e 200 V, fornita attraverso una resistenza di protezione che ha lo scopo di limitare la corrente anodica.

Con questo processo di ottiene la riduzione, per via termica, dei carbonati di bario e di stronzio in ossidi, mentre contemporaneamente alla attivazione della superficie del catodo avviene la autoripulitura del filamento, dal quale vengono eliminate le sostanze estranee.

Contrariamente ai tubi con filamento in tungsteno toriato, non è possibile eseguire la riattivazione di filamenti con rivestimento di ossido poichè, una volta esaurito lo strato superficiale che ricopre il filamento, questo non contiene più materiale attivo: infatti tutto il carbonato di bario e di stronzio viene ridotto durante il processo di attivazione e tutto il metallo attivo viene diffuso sulla sua superficie, per cui, esaurito questo, non si ha più alcuna possibilità di ripristino del tubo.

Il catodo a riscaldamento indiretto

Il catodo a riscaldamento indiretto è stato sviluppato in conseguenza della necessità di disporre di un emettitore che potesse essere alimentato con corrente alternata, senza introdurre alcun disturbo di modulazione provocata dalla corrente di accensione, anche nel caso in cui i tubi vengano impiegati in stadi con segnali a basso livello.

Il catodo a riscaldamento indiretto

consiste sostanzialmente di un piccolo cilindro in lega di nichel con un rivestimento di ossidi di stronzio e di bario sulla sua superficie, simile cioè a quello che copre i filamenti con rivestimento di ossido. Internamente al cilindro vi è un elemento riscaidatore, isolato rispetto al cilindro stesso, e normalmente costituito da una doppia spirale di filo di tungsteno.

La tensione di accensione del riscaldatore può variare da 2 a 117 V., a seconda dei tipi di tubo, ma la tensione di accensione più usata è quella di 6,3 V.

Il riscaldatore vien fatto lavorare ad una temperatura relativamente alta, in modo che il catodo possa venire da esso portato alla sua temperatura normale di lavoro in un tempo compreso fra 15 e 30 secondi. La trasmissione di calore fra il riscaldatore e il catodo avviene per lo più per irraggiamento, ma una parte di calore si trasmette anche per conduzione termica attraverso il rivestimento isolante del filo riscaldatore, nei punti in cui questo rivestimento tocca la superficie interna del cilindro costituente il catodo.

I catodi a riscaldamento indiretto sono impiegati in tutti i tubi accesi a corrente alternata, progettati per funzionare con segnali a livello basso tanto in stadi a radiofrequenza quanto in quelli ad audiofrequenza. Anche alcuni tubi di potenza per radioricevitori (come per esempio il tipo 6 L6, 6 V 6, 6 F 6 e 6 K 6 G T) e alcuni tipi di tubi trasmittenti a bassa potenza (802, 807, 815, 3 E 29, 2 E 26, 5763 etc.) sono del tipo a catodo a riscaldamento indiretto. I tubi a riscaldamento indiretto sono gli unici che possano essere impiegati nei radioricevitori con alimentazione diretta dalla rete a corrente alternata e continua, nei quali questi tubi vengono collegati in serie.

I tubi con catodo a riscaldamento indiretto sono spesso denominati « a catodo unipotenziale » per il fatto che non si ha alcuna caduta di potenziale in tutta la sua lunghezza, cosa che invece avviene nei tubi a riscaldamento diretto ossia in quelli nei quali il catodo emettitore è costituito da un filamento.

L'equazione di emissione

L'emissione di elettroni da parte di un catodo riscaldato è molto simile alla evaporazione delle molecole dalla superficie di un liquido. Le molecole che lasciano tale superficie sono quelle che hanno una energia cinetica sufficiente a vincere le forze che le trattengono sulla superficie del liquido. Man mano che la temperatura del liquido aumenta, aumenta anche la velocità media molecolare e un numero di molecole sempre maggiore verrà ad acquisire una energia sufficiente alla evaporazione.

Analogamente, l'emissione di elettroni da parte della superficie di un emettitore termoionico è funzione della velocità elettronica media e quindi della temperatura dell'emettitore.

L'emissione elettronica per unità di superficie emittente è una funzione della temperatura assoluta T, misurata in gradi Kelvin. Essa è anche dipendente dal tipo della superficie emittente b (che è un indice delle forze superficiali del materiale e quindi dell' energia necessaria ad un elettrone affinchè possa venire estratto) e di una costante A, che varia anch'essa in funzione del tipo della superficie emittente.

La relazione che esiste fra la corrente

di emissione in ampere per centimetro quadrato e le quantità suddette, può essere rappresentata con la espressione

$$I = AT^2\varepsilon^{-b/T}.$$

Emissione secondaria La maggior parte dei metalli, e alcuni tipi di materiali isolanti sottoposti ad un bombardamento di elettroni, dà luogo alla emissione di altri elettroni, per un fenomeno denominato « emissione secondaria ».

Gli elettroni secondari sono letteralmente espulsi dagli strati superficiali del materiale sottoposto a bombardamento di elettroni primari che ne colpiscano la superficie. Il numero di elettroni secondari emessi, per ciascun elettrone primario che colpisca un materiale, varia da una frazione estremamente piccola, ad un numero notevole, da 5 a 10 elettroni secondari per ciascun elettrone primario.

Per la quasi totalità dei tubi elettronici termoionici, l'emissione secondaria costituisce un fenomento dannoso. Invece lo stesso fenomeno viene impiegato con vantaggio in alcuni tipi di tubi elettronici, come per esempio l' « image orthicon » (tubo impiegato nelle camere di ripresa televisive) e nelle cellule fotoelettriche del tipo a moltiplicatore elettronico.

Nei tipi di tubi elettronici nei quali si utilizza l'emissione secondaria, come per esempio nella cellula fotoelettrica tipo 931, le superfici che debbono dar luogo ad emissione secondaria di elettroni vengono trattate in maniera particolare, allo scopo di fornire un rapporto alto fra gli elettroni secondari e gli elettroni primari. In tal modo sarà possibile ottenere, nella sezione del tubo nella quale avviene la moltiplicazione elettronica, un alto coefficiente di amplificazione di corrente.

L'effetto della carica spaziale Parte degli elettroni emessi da un catodo, e che hanno bassa velocità iniziale, si ferma nello spazio che circonda il catodo, dando a tale spazio una carica negativa. Questa nube di elettroni che circonda il catodo viene denominata « carica spaziale ».

Gli elettroni contenuti nella nube che determina la carica spaziale vengono continuamente sostituiti, poichè gli elettroni che man mano perdono la loro energia ricadono sul catodo e vengono sostituiti da altri elettroni che il catodo stesso nel contempo emette.

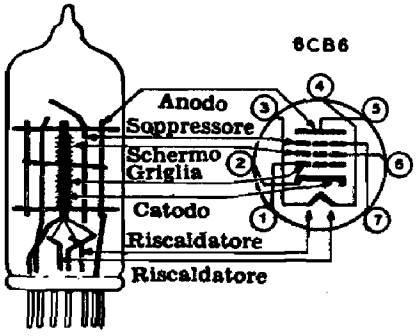


Figura 4.
SEZIONE LONGITUDINALE DI UN PENTODO TIPO 6CB6

4-2 Il diodo

Se un catodo, che sia in grado di venire riscaldato o direttamente o indirettamente, viene posto assieme ad un anodo in un ambiente nel quale sia stato effettuato il vuoto, si realizzerà un tubo elettronico a due elementi, altrimenti detto « diodo ».

Il diodo è il più semplice fra tutti i

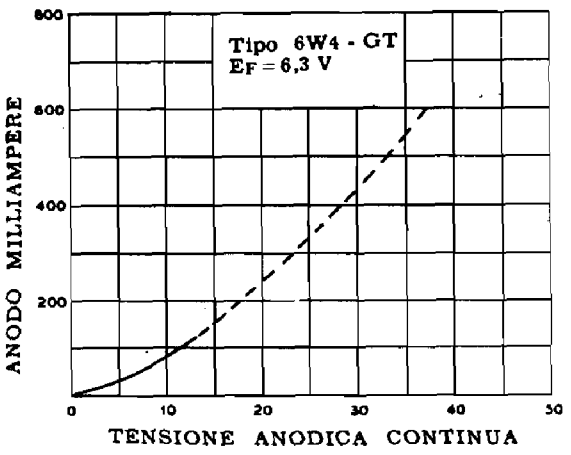


Figura 5.
CARATTERISTICHE ANODICHE MEDIE DI UN DIODO DI POTENZA

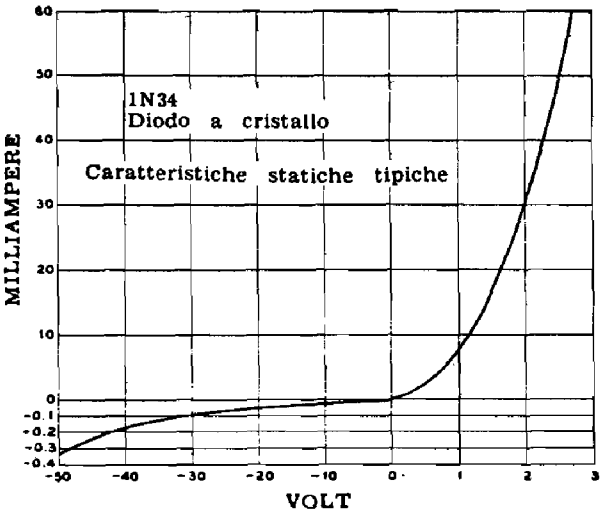


Figura 6.
CARATTERISTICHE TIPICHE DI UN DIODO A CRISTALLO

tubi elettronici e costituisce il tipo fondamentale di tubo, dal quale hanno preso origine tutti gli altri tipi di tubi. Per questo motivo verrà trattato, prima di tutti, il diodo e ne verranno esaminate le caratteristiche.

Caratteristiche del diodo Si è sperimentalmente riscontrato che, quando viene riscaldato il catodo di un diodo, non tutti gli elettroni emessi dal catodo hanno una velocità sufficiente a raggiungere l'anodo, ma solo pochi posseggono tale velocità. Se l'anodo viene elettricamente collegato al catodo, esternamente al tubo, questi elettroni che, forniti di una velocità sufficiente, lo raggiungono, ritornano al catodo attraverso il circuito esterno. Questa piccola corrente che attraversa il diodo costituisce un effetto presente in tutti i tubi a vuoto spinto che abbiano due elettrodi.

Il flusso di elettroni dal catodo all'anodo viene aumentato se, nel circuito esterno che collega l'anodo al catodo, viene inserita una batteria, o un'altra sorgente di tensione continua e se la polarità di questa batteria è tale che l'anodo risulti collegato al polo positivo e quindi il catodo al polo negativo. Questo aumento di flusso di elettroni è determinato dalla forte attrazione esercitata dall'anodo, carico positivamente, su qualsiasi particella che abbia una carica negativa.

Limitazione della corrente per effetto della carica spaziale Quando la tensione anodica applicata ad un diodo è di modesta entità, la corrente che passa dal catodo all'anodo viene limitata dalla carica spaziale costituita dagli elettroni che avvolgono, come una nube, il catodo. Man mano che aumenta il valore della tensione anodica, questa carica spaziale tende sempre più a venire neutralizzata e quindi la corrente che circola nel diodo diverrà sempre maggiore.

Per tensioni anodiche alquanto basse, quando cioè l'effetto della carica spaziale è sensibile, la corrente anodica risulterà non lineare rispetto alla tensione ano-

dica applicata al diodo. In queste condizioni avviene cioè che la corrente anodica che circola in un diodo (o più generalmente in un tubo elettronico) non ubbidisce alla legge di Ohm: la corrente anzichè crescere proporzionalmente alla tensione anodica applicata, cresce secondo una potenza 3/2 della tensione stessa.

La relazione esistente fra tensione anodica E e corrente anodica I può essere espressa dalla equazione

$$I = KE^{3/2}$$

nella quale K è una costante dipendente dalla configurazione geometrica degli elettrodi del tubo elettronico.

Corrente anodica di saturazione Man mano che aumenta la tensione anodica applicata ad un diodo viene, come si è detto, sempre più neutralizzato l'effetto della carica spaziale esercitata dagli elettroni liberi che circondano il catodo. Quando tale carica risulta completamente neutralizzata, avviene che tutti gli elettroni che possono essere emessi dal catodo vengono attratti dall'anodo. In queste condizioni si dirà che è stata raggiunta la « saturazione » della corrente anodica.

Raggiunta la saturazione, ogni ulteriore aumento della tensione anodica determinerà solo un aumento relativamente piccolo della corrente che attraversa il tubo.

Il punto in cui ha inizio la saturazione della corrente anodica, qualche volta viene denominato « massima emissione ancora limitata dalla carica spaziale » riassunto con la sigla MSCLE.

La rapidità con la quale viene ad appiattirsi la curva della corrente anodica al crescere della tensione anodica, una volta oltrepassato il punto di inizio della saturazione, dipende dal tipo di materiale con cui è costruito il catodo emittente. La figura 7 illustra appunto la dipendenza della curva di saturazione dal tipo di catodo. I catodi costituiti da un filamento in tungsteno toriato danno luogo ad un appiattimento minore di quelli costituiti da tungsteno puro. A loro volta i catodi con rivestimento di ossido danno una curva di saturazione molto meno appiattita.

La saturazione graduale, che si ha nell'emissione da parte di filamenti con rivestimento di ossido, viene generalmente attribuita alla ridotta influenza che il campo, determinato dalla tensione anodica, esercita sulla struttura superficiale del catodo.

Un altro effetto che si può rilevare nei catodi con rivestimento di ossido è la possibilità di dar luogo ad emissioni relativamente enormi per tempi naturalmente molto brevi. I catodi impiegati nei magnetron usati nei radar, possono dar luogo ad una densità di emissione fino a 100 A per centimetro quadrato per un periodo di tempo (durata di im-

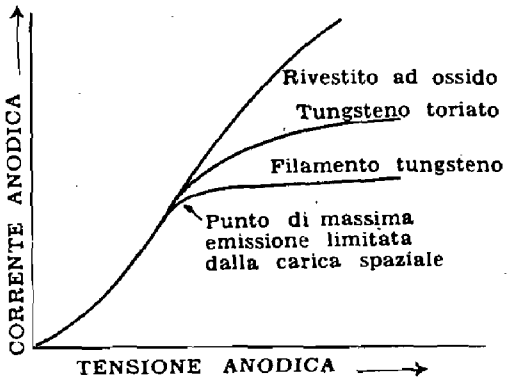


Figura 7.
MASSIMA EMISSIONE LIMITATA DALLA CARICA SPAZIALE PER DIFFERENTI TIPI DI EMETTITORI

pulso) dell'ordine di un microsecondo. Dopo un impulso di corrente di emissione tanto forte, è necessario che il catodo venga lasciato inoperoso per alcune centinaia di microsecondi per consentirgli di ripristinarsi, prima che esso possa venire sottoposto ad un altro impulso di corrente.

Dissipazione della energia degli elettroni La corrente che scorre nello spazio anodo-catodo di un tubo elettronico è determinata dagli elettroni che, partendo dal catodo, raggiungono l'anodo. Questi elettroni vengono accelerati, nel loro movimento, dal campo elettrico esistente fra catodo e anodo. Accade allora che, quando questi elettroni colpiscono l'anodo, l'energia dovuta alla loro velocità viene ceduta istantaneamente all'anodo. Nei normali tubi elettronici questa energia si trasforma in calore, ossia in un aumento della temperatura dell'anodo e della sua struttura di sostegno.

Il triodo Se, coassialmente all'anodo, e posto fra l'anodo e il catodo, viene inserito un elettrodo costituito da una rete o da una spirale di filo, sarà possibile con questo nuovo elettrodo effettuare il controllo, per azione elettrostatica, della corrente che scorre dal catodo all'anodo del tubo. Questo elettrodo, viene denominato « griglia » e un tubo elettronico che contenga un anodo, una griglia e un catodo, si dirà che è un « triodo ».

Quando alla griglia, attraverso la quale debbono passare gli elettroni nel loro movimento dal catodo all'anodo, viene imposto un potenziale negativo rispetto al catodo, la sua carica negativa eserciterà un'azione repulsiva sugli elettroni, che sono costituiti da cariche elettriche negative (cariche uguali si respingono; cariche di segno opposto si attraggono). Per effetto di ciò, gli elettroni verranno respinti verso la zona di carica spaziale, che avvolge il catodo. Il numero di elettroni che sono in grado di passare attraverso la griglia e di raggiungere l'anodo, risulterà ridotto solo a quelli di maggiore energia iniziale: in tal modo la corrente anodica verrà diminuita per azione della griglia, polarizzata negativamente.

Al limite, quando la griglia diviene sufficientemente negativa, tutti gli elettroni emessi dal catodo vengono respinti

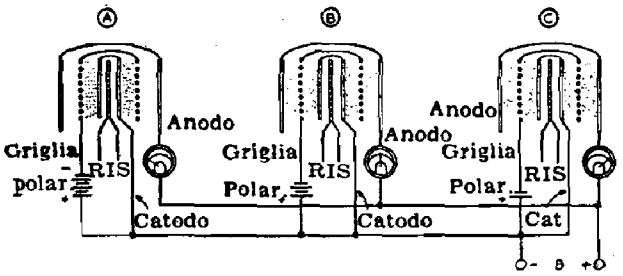


Figura 8.
AZIONE DELLA GRIGLIA IN UN TRIODO
(A) mostra il triodo con polarizzazione negativa di griglia corrispondente alla interdizione della corrente anodica. Si noti che tutti gli elettroni emessi dal catodo rimangono fra griglia e catodo. (B) mostra lo stesso tubo, ma con polarizzazione negativa di griglia meno spinta. Si noti il valore medio della corrente anodica e il fatto che vi è una riserva di elettroni che rimangono compresi fra griglia e catodo. (C) mostra il funzionamento che si ha con una piccola polarizzazione negativa imposta alla griglia, in corrispondenza alla quale, in molti tipi di tubo, avviene che sostanzialmente tutti gli elettroni emessi dal catodo raggiungono l'anodo. In questo caso si dirà che il tubo è in saturazione. Nella maggior parte dei tipi di tubi elettronici, affinchè avvenga la saturazione della corrente anodica, è necessario dare alla griglia una forte tensione positiva di polarizzazione.

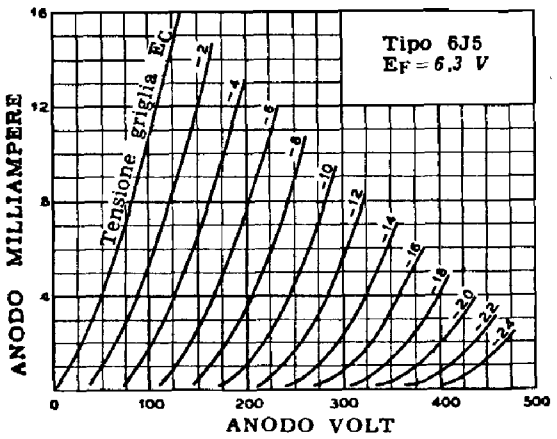


Figura 9.
CARATTERISTICHE A GRIGLIA NEGATIVA DI UN COMUNE TRIODO
Le caratteristiche anodiche medie di questo tipo sono quelle più frequentemente impiegate quando si debbano determinare le condizioni di lavoro di uno stadio amplificatore con triodo in Classe A.

nuovamente su di esso e la corrente anodica diventerà zero.

La tensione continua negativa applicata alla griglia rispetto al catodo viene chiamata « tensione di polarizzazione negativa di griglia » e questo termine viene riferito esclusivamente alla griglia controllo.

La più piccola tensione negativa da dare alla griglia, affinchè la corrente anodica divenga zero con quel particolare valore di tensione anodica, viene denominata « tensione negativa di polarizzazione di griglia corrispondente alla interdizione » o più brevemente « polarizzazione di interdizione ».

L'entità della corrente anodica che circola in un triodo è determinata dal campo totale risultante per effetto delle due azioni esercitate dai campi dovuti alla polarizzazione negativa di griglia e alla tensione anodica. Per tale motivo la corrente anodica è influenzata sia dalla tensione negativa di polarizzazione di griglia quanto dalla tensione anodica.

In tutti i normali tubi, se si apporta una piccola variazione alla tensione di polarizzazione di griglia, si ottiene una variazione considerevole della corrente anodica, molto maggiore di quella che si avrebbe se la stessa variazione di tensione, anzichè alla griglia, venisse imposta all'anodo.

Il rapporto fra la variazione della tensione anodica e la variazione della tensione di griglia, che in un tubo producono la stessa variazione di corrente anodica, viene denominato coefficiente di amplificazione o μ del tubo elettronico.

Il coefficiente di amplificazione viene perciò definito da
per lo stesso valore di i_p (Δ indica una piccola variazione).

$$\mu = -\frac{\Delta E_p}{\Delta E_g}$$

Il coefficiente di amplificazione può venire determinato sperimentalmente nel seguente modo: si apporta una piccola variazione alla tensione di polarizzazione di griglia; in conseguenza di essa, la corrente anodica varierà di una certa quantità. Si modifica ora la tensione anodica fino a che la corrente anodica sia ritornata al suo primitivo valore. Il rapporto fra la variazione della tensione anodica e la variazione della tensione di griglia, così determinate, costituisce il fattore di amplificazione del tubo alle condizioni di lavoro scelte per effettuare la misura.

Corrente in un triodo Si è visto come in un diodo il campo elettrostatico agente sul catodo sia proporzionale alla tensione anodica E_p e

come la corrente catodica totale risulti proporzionale alla tensione anodica elevata ad un esponente 3/2.

Analogamente si può dimostrare che in un triodo il campo agente sulla carica spaziale catodica è proporzionale alla tensione

$$E_g + \frac{E_p}{\mu}$$

nella quale il coefficiente di amplificazione μ rappresenta effettivamente il rapporto di efficacia fra la tensione di griglia e la tensione anodica nella determinazione del campo agente sul catodo.

Si può quindi prevedere che la corrente catodica in un triodo, analogamente a quanto accade nel diodo, risulti proporzionale alla tensione equivalente elevata all'esponente 3/2, ossia a

$$(E_g + \frac{E_p}{\mu})^{3/2}.$$

Ciò è stato dimostrato essere vero, così che la corrente catodica di un triodo, con sufficiente approssimazione, può essere rappresentata dalla espressione

$$\text{corrente catodica} = K\,(E_g + \frac{E_p}{\mu})^{3/2}.$$

nella quale K è una costante, dipendente dalla conformazione geometrica degli elettrodi del triodo.

Resistenza anodica Per resistenza anodica di un tubo elettronico si intende il rapporto fra la variazione di tensione anodica ad esso applicata e la variazione della corrente anodica che ne consegue.

Affinchè la definizione sia valida, occorre che le variazioni tanto della tensione quanto della corrente anodica siano estremamente piccole rispetto ai loro valori normali.

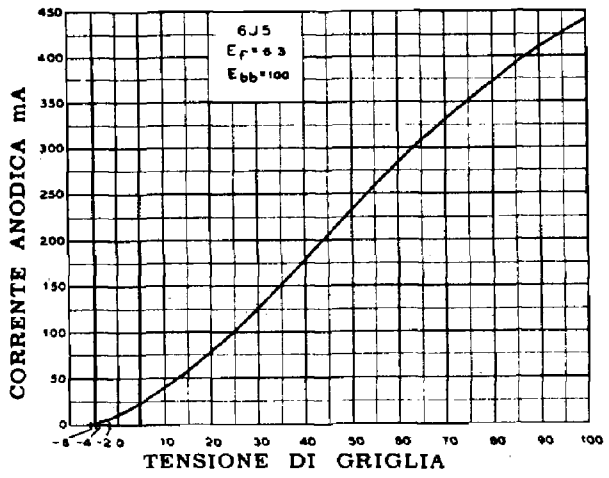


Figura 10.
CARATTERISTICHE A GRIGLIA POSITIVA DI UN COMUNE TRIODO
Le caratteristiche anodiche di questo tipo vengono più frequentemente usate quando si debbano determinare le caratteristiche di lavoro di uno stadio amplificatore a triodo, per segnali di entrata ad impulso. Si noti l'elevata capacità di emissione del catodo a riscaldamento indiretto e con rivestimento di ossido, con cui è realizzato il tubo 6J5.

La resistenza anodica risulta perciò espressa dall'equazione:

$$R_p = \frac{\Delta E_p}{\Delta I_p}$$

per una tensione di polarizzazione di griglia costante;

Il simbolo Δ, come è noto, indica variazioni piccole.

La resistenza anodica può essere sperimentalmente determinata con lo stesso sistema descritto a proposito della determinazione del coefficiente di amplificazione. Naturalmente nel caso della resistenza anodica, verrà preso nota della variazione di corrente anodica causata da una variazione di tensione anodica

(mantenendo costante la tensione di griglia) e si dividerà la variazione di tensione anodica per la conseguente variazione di corrente anodica.

La resistenza anodica risulta espressa in Ohm.

Transconduttanza Per conduttanza mutua (detta anche transconduttanza) si intende il rapporto fra la variazione della corrente anodica e la variazione della tensione di polarizzazione di griglia che la ha determinata, a tensione anodica costante.

La transconduttanza risulta perciò espressa dalla equazione:

$$G_m = \frac{\Delta I_p}{\Delta E_g} \qquad (1)$$

per

E_p = costante;
Δ = simbolo che indica variazioni piccole.

La transconduttanza di un tubo elettronico risulta perciò numericamente uguale al coefficiente di amplificazione diviso per la resistenza anodica e cioè

$$G_m = \frac{\mu}{R_p} \qquad (2)$$

La transconduttanza viene più comunemente espressa in micro-reciproco di Ohm o in « micromho ». Tuttavia, poichè la transconduttanza esprime l'entità della variazione di corrente anodica per una variazione unitaria di tensione di polarizzazione di griglia, si usa dire che un tubo ha una transconduttanza di tanti milliampere-per-volt.

Se la transconduttanza di un tubo è data in milliampere-per-volt, moltiplicandola per 1000 si ha il valore che esprime la transconduttanza in micromho. Per esempio la transconduttanza di un tubo 6A3 potrà essere espressa o da 5,25mA/V oppure da 5250 micromho.

Tetrodi o tubi a griglia schermo Nel capitolo precedente è stato detto che due conduttori, con interposto fra essi un dielettrico, costituiscono un « condensatore » e cioè che fra essi vi è « capacità ». Poichè gli elettrodi di un tubo elettronico sono conduttori, e poichè essi sono separati da un dielettrico (in questo caso è il vuoto che agisce da dielettrico), fra loro vi è capacità.

Le capacità interelettrodiche sono tanto piccole che non hanno praticamente influenza nel campo delle audiofrequenze. Invece, quando un triodo lavora su frequenze alte, come le radiofrequenze, le capacità interelettrodiche assumono una importanza considerevole.

A tali frequenze assume quindi notevole valore la possibilità di eliminare o quanto meno ridurre la capacità griglia-anodo. Questa possibilità è offerta in maniera agevole e semplice dall'impiego di una griglia-schermo nei triodi.

Quando fra la griglia e l'anodo di un tubo elettronico viene interposta un'altra griglia, si dirà che il tubo è « a griglia-schermo » o « schermato » o più comunemente si dirà che è un « tetrodo ».

Il motivo per cui la nuova griglia viene chiamata « schermo », deriva dal fatto che essa esercita una azione schermante fra l'anodo e la griglia principale o griglia-controllo del tubo. A seguito di questa azione schermante risulta molto ridotta la capacità griglia-anodo del tubo.

Sebbene la griglia schermo sia mante-

nuta ad una tensione positiva rispetto al catodo del tubo, tuttavia, agli effetti della radiofrequenza da amplificare, essa viene mantenuta ad un potenziale nullo (di massa) mediante un condensatore di fuga avente capacità relativamente alta e quindi reattanza estremamente bassa per la frequenza di lavoro.

Oltre all'effetto schermante, la griglia schermo serve ad un altro scopo molto importante: poichè viene polarizzata ad una tensione positiva, essa serve anche ad aumentare e accelerare il flusso di elettroni verso l' anodo. Siccome la griglia schermo è costituita da una rete con maglie molto larghe, la maggior parte degli elettroni emessi dal catodo passa attraverso essa raggiungendo così l'anodo.

Per effetto della griglia schermo, la corrente anodica risulta largamente indipendente dalla tensione anodica, ottenendosi in tal modo una forte amplificazione. In altri termini, se si mantiene ad un valore costante la tensione di griglia schermo, è possibile, nei tetrodi, apportare ampie variazioni alla tensione anodica senza avere apprezzabili variazioni della corrente anodica.

Quando gli elettroni emessi dal catodo arrivano sull'anodo con velocità notevole, essi possono provocare una emissione di elettroni da parte dell'anodo. Questo effetto, causato dal bombardamento dell'anodo da parte di elettroni dotati di forte velocità, provoca perciò l'emissione secondaria, come è stato visto in un paragrafo precedente.

L'emissione secondaria non dà luogo a particolari inconvenienti in un triodo, poichè gli elettroni secondari emessi eventualmente dall'anodo ricadranno su di esso, attratti dalla sua tensione positiva. Invece, nei tubi a griglia-schermo, poichè lo schermo è polarizzato positivamente e la sua tensione risulta piuttosto vicina a quella anodica, si ha che la griglia schermo esercita una azione attrattiva sugli elettroni emessi dall'anodo, particolarmente quando la tensione anodica è più bassa di quella di griglia-schermo. In conseguenza di ciò, la corrente anodica si riduce e l'amplificazione diminuisce.

Il pentodo Il dannoso effetto della emissione secondaria da parte dell'anodo, può essere fortemente attenuato se fra la griglia schermo e l'anodo viene interposto un altro elettrodo. A questo viene dato il nome di « soppressore » o « griglia di soppressione » e i tubi nei quali viene impiegata questa terza griglia vengono chiamati « pentodi ».

Frequentemente la griglia di soppressione viene collegata al catodo internamente al tubo stesso. In qualche caso invece essa viene connessa ad un piedino apposito dello zoccolo del tubo, ma anche in questo caso alla griglia di soppressione và data una polarizzazione negativa rispetto alla minima tensione anodica.

Per effetto della griglia di soppressione, gli elettroni secondari che, senza di essa, andrebbero alla griglia schermo, vengono respinti nuovamente sull'anodo. Conseguentemente non si ha più riduzione di corrente anodica per effetto dell'emissione secondaria e quindi vengono migliorate le possibilità di ottenere amplificazioni forti.

I pentodi previsti per essere applicati nel campo delle audiofrequenze sono costruiti in maniera tale che la griglia di soppressione aumenti i limiti entro i quali la tensione anodica possa fluttuare

e, in conseguenza di ciò, risultano estremamente forti la potenza di uscita e l'amplificazione.

I pentodi invece che sono destinati all'uso nel campo delle radiofrequenze funzionano in maniera tale che la griglia di soppressione determini una alta amplificazione di tensione, consentendo contemporaneamente il raggiungimento di amplificazioni molto alte anche con tensioni anodiche relativamente basse. Ciò accade anche quando la tensione anodica è uguale o addirittura un po' inferiore rispetto alla tensione di griglia-schermo.

Tubi di potenza a fascio Nei tubi di potenza a fascio viene impiegato un altro principio per la soppressione della emissione secondaria. In questi tubi sono contenuti quattro elettrodi: il catodo, la griglia-controllo, la griglia-schermo e l'anodo, spaziati fra loro e posti in modo che l'emissione secondaria dell'anodo venga soppressa senza incidere sulla potenza sviluppabile dal tubo.

In conseguenza dalla maniera con cui gli elettrodi sono spaziati, gli elettroni che vanno a raggiungere l'anodo vengono rallentati, quando la tensione anodica è bassa, fino a raggiungere, in alcune zone comprese fra l'anodo e la griglia-schermo, una velocità nulla. Per questa ragione vi sono zone nelle quali gli elettroni costituiscono una nube stazionaria, ossia una « carica spaziale ». L'effetto di questa carica spaziale è quello di respingere gli elettroni secondari emessi dall'anodo stesso. In questo modo perciò viene eliminata l'emissione secondaria.

Un' altra caratteristica posseduta dai tubi di potenza a fascio è la piccola corrente che passa nella griglia-schermo. La griglia-schermo e la griglia-controllo sono costituite da fili avvolti a spirale in maniera che ogni spira della griglia-schermo sia riparata, rispetto al catodo, da una spira della griglia controllo.

Questo allineamento fra le spire della griglia-schermo e quelle della griglia-controllo farà in modo che gli elettroni si muovano a strati fra le spire della griglia-schermo sicchè ben pochi di essi andranno a cadere sulla griglia schermo stessa.

Il fatto che la corrente elettronica avvenga a strati o « fasci » porta ad un aumento della densità di carica nella regione griglia-schermo-anodo e contribuisce alla formazione della carica spaziale in questa regione.

A causa della efficace azione di soppressione dell'emissione secondaria esercitata dalla carica spaziale, e a causa della bassa corrente che circola nello stesso schermo, i tubi di potenza a fascio presentano il vantaggio di una alta potenza di uscita, di una alta sensibilità di potenza e di un alto rendimento.

Il tubo 6L6 è un esempio tipico di tubo di potenza a fascio, progettato per funzionare negli stadi amplificatori di potenza ad audiofrequenza dei radioricevitori e negli amplificatori e modulatori ad audiofrequenza.

Tubi più grandi, che fanno ugualmente uso del principio di funzionamento a fascio, vengono impiegati da diversi costruttori anche negli stadi a radiofrequenza dei trasmettitori.

La caratteristica di questi tubi è la elevatissima sensibilità di potenza (intesa come possibilità di ottenere una forte potenza di uscita impiegando, per il pilotaggio, una potenza estremamente pic-

cola), l'ottimo rendimento anodico e la bassa capacità griglia-anodo.

Coefficiente di amplificazione della griglia-schermo Il coefficiente di amplificazione della griglia-schermo (brevemente indicato con $\mu_{g's}$) è analogo al coefficiente di amplificazione di un triodo, eccetto che all'anodo del triodo viene sostituita la griglia-schermo di un pentodo o di un tetrodo.

Il coefficiente di amplificazione di griglia-schermo è perciò dato dal rapporto fra la variazione della tensione di griglia-schermo e la variazione della tensione di griglia-controllo che, in un tubo, producono la stessa variazione di corrente di griglia-schermo. Esso viene perciò definito dalla seguente espressione

$$\mu_{gs} = \frac{\Delta E_{gs}}{\Delta E_g} \qquad (3)$$

per

I_{gs} = corrente di griglia - schermo = costante;
Δ = simbolo che indica variazioni piccole.

Il coefficiente di amplificazione di griglia-schermo è importante nella determinazione delle polarizzazioni di lavoro di un tetrodo o di un pentodo. La relazione esistente fra la tensione della griglia-controllo e la tensione della griglia-schermo determina la corrente anodica del tubo e la corrente di griglia-schermo, dato che la corrente anodica è essenzialmente indipendente dalla tensione anodica, in tubi di questo tipo. In altri termini, quando un tubo vien fatto funzionare alla tensione di polarizzazione negativa di griglia corrispondente alla interdizione, determinata dal rapporto fra la tensione di griglia schermo e il coefficiente di amplificazione della griglia-schermo (ossia determinata analogamente a come si fa in un triodo, nel quale la tensione di interdizione è data dalla tensione anodica di lavoro divisa per il coefficiente di amplificazione), allora tanto la corrente anodica quanto la corrente di griglia-schermo risulteranno nulle.

Il coefficiente di amplificazione della griglia-schermo è numericamente uguale al coefficiente di amplificazione dello stesso tetrodo o pentodo collegato a triodo.

Corrente nei tetrodi o nei pentodi L'espressione (3) rappresenta la corrente catodica totale di un triodo. La stessa equazione è valida anche per la corrente catodica totale di un tetrodo o di un pentodo, eccetto che debbono essere usati, in sostituzione della tensione anodica e del coefficiente di amplificazione del triodo, la tensione di griglia-schermo e il coefficiente di amplificazione relativo alla griglia-schermo.

L'equazione (3) pertanto si trasforma nella seguente equazione

$$\text{Corrente catodica} = K\left(E_g + \frac{E_{gs}}{\mu_{gs}}\right)^{3/2}. \qquad (4)$$

Evidentemente la corrente catodica è la somma della corrente di griglia-schermo e della corrente anodica, più l'eventuale corrente di griglia-controllo, nel caso in cui quest'ultima griglia risultasse positiva rispetto al catodo.

Occorre sottolineare che la corrente catodica totale in un tetrodo o un pentodo è sostanzialmente indipendente dalla tensione anodica. Inoltre, nei normali tetrodi o pentodi, la corrente anodica è a sua volta sostanzialmente indipen-

dente dalla tensione anodica, nel normale campo di condizioni di lavoro dei tubi. Ciò porta al semplice risultato che la resistenza anodica di questi tubi è relativamente alta.

Tuttavia, quando la tensione anodica scende al di sotto del valore normale previsto per quel tubo, la corrente anodica diminuisce rapidamente mentre la corrente di griglia-schermo cresce in modo da far risultare sostanzialmente costante la corrente catodica totale. In tali condizioni avviene immancabilmente il danneggiamento della griglia-schermo, causato dalla eccessiva dissipazione. Questo danneggiamento è ancora più rapido quando viene a mancare la tensione anodica mentre la tensione di polarizzazione alla griglia-schermo risulta fornita attraverso un circuito a bassa impendenza, tale cioè da dare una tensione sostanzialmente indipendente dalla corrente assorbita.

Effetto della corrente di griglia Le equazioni (3) e (4) mostrano il modo con cui la corrente catodica totale in un triodo, un tetrodo o un pentodo dipende dalle tensioni applicate ai differenti elettrodi.

Quindi se un solo elettrodo è positivo rispetto al catodo (come avviene in un triodo funzionante come amplificatore in Classe A), tutta la corrente catodica andrà sull'anodo. Ma quando in un tetrodo sono positivi tanto la griglia-schermo quanto l'anodo, la corrente catodica totale si suddividerà fra questi due elettrodi, sicchè la corrente di griglia-schermo risulterà uguale alla differenza fra la corrente catodica totale e la corrente anodica.

Inoltre se, in un tetrodo o un pentodo, la griglia-controllo viene resa positiva rispetto al catodo, la corrente catodica totale in questo caso verrà a suddividersi fra gli altri tre elettrodi che sono a potenziale positivo rispetto al catodo. Pertanto, in un tubo al quale venga applicata una forte tensione di eccitazione, si può dire che la griglia controllo sottrae elettroni dall'elettrodo di uscita tutte le volte che la sua tensione risulti positiva rispetto al catodo.

Conseguentemente, è necessario limitare il picco di tensione positiva che la griglia-controllo può assumere per effetto della tensione di eccitazione ad essa applicata.

Coefficienti dei tetrodi e pentodi Generalmente è noto che il coefficiente di amplificazione di un tetrodo o di un pentodo è un dato che non è molto importante per il progettista. Infatti il coefficiente di amplificazione appare raramente fra i dati caratteristici di impiego di tali tubi.

Il suo valore normalmente è molto alto a causa del valore relativamente alto della resistenza anodica dei tetrodi e dei pentodi.

Inoltre, non esiste praticamente alcun legame fra il coefficiente di amplificazione di un tetrodo o di un pentodo e l'effettiva amplificazione ottenibile da essi.

Invece, per i tetrodi o i pentodi, il coefficiente che ha la massima importanza è la transconduttanza griglia-anodo del tubo.

L'amplificazione effettiva ottenibile da uno stadio può essere direttamente calcolata qualora si conosca la transconduttanza Gm del tubo impiegato in tale stadio.

La transconduttanza griglia-anodo di

un tetrodo o di un pentodo può essere calcolata in base alla seguente equazione:

$$G_m \frac{\Delta I_p}{\Delta E_g}$$

mantenendo costanti E_{gs} ed E_p (rispettivamente tensione di griglia-schermo e anodica).

La resistenza anodica dei tetrodi e dei pentodi riveste una importanza minore rispetto a quella dei triodi, mentre ha una certa importanza nella determinazione dello smorzamento che un tubo esercita sul suo circuito anodico.

La resistenza anodica va calcolata in base alla seguente equazione:

$$R_p = \frac{\Delta E_p}{\Delta I_p}$$

mantenendo costanti E_g ed E_{gs} (ossia le tensioni di polarizzazione di griglia-controllo e di griglia-schermo).

Tubi mescolatori e convertitori Nel Capitolo 6° verranno dettagliatamente descritti i ricevitori a supereterodina; qui basti dire che in tali ricevitori viene sempre impiegato, in uno dei primi stadi, un circuito convertitore di frequenza per cambiare la frequenza del segnale in arrivo in una frequenza fissa, corrispondente a quella sulla quale è accordato il canale amplificatore a frequenza intermedia del ricevitore.

La conversione di frequenza viene ottenuta selezionando tra le frequenze di battimento, quella corrispondente normalmente alla differenza tra la frequenza del segnale in arrivo e quella di una oscillazione generata localmente.

Se la tensione di oscillazione locale viene fornita da un tubo separato, il tubo che esegue il cambiamento di frequenza sarà chiamato « mescolatore ». Altrimenti, l'oscillazione potrà essere generata mediante l'aggiunta di appositi elettrodi dentro il tubo che esegue il cambiamento di frequenza. In tal caso questo tubo assumerà il nome di « convertitore ».

Conduttanza di conversione La conduttanza di conversione (Gc) è un coefficiente relativo al funzionamento dei tubi mescolatori o convertitori, o anche dei triodi normali, tetrodi o pentodi, che funzionino in modo da eseguire il cambiamento di frequenza.

Per conduttanza di conversione si intende il rapporto fra la variazione della corrente di uscita alla frequenza convertita e la variazione della tensione del segnale applicato alla griglia, che ha determinata la suddetta variazione di corrente. Quindi la conduttanza di conversione di un tubo mescolatore è essenzialmente la stessa della transconduttanza di un tubo amplificatore, con l'eccezione che il segnale di entrata e la corrente di uscita sono su frequenze differenti.

Il valore della conduttanza di conversione per i tubi mescolatori più frequentemente usati è compresa fra 300 e 1000 micromho.

Per un tubo amplificatore che funzioni come mescolatore, la conduttanza di conversione è circa 0,3 volte la transconduttanza dello stesso tubo funzionante da amplificatore.

L'amplificazione di tensione di uno stadio mescolatore è data da G_cZ_l, dove Z_l è l'impedenza di carico anodico sulla quale funziona il tubo mescolatore.

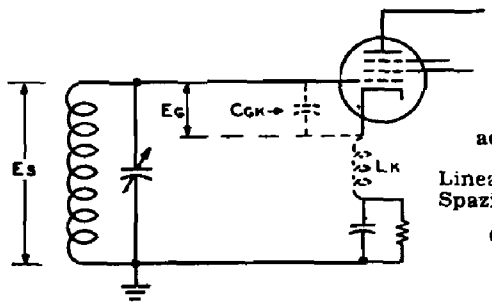


Figura 11.
RAPPRESENTAZIONE DELL'EFFETTO DELLA INDUTTANZA DEL COLLEGAMENTO CATODICO
L'azione dannosa esercitata dalla induttanza del collegamento catodico tende a ridurre l'effettiva tensione griglia-catodo rispetto alla tensione disponibile ai capi del circuito accordato di entrata. L'induttanza del collegamento catodico inoltre introduce un accoppiamento dannoso fra i circuiti di entrata e di uscita.

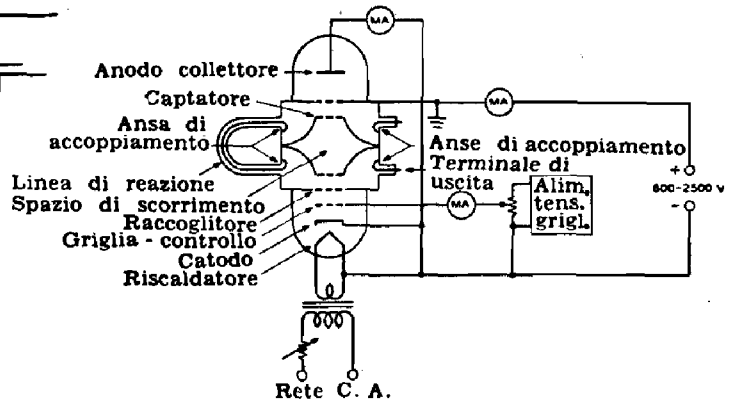


Figura 12.
OSCILLATORE KLYSTRON A DUE CAVITÀ
Viene rappresentato un Klystron di tipo convenzionale a due cavità, con un'ansa di reazione connessa fra le due cavità, in modo che il tubo possa funzionare da oscillatore.

Tubi elettronici per frequenze altissime

Man mano che aumenta la frequenza alla quale viene fatto funzionare un normale tubo elettronico, cessano di essere valide alcune ipotesi che valgono invece alle frequenze di lavoro più basse. Per i normali tubi elettronici, la frequenza alla quale ciò accade è all'incirca 20MH$_z$. A frequenze superiori avviene anzitutto che l'induttanza dei collegamenti che, partendo dallo zoccolo del tubo, arrivano agli elettrodi posti dentro il bulbo del tubo, non può più essere trascurata. In secondo luogo si riscontrerà che alle frequenze molto alte, non può più venire ignorato il tempo di transito degli elettroni: questo rappresenta il tempo necessario ad un elettrone per lasciare il catodo e, passando attraverso le varie griglie, giungere all'anodo. A frequenze alte questo tempo potrà risultare una frazione apprezzabile del periodo del segnale di entrata.

Effetti dell'induttanza dei collegamenti

L'induttanza dei collegamenti esercita un effetto doppio:

1) così come illustra la figura 11, la combinazione della induttanza del collegamento di griglia, della capacità griglia-catodo e dell'induttanza del collegamento di catodo tende a ridurre l'ampiezza effettiva del segnale griglia-catodo applicato, man mano che, tenendo costante il segnale applicato al tubo, se ne aumenta la frequenza;

2) l'induttanza del collegamento di catodo tende ad introdurre un accoppiamento dannoso fra i vari elettrodi internamente al tubo.

I tubi progettati espressamente per venire impiegati su frequenze altissime hanno l'induttanza dei collegamenti dei loro elettrodi ridotta al minimo. Gli accorgimenti generalmente adottati per ridurre tali induttanze sono:

a) impiego di conduttori grossi o di

più conduttori paralleli fra loro (come per esempio nei tubi 6SH7 e 6AK5) per effettuare il collegamento fra i piedini del tubo e gli elettrodi;

b) riduzione al minimo possibile di tutte le dimensioni del tubo, in modo da ridurre contemporaneamente l'induttanza dei collegamenti e le capacità interelettrodiche (esempi di ciò si trovano nei tubi 6AK5, 6F4 e altri del tipo a ghianda e del tipo miniatura);

c) uso, come collegamento esterno dei vari elettrodi, di estensioni degli elettrodi stessi, che presenteranno così induttanze molto basse (esempi di ciò sono i tubi « a faro », come il 2C40, i tubi « ad oliatore » come il 2C29 e molti tipi di tubi trasmittenti per frequenze altissime).

Effetti del tempo di transito Quando un tubo elettronico vien fatto lavorare ad una frequenza tanto alta che il tempo che impiegano gli elettroni a transitare dal catodo all'anodo risulti una frazione apprezzabile del periodo del segnale di entrata, avvengono alcuni inconvenienti: il più importante di questi è che la griglia assorbe potenza dal segnale di entrata, anche quando essa risulti in ogni istante negativa rispetto al catodo. Ciò avviene per il fatto che il potenziale di griglia varia apprezzabilmente durante il tempo necessario ad un elettrone per spostarsi dal catodo all'anodo. A causa della interazione, e in conseguenza della differenza di fase fra il campo associato alla griglia e quello associato con gli elettroni in movimento, la griglia presenta verso il segnale di entrata una resistenza che si aggiunge alla sua normale capacità « a freddo ». Inoltre, in conseguenza di questo fatto, la corrente anodica non sarà più in fase con la tensione di eccitazione di griglia.

Uno stadio amplificatore, che funzioni su una frequenza tanto alta da far risultare apprezzabile il tempo di transito degli elettroni:

a) risulta di difficoltosa eccitazione a causa della perdita di griglia, che rende più bassa la resistenza equivalente di entrata di griglia.

b) fornisce minore potenza di uscita, poichè risulta ridotta la transconduttanza e la corrente anodica non è in fase con la tensione di griglia.

Gli effetti esercitati dal tempo di transito aumentano secondo il quadrato della frequenza di lavoro e quindi aumentano molto rapidamente man mano che aumenta la frequenza, quando questa sia superiore al limite al quale cominci a divenire apprezzabile il tempo di transito.

Questi effetti potranno essere ridotti diminuendo le dimensioni del tubo, ossia con lo stesso rimedio con cui viene ridotta l' induttanza dei collegamenti. Inoltre gli effetti del tempo di transito possono venire attenuati con l'ovvio rimedio di aumentare le tensioni agli elettrodi, in modo da aumentare la velocità con la quale si spostano gli elettroni. Però a causa della legge che governa il movimento degli elettroni in un campo elettrico, il tempo di transito viene a ridursi secondo la radice quadrata dell'aumento delle tensioni di lavoro e quindi questo rimedio è di effetto ridotto, essendo sottoposte ad ovvie limitazioni le tensioni di lavoro dei piccoli tubi elettronici.

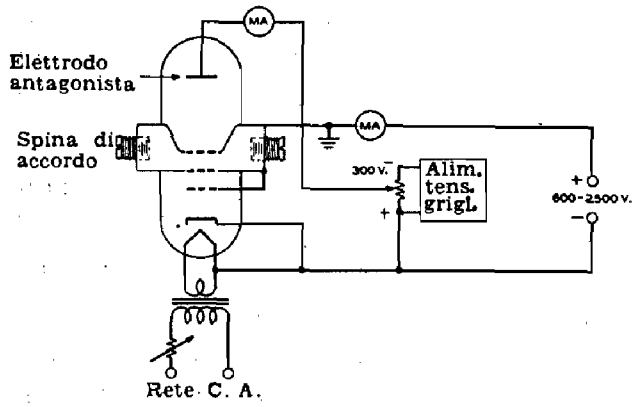


Figura 13.
OSCILLATORE KLYSTRON REFLEX
Nella figura è riportato un oscillatore Klystron reflex di tipo convenzionale, che viene comunemente impiegato come oscillatore locale nei ricevitori supereterodina funzionanti su frequenze uguali o superiori a 2000 MHz. Mediante variazione della tensione negativa dell'elettrodo antagonista, si può eseguire la modulazione di frequenza sulla frequenza di uscita di questo oscillatore oppure si può eseguire, in un ricevitore, la regolazione automatica della frequenza dell'oscillatore Klystron funzionante come oscillatore locale.

4-3 Tubi elettronici speciali per microonde

Principalmente a causa della limitazione imposta dal tempo di transito, i normali tubi elettronici con griglia controllo polarizzata negativamente sono in grado di adempiere al loro scopo di fornire amplificazione di tensione o potenza di uscita, solo per frequenze minori di determinate frequenze limiti.

Queste frequenze limiti variano da circa 100 MH_z, per i tubi di tipo normale, a circa 4000 MH_z per i tubi di tipo speciale, come ad esempio i tubi a faro. Al di sopra di queste frequenze limiti, i tubi di tipo normale con griglia polarizzata negativamente non possono più essere utilizzati e bisognerà fare ricorso a tubi di tipo totalmente diverso, tubi nei quali il tempo di transito degli elettroni non costituisca più alcuna limitazione al loro funzionamento.

I tre tipi più importanti di tubi per microonde sono il « Klystron », il « magnetron » e il « tubo ad onde progressive ».

Il Klystron di potenza Il Klystron è un tipo di tubo elettronico nel quale si trae vantaggio dal tempo di transito degli elettroni.

Come può essere visto dalla figura 12, un tale tubo comprende un catodo, un elettrodo di messa a fuoco, un risuonatore collegato ad una coppia di griglie che eseguono la modulazione di velocità del fascio elettronico (chiamate « raggruppatrici » o « buncher »), uno « spazio di scorrimento », un altro risuonatore collegato ad una coppia di griglie (denominate « captatrici » o « catcher »). Per utilizzare gli elettroni potrà essere disposto alla fine del tubo, un « collettore », oppure la funzione di utilizzazione potrà essere effettuata mediante le griglie captatrici.

Il tubo funziona come segue: il catodo emette un flusso di elettroni il quale viene messo a fuoco e concentrato in un fascio, a mezzo dell'elettrodo di messa a fuoco. Questo fascio elettronico passa attraverso le griglie raggruppatrici fra le quali viene sottoposto all'azione del campo esistente fra le due griglie della cavità raggruppatrice. Quando la tensione fra le due griglie è nulla, il fascio di elettroni passa attraverso di esse senza variare di velocità. Ma quando la tensione fra le due griglie della cavità raggruppatrice aumenta, nel senso positivo, nella direzione del movimento degli elettroni, viene aumentata la velocità con cui si spostano gli elettroni del fascio. In-

versamente, quando nella direzione del movimento degli elettroni il campo fra le due griglie diviene negativo (e cioè, in corrispondenza di metà del ciclo della tensione di eccitazione dalla quale viene ricavata l'accelerazione degli elettroni), la velocità con cui si spostano gli elettroni del fascio viene ridotta.

Quando il fascio di elettroni modulati in velocità raggiunge lo spazio di scorrimento, nel quale non esiste alcun campo, quegli elettroni che erano stati accelerati su metà del ciclo sorpassano quelli che li precedevano e che avevano velocità più lenta, essendo stati rallentati durante l'altra metà del ciclo di eccitazione. A questo modo, i fasci di elettroni risultano raggruppati l'uno all'altro.

Quando il gruppo così costituito passa attraverso le due griglie della cavità captatrice, esso conferisce a queste griglie impulsi di energia.

Lo spazio attorno alle griglie captatrici viene ad assumere livelli di tensione differenti a causa della captazione di elettroni passanti e nella cavità captatrice prende origine un campo oscillante di frequenza corrispondente a quella della tensione di eccitazione applicata alle griglie raggruppatrici.

La cavità captatrice viene dimensionata in modo da entrare in risonanza alla frequenza del fascio elettronico modulato in velocità oppure su una armonica di tale frequenza.

Negli amplificatori Klystron l'energia sviluppata sulle griglie captatrici per effetto delle griglie raggruppatrici risulta maggiore di quella applicata alla cavità raggruppatrice da parte del segnale di entrata.

Negli oscillatori Klystron (vedasi figura 12) un circuito di reazione collega le due cavità. L'accoppiamento fra la cavità raggruppatrice e quella captatrice viene compiuto a mezzo di piccole anse, poste internamente alle cavità e collegate fra loro a mezzo di una linea coassiale, come è rappresentato in figura 12.

Il Klystron è un circuito ad accoppiamento elettronico. Quando è usato come oscillatore, la sua tensione di uscita contiene un gran numero di armoniche.

Vi sono vari tipi di oscillatori Klystron che sono in grado di sviluppare le più disparate potenze di uscita: da meno di un watt a molte migliaia di watt.

Il rendimento degli oscillatori Klystron varia dal 5 al 30 per cento. Variando la tensione del fascio può essere variata ampiamente la loro frequenza di funzionamento. Il loro accordo viene compiuto meccanicamente, in molti tipi di Klystron, alterando la forma della cavità risonante a mezzo di comandi muniti di apposita manopola.

Il Klystron reflex Il Klystron a due cavità, descritto nel paragrafo precedente, viene usato prevalentemente come dispositivo trasmittente, poichè nel suo circuito di uscita risulta disponibile una potenza piuttosto notevole.

Invece, per applicazioni nelle quali sia necessaria una potenza di uscita molto più bassa, ossia dell'ordine dei milliwatt, da impiegare in trasmettitori di bassa potenza, oppure come oscillatore locale per ricevitori etc..., viene più frequentemente impiegato un altro tipo di Klystron, il quale ha una sola cavità.

La teoria del funzionamento dei Klystron ad una sola cavità è essenzialmente la stessa di quella che vale per i Klystron a più cavità, fatta eccezione che il

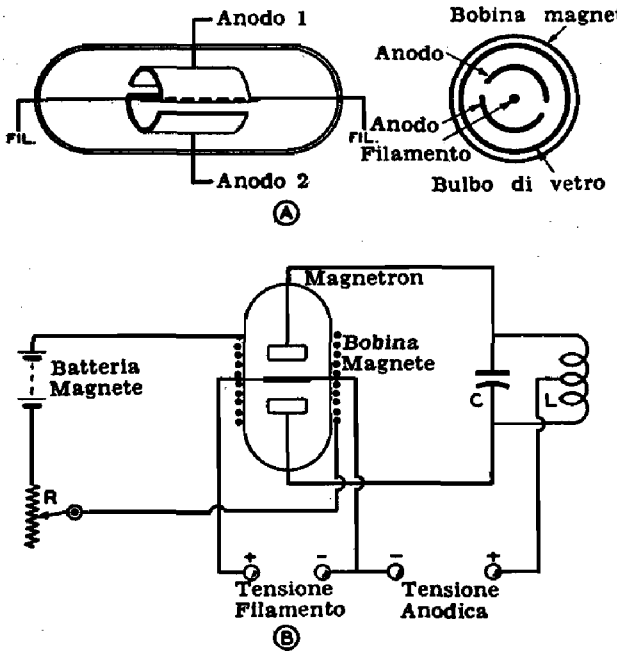


Figura 16.
OSCILLATORE MAGNETRON SEMPLICE
Con questo tipo di oscillatore magnetron si dovrà fare uso di un circuito volano esterno, quando si debba funzionare sulle frequenze più basse della gamma di frequenze ultraelevate (u.h.f.).

fascio di elettroni modulati in velocità, dopo aver lasciata la cavità raggruppatrice, viene nuovamente respinto nella cavità raggruppatrice mediante l'azione di un elettrodo antagonista, illustrato in figura 13.

I potenziali dei vari elettrodi vengono regolati ad un valore tale, che avvenga il raggruppamento del fascio elettronico esattamente quando una adeguata aliquota del fascio modulato in velocità rientra nell'area della cavità risonante.

Poichè questo tipo di Klystron ha soltanto un circuito collegato all'esterno, esso potrà essere usato solamente come oscillatore e mai come amplificatore.

La modulazione di frequenza di un Klystron ad una sola cavità, per un funzionamento in trasmissione a modulazione di frequenza, potrà essere ottenuta modulando la tensione dell'elettrodo antagonista.

Il magnetron Il magnetron è un oscillatore per frequenze super-elevate, normalmente impiegato quando siano necessarie potenze medie di entità moderata nel campo di frequenze da 700 MHz a circa 30.000 MHz oppure quando, nello stesso campo di frequenze, siano necessari impulsi di potenza aventi dei picchi di valore estremamente alto.

Durante l'ultima guerra mondiale sono stati sviluppati magnetron speciali per l'impiego in apparecchiature radar, che avevano la possibilità di erogare impulsi di potenza di molti milioni di watt (megawatt) su frequenze dell'ordine di 3000 MHz.

Il normale ciclo di funzionamento di queste apparecchiature radar era approssimativamente di 1/10 dell'1 per cento (il tubo funzionava per circa 1/1000 del tempo, mentre rimaneva inoperoso per tutto il rimanente tempo di funzionamento) e la potenza media di uscita di questi magnetron era all'incirca di 1000 W.

Nella sua forma più semplice, il magnetron consiste di un diodo del tipo a filamento, con due anodi semicilindrici, situati coassialmente rispetto al filamento stesso.

La sua costruzione è illustrata nella figura 16A.

Gli anodi del magnetron sono collegati ad un circuito risonante, nel modo indicato dalla figura 16B.

Tutto il tubo è avvolto dalla bobina di un elettromagnete che, a sua volta, è collegata ad una sorgente di energia a

corrente continua a bassa tensione, attraverso un reostato R che esegue la regolazione della intensità del campo magnetico. La bobina di campo è orientata in modo che le linee di forza magnetiche risultino parallele all'asse degli elettrodi.

Sotto l' influenza dell' intenso campo magnetico, gli elettroni emessi dal filamento vengono deviati dalle loro normali traiettorie e assumono un movimento circolare entro il cilindro costituito dagli anodi. A seguito di ciò si viene a formare una resistenza negativa che tiene innescate le oscillazioni.

La frequenza di oscillazione è quasi esattamente determinata dai valori di L e C della figura 16B.

In altri circuiti magnetron la frequenza può venire regolata variando la velocità di rotazione degli elettroni, non essendo in essi impiegato alcun circuito accordato esterno. Con apparati di questo tipo sono state prodotte lunghezze d'onda inferiori ad un centimetro.

I magnetron di tipo più complesso non impiegano alcun circuito accordato esterno, ma utilizzano invece una o più cavità risonanti che fanno parte integrante della struttura anodica. Nella figura 17 è illustrato un magnetron di tale tipo, che ha un anodo multicellulare costituito da otto cavità. Da questa figura risulta evidente che le cavità sono alternativamente collegate fra loro. Sono cioè collegate fra loro le cavità che, quando il tubo oscilla, funzionano a polarità identica. E' stato riscontrato che un tale collegamento migliora il rendimento e la stabilità dei magnetron di alta potenza per radar.

In molti oscillatori a magnetron per radar, in sostituzione dell'elettromagnete viene impiegato un potente magnete permanente, le cui caratteristiche possano venire regolate. In tal modo il campo magnetico viene fornito da questi magneti e si ottiene una sensibile economia di peso e di esercizio oltre ad una maggiore semplicità.

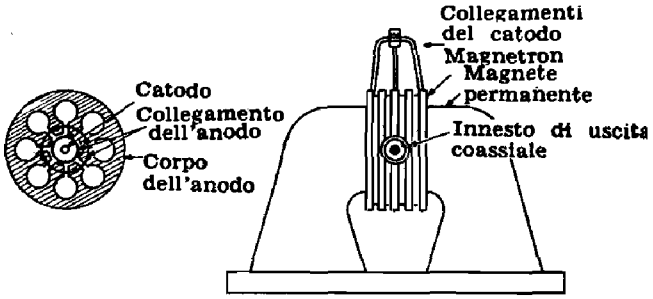


Figura 17.
MODERNO MAGNETRON A CAVITÀ MULTIPLE
Viene illustrato un magnetron con collegamenti anodici esterni, del tipo comunemente usato nelle apparecchiature radar funzionanti su lunghezze d'onda di 10 cm. Nella parte destra della figura è rappresentato un magnete permanente, del tipo più frequentemente impiegato su questo tipo di magnetron, fra le cui espansioni polari è posto il magnetron.

4-4 Il tubo a raggi catodici

Il tubo a raggi catodici è un tipo speciale di tubo elettronico, che permette di osservare a vista fenomeni o segnali elettrici. Esso può far parte di un oscilloscopio e in tal caso costituisce uno strumento di misura, oppure può far parte, come dispositivo indicatore, di una apparecchiatura radar o di un ricevitore televisivo.

Nei tubi a raggi catodici vi è sempre un cannone elettronico, il cui scopo è quello di produrre un pennello di elettroni; una griglia, per effettuare la regolazione della intensità del fascio elettronico e uno schermo luminescente per convertire l'energia degli elettroni che lo colpiscono in luce.

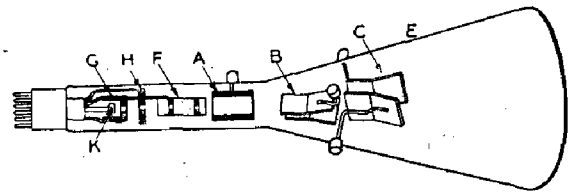


Figura 18.
NORMALE TUBO A RAGGI CATODICI
Il tubo illustrato in figura è del tipo con messa a fuoco elettrostatica e deviazione anch'essa elettrostatica, generalmente impiegato negli oscilloscopi a raggi catodici. La maggior parte dei tubi per oscilloscopi hanno gli elettrodi tutti sullo zoccolo del tubo. I tubi per televisione, che nella quasi totalità sono con messa a fuoco e deviazioni magnetiche, non hanno nè l'elettrodo per la messa a fuoco nè le placche deviatrici, e l'anodo acceleratore ad alta tensione generalmente viene collegato ad un rivestimento conduttore posto internamente al bulbo di vetro.

Un tubo di questo genere funziona sempre accoppiato ad un dispositivo per la messa a fuoco del fascio elettronico, che cioè lo restringa in un sottile pennello. Questo dispositivo può essere interno al tubo oppure esterno ad esso. Nei tubi a raggi catodici vi è anche un sistema per deviare il pennello elettronico in conformità al segnale elettrico da rendere visibile.

La principale differenza che elettricamente intercorre fra i vari tipi di tubi a raggi catodici, consiste nel sistema impiegato per eseguire la messa a fuoco del fascio elettronico e per deviare il pennello elettronico così ottenuto.

Il fascio elettronico può essere messo a fuoco e deviato elettrostaticamente oppure elettromagneticamente, dato che su un fascio elettronico agiscono tanto i campi elettrici quanto i campi magnetici.

Un pennello elettronico sottoposto ad un campo elettrostatico tenderà a deviare verso il polo positivo di questo campo. Se invece sul pennello elettronico agisce un campo magnetico, il pennello tenderà a deviare ad angolo retto con il campo. Inoltre, un pennello elettronico tenderà ad essere deviato in maniera che il piano nel quale esso si muove risulti perpendicolare alle linee equipotenziali di un campo elettrostatico mentre esso tenderà a divenire parallelo alle linee di forza del campo magnetico.

I grandi tubi a raggi catodici, normalmente usati come cinescopi nei ricevitori televisivi, sono generalmente muniti di messa a fuoco e deviazioni magnetiche. Invece i tubi a raggi catodici di dimensioni medie, usati negli oscilloscopi e nei piccoli ricevitori televisivi, usualmente hanno messa a fuoco e deviazione elettrostatica.

Infine i tubi a raggi catodici impiegati in speciali applicazioni possono avere messa a fuoco elettromagnetica e deviazione elettrostatica o viceversa.

Tanto la messa a fuoco e la deviazione elettrostatiche quanto quelle elettromagnetiche hanno ciascuna pregi e difetti. In linea generale si può stabilire che la deviazione elettrostatica è molto migliore della deviazione elettromagnetica quanto si vogliano rendere visibili sullo schermo segnali aventi frequenza molto alta e quindi negli oscilloscopi a raggi catodici verrà fatto uso nella quasi totalità dei casi, della deviazione elettrostatica. Ma quando invece un tubo deve funzionare con alti valori di potenziale di accelerazione, così da ottenere una forte luminosità dello schermo luminescente (come avviene nei radar e nei ricevitori televisivi), sarà preferibile l'uso della deviazione elettromagnetica poichè con essa diviene relativamente più agevole deviare un pennello elettronico avente forte velocità ri-

spetto a quella che sarebbe possibile ottenere con una deviazione elettrostatica.

Quando si fa uso di deviazione elettromagnetica è necessario impiegare una trappola ionica poichè, per effetto dei pesanti ioni negativi che si vengono a formare e che non riescono a venire deviati dal campo magnetico, si avrebbe un pennello ionico ossia una macchia luminosa in corrispondenza al centro dello schermo luminescente. Con la deviazione elettrostatica gli ioni pesanti vengono deviati allo stesso modo che se fossero elettroni del pennello elettronico e così non si forma alcuna macchia luminosa nel tubo.

La struttura di un tubo a raggi catodici di tipo normale, con messa a fuoco e deviazione elettrostatica, è illustrata dallo schizzo riportato in figura 18. Il catodo K, a riscaldamento indiretto, emette elettroni quando viene riscaldato dal filamento in esso racchiuso. Il catodo è circondato da un cilindro G, il quale ha un piccolo foro frontale per il passaggio del raggio elettronico. Sebbene questo elettrodo non sia costituito da una rete metallica, come invece lo sono tutte le griglie, tuttavia viene ugualmente denominato « griglia » poichè esercita una azione similare a questa: esso infatti regola l'intensità della corrente elettronica quando viene variato il suo potenziale negativo rispetto al catodo.

Seguendo l'ordine che va dal catodo allo schermo luminescente, dopo la « griglia » troviamo il primo anodo acceleratore H, costituito da un altro disco o da un cilindro con un piccolo foro centrale. Questo elettrodo viene polarizzato ad una tensione positiva moderatamente alta oppure, in qualche caso, assai alta ed ha lo scopo di accelerare gli elettroni che vanno verso lo schermo luminescente.

L'elettrodo F, per la messa a fuoco è costituito da un tubo, che usualmente contiene due piccoli dischi aventi ciascuno un foro di dimensioni ridotte.

Dopo aver lasciato l'elettrodo di messa a fuoco, gli elettroni passano attraverso un altro anodo acceleratore, A, che è polarizzato ad una alta tensione positiva. In alcuni tubi a raggi catodici, questo elettrodo lavora ad una tensione più alta rispetto al primo elettrodo acceleratore H, mentre in altri tubi entrambi gli elettrodi acceleratori A ed H vengono fatti lavorare ad uguale tensione.

Gli elettrodi che fino a questo momento abbiamo descritti, costituiscono nel loro insieme il cosiddetto « cannone elettronico » che produce gli elettroni e li concentra in un pennello elettronico sottile, intenso e i cui elettroni sono dotati di forte velocità in modo da poter giungere sullo schermo luminescente.

Per rendere utile il tubo a raggi catodici, è necessario disporre un sistema che possa deviare il pennello elettronico tanto nel senso orizzontale quanto in quello verticale.

I tubi usati più frequentemente impiegano due coppie di placche deviatrici, una delle quali serve a far deviare il pennello elettronico nel piano verticale mentre l'altra coppia esercita una azione che lo fa deviare nel piano orizzontale. Queste placche deviatrici sono rappresentate nella figura 18 rispettivamente con B e C.

Nella normale pratica oscilloscopica, quando cioè si fa uso di tubi a raggi catodici di piccole dimensioni, una delle placche deviatrici verticali viene colle-

gata ad una delle placche deviatrici orizzontali e tutte e due vengono collegate alla alta tensione acceleratrice anodica.

Nei tubi da 3 pollici di tipo più recente e in quelli da 5 e più pollici, si usa impiegare tutte e quattro le placche deviatrici per eseguire la deviazione del pennello elettronico. In questi tubi il polo positivo dell'alta tensione viene collegato a massa, contrariamente a quanto si usa fare comunemente negli amplificatori etc., dove invece viene collegato a massa il polo negativo dell'alta tensione. Collegando a massa il polo positivo dell'alta tensione, risulta possibile far lavorare le placche deviatrici ad un potenziale continuo approssimativamente corrispondente a quello di massa.

Nella maggioranza dei tubi a raggi catodici a deviazione elettrostatica, il pennello elettronico cade quasi esattamente al centro dello schermo luminescente quando tutte e quattro le placche deviatrici si trovano alla tensione del secondo anodo (ossia a massa). Però, allo scopo di effettuare una accurata centratura del pennello elettronico, vengono normalmente adottati dei dispositivi di regolazione, manovrabili dal pannello frontale dell'oscilloscopio. Con questi dispositivi di centratura orizzontale e verticale, si rende possibile spostare la traccia oscilloscopica sia nel senso orizzontale quanto in quello verticale, consentendo in tal modo l'esame di particolari forme d'onda.

Dopo che il fascio elettronico sia stato concentrato in un sottile pennello, sarà necessario soltanto applicare una tensione positiva o negativa (rispetto a massa) ad una delle placche deviatrici « libere » ossia non collegate a massa, per effettuare lo spostamento del pennello elettronico. Se la tensione applicata a questa placca deviatrice è positiva rispetto a massa, il pennello elettronico verrà attratto verso tale placca mentre, se la tensione è negativa, esso verrà respinto dalla placca. L'entità della deviazione che il pennello elettronico subisce è direttamente proporzionale alla tensione (rispetto a massa) applicata alla placca deviatrice libera.

Con i tubi aventi schermo più grande, che debbono perciò funzionare a tensioni più alte, risulta necessario far lavorare entrambe le placche orizzontali e quelle verticali, come placche deviatrici, applicando fra le placche di ogni coppia la relativa tensione di deviazione. Ciò è motivato da due ragioni:

1) il valore della tensione di deviazione necessaria per i tubi ad alta tensione acceleratrice sarebbe così grande che diverrebbe necessario l'impiego di un tubo di tipo trasmittente con un alimentatore apposito di alta tensione. Solo in tal modo sarebbe possibile ottenere, senza distorsioni, le alte tensioni deviatrici necessarie. Usando una deflessione in controfase con due tubi che alimentino le placche deviatrici, la tensione di alimentazione anodica per l'amplificatore di deviazione viene ridotta a metà.

2) quando la tensione di deviazione è applicata solo ad una delle due placche deviatrici, si produce inevitabilmente una certa « sfocatura » del pennello elettronico quando questo, per effetto di una tensione deviatrice piuttosto alta, compie escursioni molto forti. Se invece la tensione di deviazione viene inviata in controfase alle due placche deviatrici di ogni coppia, non si ha alcuna « sfocatura » del pennello elettronico poichè la tensione media che agisce su questo

pennello è nulla, anche se la tensione « netta » (quella che provoca la deviazione) agente sul pennello è doppia rispetto a quella esistente sull'una o sull'altra placca deviatrice.

Il fatto che il pennello elettronico viene deviato da un campo magnetico è importante anche in un oscilloscopio nel quale si faccia uso di un tubo con deviazione elettrostatica, poichè rende necessario prendere particolari precauzioni allo scopo di proteggere il tubo dall'influenza esercitata dal campo magnetico disperso del trasformatore di alimentazione dell'oscilloscopio e, in qualche caso, anche dal campo magnetico terrestre.

La protezione contro i campi magnetici esterni può essere effettuata rivestendo il tubo con uno schermo di materiale magnetico e ponendo tutti i trasformatori più lontano possibile dal tubo, eventualmente orientandoli opportunamente in modo da ridurne al minimo possibile gli effetti sul pennello elettronico.

Materiali per gli schermi. Fosfori Nei vari tipi di tubi a raggi catodici si fa uso normalmente di uno fra i cinque tipi fondamentali di materiali per schermi luminescenti.

Questi materiali sono comunemente chiamati « fosfori » e ciascuno di questi cinque tipi si presta ad una particolare applicazione.

Il fosforo P-1, che ha una fluorescenza verde con persistenza media, è il tipo usato pressocchè invariabilmente in tutti i tubi oscilloscopici per osservazione visuale.

Il fosforo P-4, che ha una fluorescenza bianca e una persistenza media, viene usato nei tubi a raggi catodici per televisione (cinescopi).

I fosfori P-5 e P-11, con fluorescenza bleu e persistenza estremamente breve, vengono usati prevalentemente negli oscilloscopi coi quali si debba eseguire la registrazione fotografica di fenomeni aventi durata anche brevissima.

Il fosforo P-7, che ha una luminosità istantanea bleu e una persistenza giallo-verde, viene usato prevalentemente come indicatore per i radar, dove è necessario avere una persistenza dell'immagine di molti secondi.

Tubi a gas La carica spaziale di elettroni, che si forma in vicinanza del catodo di un diodo, provoca una caduta di tensione da anodo a catodo che risulta funzione della corrente che vien fatta passare fra il catodo e l'anodo. Questa caduta di tensione è tanto più alta quanto più forte è la corrente che attraversa il diodo e in tal modo si viene ad avere una perdita di energia di notevole entità, che si manifesterà sotto forma di dissipazione anodica e quindi di calore nell'anodo. Questa carica spaziale negativa può venire neutralizzata dalla presenza, con adeguata densità, di ioni positivi nello spazio fra catodo e anodo.

Gli ioni positivi possono essere ottenuti mediante l'introduzione, nel bulbo del tubo, di una giusta quantità di gas oppure da una piccola quantità di mercurio.

Quando la caduta di tensione, internamente al tubo, raggiunge il potenziale di ionizzazione del gas o del vapore di mercurio contenuto nel bulbo, le molecole di gas si ionizzeranno divenendo così ioni positivi. Essi tenderanno perciò a

neutralizzare la carica spaziale che circonda il catodo.

Per effetto della ionizzazione delle molecole di gas contenute nel tubo, la caduta di tensione fra anodo e catodo verrà limitata al potenziale di ionizzazione del gas e ciò avverrà con qualunque valore di corrente che attraversi il diodo, naturalmente purchè non superi la capacità di emissione massima da parte del catodo.

Nei tubi a gas la caduta di tensione varia da 10 a 20 V, a seconda del tipo di gas impiegato. Questa caduta di tensione, come si è detto, è praticamente indipendente dal valore della corrente che circola nel diodo.

I tubi a vapori di mercurio, sebbene siano usati molto frequentemente, hanno l'inconveniente di poter funzionare soltanto entro un ristretto campo di temperatura (da 25 a 70° centigradi) in modo che la pressione del vapore di mercurio esistente nel tubo abbia il suo giusto valore. Quando la temperatura è più bassa di 25° C, aumenta la caduta di tensione ai capi del tubo provocando in tal modo immediate sovralevazioni di temperatura e un possibile danneggiamento degli elettrodi e particolarmente del catodo.

Quando invece la temperatura è più alta di 70° C, la pressione del vapore di mercurio risulta maggiore di quanto necessario, causando così una diminuzione della tensione inversa sopportabile dal tubo, con l'eventuale pericolo di una scarica interna ad esso, che ne provocherebbe la immediata distruzione.

Siccome la temperatura ambiente è pressocchè sempre compresa nei limiti entro i quali i tubi a vapori di mercurio lavorano correttamente, non è necessario normalmente attuare alcuna particolare precauzione e quindi questo tipo di tubo ben si presta ad applicazioni in ambienti chiusi.

Tuttavia, sostituendo al vapore di mercuria, il gas xeno, è possibile costruire tubi rettificatori le cui caratteristiche sono analoghe a quelle dei tubi a vapori di mercurio, salvo che i tubi a xeno sono in grado di funzionare correttamente in un campo di temperatura compreso fra — 70° C e + 90° C. Un esempio di tubo rettificatore a xeno è dato dal tipo 3B25.

Tubi thyratron Se fra il catodo e l'anodo di un tubo a vapore di mercurio viene inserita una griglia e se a tale griglia viene data una tensione negativa rispetto al catodo, si otterrà un aumento del valore della tensione fra anodo e catodo necessaria affinchè avvenga la ionizzazione e cioè « l'accensione » del tubo. Dopo avvenuta la ionizzazione del gas contenuto nel tubo, la tensione applicata alla griglia controllo non ha più alcun effetto sul passaggio di corrente che avviene fra anodo e catodo. Così la tensione di griglia potrà essere regolata su un valore tale che la conduzione del tubo avvenga soltanto in una determinata frazione del periodo della tensione alternata applicata all'anodo del tubo rettificatore.

CAPITOLO QUINTO

Amplificatori a tubi elettronici

L'attitudine della griglia-controllo di un tubo elettronico a regolare forti valori di potenza sull'anodo mediante potenze minori, consente di usare i tubi elettronici come amplificatori. Ciò che rende il tubo elettronico un elemento di di fondamentale importanza nelle moderne applicazioni e nelle radiocomunicazioni è appunto l'attitudine che il tubo elettronico ha ad amplificare una energia estremamente piccola fino a portarla a valori praticamente illimitati, senza modificarne le caratteristiche, fatta eccezione dell'ampiezza.

Simboli per i parametri dei tubi elettronici Allo scopo di semplificare e sintetizzare le espressioni che contengono parametri dei tubi elettronici, nel corso di questo capitolo si farà uso dei seguenti simboli

COSTANTI DEL TUBO

μ = coefficiente di amplificazione;
R_p = resistenza anodica;
G_m = transconduttanza;
μ_{gs} = coefficiente di amplificazione di griglia-schermo;
G_c = transconduttanza di conversione (per tubi mescolatori).

CAPACITA' INTERELETTRODICHE

C_{gk} = capacità griglia-catodo;
C_{gp} = capacità griglia-anodo;
C_{pk} = capacità anodo-catodo;
C_{in} = capacità di entrata (per tetrodi o pendoti);
C_{usc} = capacità di uscita (per tetrodi o pentodi);

TENSIONI ELETTRODICHE

E_{bb} = tensione continua di alimentazione anodica (un valore positivo);
E_{cc} = tensione continua di alimentazione di griglia (un valore negativo);
E_{gm} = picco della tensione di eccitazione di griglia (metà della tensione di eccitazione di griglia misurata fra picco e picco);
E_{pm} = picco della tensione alternativa anodica (metà della tensione alternativa anodica misurata fra picco e picco);
e_p = tensione istantanea anodica;
e_g = tensione istantanea di griglia;
$e_{p\,min}$ = minima tensione istantanea anodica;
e_{gmp} = massima tensione positiva istantanea di griglia;
E_p = tensione anodica statica;
E_g = tensione di griglia statica;
e_{co} = polarizzazione negativa di griglia corrispondente alla interdizione della corrente anodica.

CORRENTI ELETTRODICHE

I_b = corrente anodica media;
I_c = corrente media di griglia;
I_{pm} = picco della corrente anodica fondamentale;
$i_{p\ max}$ = massima corrente istantanea anodica;
$i_{g\ max}$ = massima corrente istantanea di griglia;
I_p = corrente anodica statica;
I_g = corrente di griglia statica.

ALTRI SIMBOLI

P_i = potenza di alimentazione anodica;
P_o = potenza di uscita anodica;
P_p = dissipazione anodica;
P_d = potenza di pilotaggio di griglia (per la griglia e per le perdite relative alla polarizzazione negativa di griglia);
P_g = dissipazione di griglia;
N_p = rendimento anodico (espresso in decimi);
θ_p = metà dell'angolo di circolazione di corrente anodica;
θ_g = metà dell'angolo di circolazione di corrente di griglia;
R_L = resistenza di carico;
Z_L = impedenza di carico.

Costanti dei tubi elettronici Le relazioni che legano fra loro alcune tensioni e correnti elettrodiche dei tubi elettronici, possono, in particolari condizioni di lavoro, ritenersi costanti. Queste relazioni vengono denominate « costanti del tubo elettronico » e sono riportate nei dati pubblicati dai costruttori dei tubi elettronici. Nel capitolo 4° sono state date le equazioni che definiscono le varie costanti fondamentali dei tubi elettronici.

Capacità interelettrodiche I valori di capacità riportati nelle tabelle relative ai tubi elettronici sono i valori statici misurati, per esempio nel caso del triodo, nel modo come indica la figura 1. Le capacità statiche sono semplicemente quelle mostrate nella figura, ma quando un tubo è in funzione come amplificatore interviene un altro fattore, noto col nome di « effetto Miller », che porta la capacità di entrata ad essere differente dal valore statico. La capacità di uscita di un amplificatore è sostanzialmente la stessa del valore statico fornito dalle tabelle relative a quel tubo elettronico.

Anche la capacità griglia-anodo è la stessa del valore statico riportato nei dati del tubo, ma poichè la capacità griglia-anodo agisce come una piccola capacità di accoppiamento che trasferisce energia dal circuito anodico al circuito di griglia, la capacità dinamica di entrata risulterà uguale al valore statico aumentata di una certa quantità (frequentemente molto più grande nel caso di triodi) determinata dalla amplificazione dello stadio, dalla impedenza di carico anodico e dalla capacità di reazione griglia-anodo.

Il valore totale per uno stato amplificatore ad audiofrequenza può essere espresso dalla seguente equazione:

$$C_{gk}\ (\text{dinamica}) = C_{gk}\ (\text{statica}) + (A + 1)C_{gp}$$

nella quale C_{gk} è la capacità griglia-catodo; C_{gp} è la capacità griglia-anodo ed A è l'amplificazione dello stadio.

Questa espressione presuppone che il tubo elettronico funzioni con un carico resistivo, come è il caso in cui uno stadio ad audiofrequenza lavori con un carico anodico costituito da una resistenza nel campo medio delle audiofrequqenze.

La espressione più completa della ammettenza interna di entrata (vettore risultante dalla somma della capacità e

resistenza di entrata) di un amplificatore che lavori con qualsiasi tipo di carico anodico è la seguente:

$$\text{Capacità di entrata} = C_{gk} + (1 + A\cos\theta)C_{gp}$$

$$\text{Resistenza di entrata} = -\frac{\dfrac{1}{\omega C_{gp}}}{A \operatorname{sen}\theta}$$

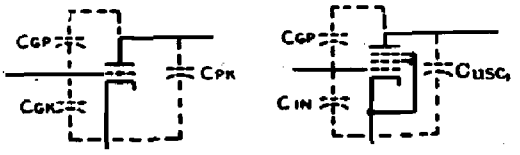
nelle quali sono

C_{gk} = la capacità griglia-catodo;
C_{gp} = la capacità griglia-anodo;
A = la amplificazione di tensione relativa solo al tubo;
θ = l'angolo di fase dell'impedenza di carico anodico, positivo per carico induttivo e negativo per carico capacitivo.

Dalla formula suddetta appare subito evidente che la resistenza di entrata ha un valore diverso da infinito ogni volta che l'impedenza di carico anodico dello stadio è reattiva (induttiva o capacitiva).

La componente resistiva della ammettenza di entrata sarà positiva (costituisce cioè un carico sul circuito di eccitazione di griglia) se l'impendenza di carico anodico dello stadio è capacitiva, mentre sarà negativa (e tenderà quindi a porre in oscillazione lo stadio) se la impedenza di carico anodico è induttiva.

Neutralizzazione della capacità interelettrodica Nella quasi totalità degli amplificatori di potenza a radiofrequenza viene èseguita la neutralizzazione degli effetti della capacità interelettrodica. Prima che entrassero in uso i tetrodi e i pentodi, nei ricevitori venivano impiegati esclusivamente triodi amplificatori in Classe A neutralizzati. Con l' estendersi dell' impiego dei tetrodi e dei pentodi, oggi è pressochè scomparso l'uso di triodi nei ricevitori. Il predominio assunto dai tetrodi e dai pentodi, oltre che ad altri fattori, è dovuto al basso valore della capacità griglia-anodo che, come si è già detto, può provocare il sorgere di autooscillazioni. In questi tipi di tubi la capacità è tanto bassa che, non essendo in grado di provocare autooscillazioni o instabilità, non è necessario venga neutralizzata.



TRIODO PENTODO O TETRODO

Figura 1.
Capacità interelettrodiche statiche in un triodo e in un pentodo o tetrodo.

5-1 Classi e tipi di amplificatori a tubi elettronici

Gli amplificatori a tubi elettronici vengono comunemente raggruppati in Classi e sottoclassi in funzione delle condizioni alle quali i tubi in essi impiegati lavorano. La distinzione fra le varie classi è data sostanzialmente dal valore medio della polarizzazione negativa di griglia impiegato e dal valore massimo del segnale di eccitazione applicato alla griglia.

Amplificatori in classe A Gli amplificatori in Clas- A sono caratterizzati dal fatto che la polarizzazione negativa di griglia in essi impiegata e l'ampiezza del segnale di eccitazione ad essi applicato sono tali che la corrente

anodica circola per tutta la durata del ciclo del segnale di eccitazione (360°) e che non si ha in alcun istante corrente di griglia. Un tale amplificatore viene normalmente fatto funzionare al centro della caratteristica di trasformazione della tensione di griglia in corrente anodica e con questo tipo di amplificatori si ha all'uscita una forma d'onda che è una riproduzione pressochè fedele della forma d'onda del segnale applicato all'entrata.

Amplificatori in classe A_1 Con questa dizione vengono classificati gli amplificatori in Classe A nei quali, pur non avendosi corrente di griglia per nessuna parte del periodo del segnale applicato, il segnale di griglia è tale da rasentare la condizione di una tensione istantanea di griglia nulla.

Amplificatori in classe A_2 A questa classe di amplificatori appartengono gli amplificatori in Classe A nei quali, per una frazione di periodo del segnale applicato in griglia, questa diviene positiva e pertanto, per tale intervallo di tempo, si ha corrente di griglia. La corrente anodica circola sempre per tutti i 360° del segnale di eccitazione di griglia.

Amplificatori in classe AB_1 Questo tipo di amplificatore lavora con polarizzazione negativa di griglia e con tensione di eccitazione tali che la corrente anodica circola per più di mezzo ciclo della tensione di entrata, ma non per tutto il ciclo, come avviene invece in quelli della Classe A_2.

In altri termini l'angolo di circolazione della corrente anodica, pur essendo considerevolmente maggiore di 180 gradi è sempre minore di 360 gradi del ciclo del segnale di entrata.

Amplificatori in classe AB_2 Quando un amplificatore in Classe AB_1 lavora con una tensione di eccitazione di griglia di valore tale che, per una apprezzabile frazione del suo ciclo, si abbia corrente di griglia, si dirà che tale amplificatore lavora in Classe AB_2.

Amplificatori in classe B Gli amplificatori in Classe B sono polarizzati sostanzialmente in modo che, in assenza di segnale applicato alle griglie, non circoli alcuna corrente anodica. Questo valore di polarizzazione negativa di griglia viene definito come polarizzazione di interdizione. Negli amplificatori in Classe B si ha perciò che la corrente anodica circola soltanto nel semiperiodo positivo della tensione alternativa applicata alla griglia e quindi l'angolo di circolazione della corrente anodica è di 180 gradi del segnale di eccitazione.

La tensione di eccitazione degli amplificatori in Classe B dovrà sempre essere tale che, per una parte del periodo della tensione di eccitazione, si abbia corrente di griglia.

Amplificatori in classe C La tensione di polarizzazione negativa di griglia degli amplificatori in Classe è (in valore assoluto) maggiore della tensione di interdizione. La tensione di eccitazione applicata alla griglia di un tale amplificatore deve essere di una ampiezza tale, che si abbia corrente di griglia per una apprezzabile

frazione del periodo della tensione di eccitazione.

L'angolo di circolazione di corrente anodica negli amplificatori in Classe C è sensibilmente minore di 180 gradi o, in altri termini, la corrente anodica circola durante meno di un semiperiodo della tensione di eccitazione. In pratica, le normali condizioni di lavoro degli amplificatori in Classe C sono scelte in modo che l'angolo di circolazione sia compreso fra 120 e 150 gradi del segnale di eccitazione applicato.

Tipi di amplificatori I circuiti amplificatori appartengono a tre tipi fondamentali, a seconda del tipo di circuito di ritorno di entrata e di uscita impiegato. Gli amplificatori normali sono denominati « a ritorno catodico » per indicare che il catodo lavora a potenziale alternativo nullo e che ad esso fanno capo i circuiti di ritorno di entrata e di uscita.

Il secondo tipo di amplificatore è noto come amplificatore « a ritorno anodico » o « ad uscita di catodo » per indicare che il circuito anodico è a potenziale alternativo nullo rispetto ai segnali di entrata e di uscita e che la tensione di uscita — o la potenza di uscita — viene prelevata fra catodo e anodo ossia fra catodo e massa.

Il terzo tipo di amplificatore è noto come amplificatore « a ritorno di griglia » o « a griglia a massa » per indicare che la griglia è a potenziale alternativo nullo rispetto alla massa — riferito ai segnali di entrata e di uscita — e che l'uscita viene prelevata fra griglia e anodo.

Suddivisione del capitolo

A titolo di ausilio per il lettore, questo Capitolo è stato suddiviso in sei sezioni principali:

Amplificatori di tensione ad audiofrequenza;

Amplificatori di potenza ad audiofrequenza;

Amplificatori di tensione a radiofrequenza;

Amplificatori di potenza a radiofrequenza;

Amplificatori con controreazione;

Amplificatori a video frequenza.

AMPLIFICATORI DI TENSIONE AD AUDIOFREQUENZA

Gli amplificatori di tensione ad audiofrequenza vengono usati più frequentemente in due applicazioni generali:

1) per amplificare la tensione di uscita fornita dal rivelatore o demodulatore di un radioricevitore in modo da portarla ad un livello sufficiente ad eccitare la griglia dell'amplificatore di potenza ad audiofrequenza che alimenta l'altoparlante.

2) per amplificare la tensione di uscita di un microfono o di un fonorivelatore fino ad un livello sufficiente ad eccitare la graglia di un amplificatore di potenza ad audiofrequenza.

5-2 Amplificatori ad audiofrequenza con accoppiamento a resistenza-capacità

Negli stadi a basso livello degli amplificatori di tensione ad audiofrequenza, è oggi pressochè esclusivamente usa-

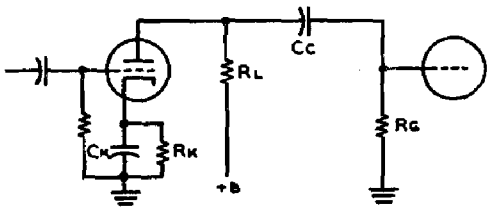


Figura 2.
Circuito normale di uno stadio amplificatore a triodo accoppiato a resistenza-capacità. I valori dei componenti potranno essere determinati in base alla Tabella I.

to l'accoppiamento a resistenza-capacità. Questo tipo di accoppiamento può essere impiegato tanto fra triodi quanto fra pentodi. Inizieremo la presente trattazione con l'esame dell'accoppiamento a resistenza-capacità fra triodi.

Stadi con triodi accoppiati a resistenza-capacità

Nella figura 2 è riportato lo schema elettrico di un normale accoppiamento a resistenza-capacità fra due triodi di un amplificatore, polarizzati col sistema della polarizzazione catodica.

Nel progetto dei normali amplificatori ad audiofrequenza, stadi di questo tipo vengono impiegati quando si debbono amplificare tensioni a livello medio (comprese fra 0,01V e 5V di valor massimo sulla griglia dell'ultimo tubo).

In tali stadi si fa normalmente uso di triodi a medio μ (come ad esempio il tipo 6J5) o ad alto μ (come ad esempio il tipo 6SF5 oppure 6SL7-G).

L'amplificazione di tensione solitamente ottenibile da un tale stadio varia da 10 a 70 a seconda del tipo di tubo

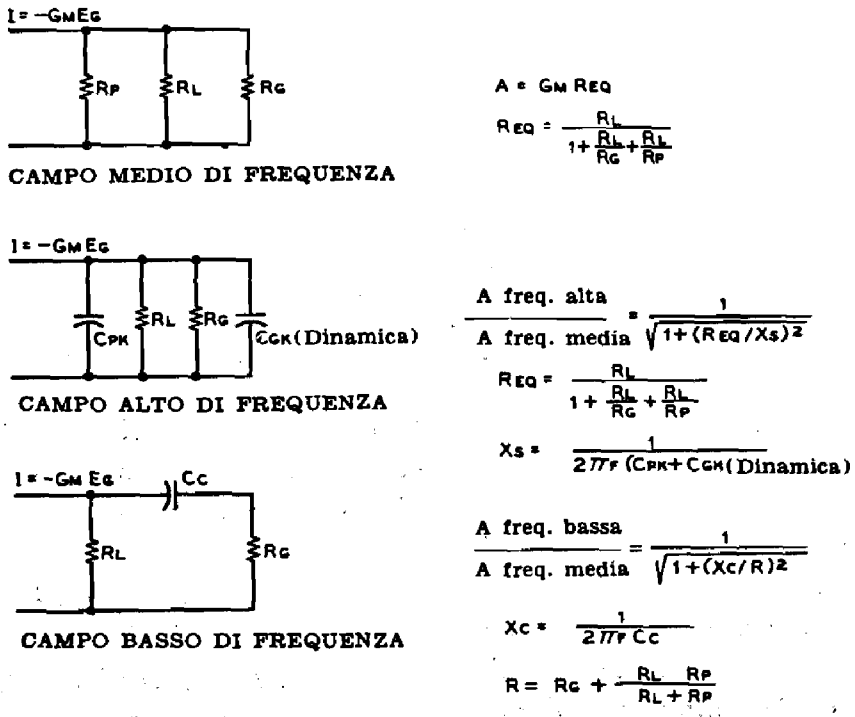
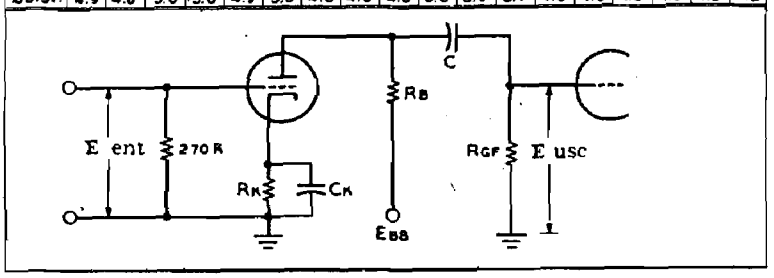


Figura 3.
Circuiti equivalenti e equazioni che definiscono le amplificazioni di uno stadio amplificatore a triodo accoppiato a resistenza-capacità. Nell'impiegare queste equazioni, accertarsi che i valori di μ e RP che vengono posti in esse corrispondano a quelli relativi al tubo usato nelle condizioni di corrente e tensione statica alle quali esso lavora. Questi valori potranno essere rilevati in base alle curve pubblicate dai costruttori di tubi, come ad esempio nel Tube Handbook H83 della RCA.

TABELLA I

Amplificazione di tensione ad audiofrequenza con triodo accoppiato a resistenza-capacità

	6J5, 6J5-G, 7A4, 6F8-G, 6SN7-GT, 7N7 (1 solo tr.)						6SQ7, 7B6, 75, 2A6, 6B6-G (1 solo triodo)						1LE3, 1E4-G					
E_{BB}	250 V						250 V						90 V					
R_B	47 K		100 K		270 K		100 K		270 K		470 K		47 K		100 K		270 K	
R_{GF}	0.1	0.27	0.1	0.47	0.27	0.47	0.27	0.47	0.47	1.0	0.47	1.0	0.1	0.27	0.10	0.47	0.27	0.47
R_K	1500	2200	2700	3900	6800	8200	1800	1800	3300	3900	3900	4700	0.70	0.64	0.45	0.38	0.199	0.187
I_B	2.79	2.4	1.49	1.31	0.61	0.58	0.73	0.73	.395	.365	.288	.261						
E_C	-4.18	-5.28	-4.03	-5.11	-4.15	-4.74	-1.31	-1.31	-1.30	-1.42	-1.12	-1.25	-1.8	-2.1	-1.5	-2.0	-1.5	-1.7
E_B	119	137	101	119	85	94	177	177	143.5	151.5	114.5	124.5	57.1	60	45	52	36.2	39.5
E_{ent}	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
E_{usc}	14.6	15	15.2	16.2	15.9	16.2	4.37	4.78	5.92	6.13	6.24	6.75	3.94	4.2	4.32	4.76	5.0	5.2
Amp.	14.8	15	15.2	16.2	15.9	16.2	43.7	47.8	59.2	61.3	62.4	67.5	7.9	8.4	8.65	9.5	10.0	10.4
%DIST.	1.4	1.4	1.8	1.3	1.6	1.3	0.8	0.7	0.8	0.7	0.8	0.7	1.7	1.4	1.7	1.3	2.4	2.2
E_{ent}	2.7	3.5	2.55	3.3	2.6	3.05	0.55	0.55	0.53	0.61	0.40	0.53	1.27	1.48	1.06	1.41	1.06	1.2
E_{usc}	39.9	52.5	38.4	53.0	42	49.4	23.9	26.0	31.2	37	25	36	10	12.4	9.15	13.4	10.6	12.5
Amp.	14.7	15.0	15	16.1	15.9	16.2	43.5	47.4	59.0	60.6	62.4	67.5	7.88	8.4	8.65	9.5	10	10.4
%DIST.	4.1	4.9	4.9	4.6	4.7	4.5	4.5	4.0	4.0	4.5	3.3	3.8	4.7	5.0	4.7	5.0	5.0	5.0
	6C4, 12AU7						6AQ6, 6AQ7-GT, 6AT6, 6Q7, 6Q7-GT, 6SZ7, 6T7G, 6T8						7F8					
E_{BB}	250 V						250 V						250 V					
R_B	47 K		100 K		270 K		100 K		270 K		470 K		47 K		100 K		270 K	
R_{GF}	0.1	0.27	0.1	0.47	0.27	0.47	0.27	0.47	0.47	1.0	0.47	1.0	0.1	0.27	0.1	0.47	0.27	0.47
R_K	1000	1000	1500	1800	4700	6800	1800	2200	3900	3900	4700	5600	390	470	820	1000	2200	2200
I_B	3.2	3.2	1.78	1.72	.684	0.63	.917	0.83	0.44	0.44	.312	0.29	3.0	2.86	1.58	1.50	0.66	0.66
E_C	-3.2	-3.2	-2.67	-3.10	-3.21	-4.28	-1.65	-1.63	-1.72	-1.72	-1.47	-1.62	-1.17	-1.34	-1.29	-1.50	-1.45	-1.45
E_B	150.5	150.5	72	78	65	80	158	167	131	131	103	114	109	115	92	100	72	72
E_{ent}	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1
E_{usc}	13.5	14.1	13.8	14.3	13.4	13.2	4.0	4.1	5.0	5.25	5.25	5.55	3.38	3.82	3.56	3.65	3.40	3.60
Amp.	13.5	14.1	13.8	14.3	13.4	13.2	40	41	50	52.5	52.5	55.5	33.8	38.2	35.6	36.5	34.0	36.0
%DIST.	3.3	3.1	3.8	2.8	2.5	2.0	0.6	0.5	0.5	0.4	0.5	0.4	1.1	0.9	1.0	0.7	0.8	0.7
E_{ent}	1.70	1.70	1.34	1.70	1.80	2.52	0.87	1.03	0.97	0.97	0.77	0.90	0.4	0.55	0.50	0.70	0.60	0.60
E_{usc}	23.0	24.0	18.5	24.5	24.1	33.1	33.6	41.5	46.6	48.8	38.8	48.5	13.5	21.0	17.8	25.5	20.4	21.6
Amp.	13.5	14.1	13.8	14.3	13.4	13.1	38.6	40.2	48	50.4	50.4	54	33.8	38.2	35.6	38.4	34	36
%DIST.	4.9	4.6	5.0	5.0	4.9	5.0	4.0	4.8	4.8	3.8	3.9	3.7	4.0	4.6	4.6	4.9	4.5	4.2



prescelto e delle sue condizioni di impiego.

Normalmente si usa impiegare i triodi come ultimo stadio amplificatore a resistenza-capacità, poichè con tale tipo di tubi è posibile ottenere notevoli tensioni di uscita (da 25 a 75 V) con distorsione minore di quella che si avrebbe impiegando pentodi.

Amplificazione di tensione per stadio

L'amplificazione di tensione che è possibile ottenere da uno stadio con accoppiamento a resistenza-capacità potrà essere calcolata servendosi del circuito equivalente relativo ai tre campi in cui possono essere suddivise le audiofrequenze, e cioè: basse - medie e alte audiofrequenze.

Nella figura 3 sono riportati i circuiti equivalenti relativi a tali tre campi e le espressioni ottenibili per ciascuno di tali campi, in funzione dei dati caratteristici del tubo e dei valori dei componenti impiegati nello stadio.

Un triodo che faccia parte di uno stadio amplificatore a resistenza-capacità, viene normalmente fatto lavorare con valori di resistenza catodica (di autopolarizzazione) e anodica tali, che la tensione effettivamente esistente sull'anodo del tubo sia circa metà della tensione di alimentazione fornita dall'alimentatore.

Allo scopo di aiutare il progettista di

tali stadi, la RCA nel suo Tube Handbook HB 3 ha pubblicata tutta una serie di dati relativi agli stadi amplificatori a resistenza-capacità nei quali siano impiegati tubi dei tipi più frequentemente usati. Tali dati, contenuti in tabelle, forniscono le amplificazioni ottenibili per i vari tubi in funzione delle tensioni di alimentazione anodica, delle resistenze impiegate nei vari punti del circuito e dei condensatori di accoppiamento.

In tali tabelle come pure nelle equazioni riportate in figura, si suppone che il condensatore di fuga catodico C_k abbia una reattanza assai più bassa del valore della resistenza catodica di autopolarizzazione, per qualunque valore di frequenza e quindi anche alle frequenze più basse alle quali l'amplificatore deve essere in grado di funzionare. Un inadeguato valore di tale capacità si ripercuoterà nella amplificazione ottenibile dallo stadio appunto sulle frequenze più basse.

Stadi a pentodo accoppiati a resistenza-capacità

Nella figura 4 è riportato lo schema elettrico relativo ad un normale accoppiamento a resistenza-capacità fra due pentodi di un amplificatore. Anche in questo caso è fatto uso della autopolarizzazione catodica, mentre la tensione per la griglia schermo viene ottenuta, mediante una resistenza di caduta, dalla tensione di alimentazione anodica.

Nel progetto di normali amplificatori ad audiofrequenza, gli stadi amplificatori a pentodo accoppiati a resistenza-capacità vengono usati quando si debbano amplificare tensioni estremamente piccole (comprese fra 10μV e 0,1V di valor massimo sulla griglia del tubo).

In tali stadi si fa uso di pentodi aventi un G_m modesto, come per esempio il tubo 6SJ7 e con tali tubi è possibile ottenere amplificazioni di tensione comprese fra 60 e 250, a seconda del tipo di tubo usato e delle sue condizioni di impiego.

Normalmente i pentodi vengono impiegati nei primi stadi di amplificatori a resistenza-capacità, quando cioè sia vantaggioso ottenere da uno stadio una fortissima amplificazione di tensione e quando la tensione di uscita dallo stadio stesso dovrà essere modesta. La amplificazione di tensione che uno stadio amplificatore a resistenza-capacità con pentodo è in grado di fornire potrà essere calcolata servendosi, così come per i triodi, del circuito equivalente relativo ai tre campi in cui possono essere suddivise le audiofrequenze e cioè: basse - medie e alte audiofrequenze. Nella figura 5 sono riportati i circuiti equivalenti relativi a tali tre campi e le espressioni che determinano le amplificazioni di tensione ottenibili in funzione dei parametri dei tubi e dei valori dei componenti impiegati nella stadio. Per aiutare il progettista, nel Tube Handbook HB3 della RCA sono riportati i dati relativi alle condizioni di impiego dei pentodi di uso più frequente negli amplificatori a resistenza-capacità.

Nelle espressioni riportate in figura 5 si è supposto che il condensatore di fuga catodico C_k abbia una reattanza molto bassa (valutata alla più bassa frequenza sulla quale lo stadio deve funzionare) rispetto alla resistenza catodica impiegata. Inoltre si è supposto che la reattanza del condensatore di fuga di

griglia-schermo C_d sia molto bassa rispetto al valore della resistenza di caduta per la polarizzazione della griglia-schermo R_d, valutando la reattanza del condensatore sempre per la più bassa frequenza sulla quale lo stadio debba funzionare.

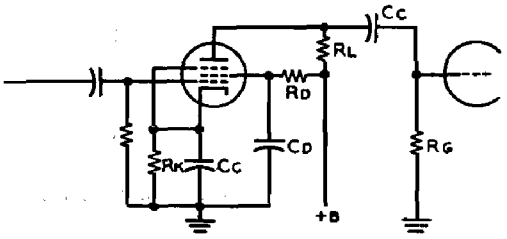


Figura 4.
Circuito normale di uno stadio amplificatore a pentodo accoppiato a resistenza-capacità. I valori dei componenti del circuito potranno venire determinati in base alla Tabella II.

Stadi amplificatori di tensione in cascata

Quando vari amplificatori di tensione funzionano in modo tale che l'uscita del primo è inviata alla griglia del secondo e così via, si dirà che tali stadi sono « in cascata ». L'amplificazione di tensione totale fornita da un certo numero di stadi in cascata è uguale al prodotto delle singole amplificazioni di tensione di ogni stadio.

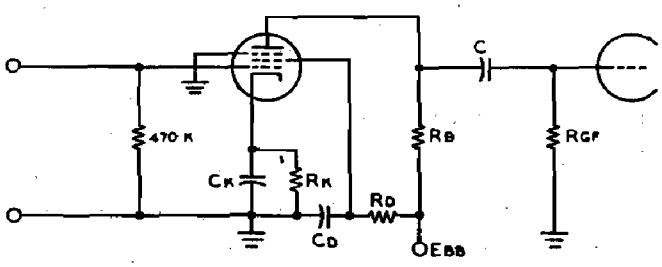
In qualche caso l'amplificazione di tensione viene espressa in decibel. Per convertire una amplificazione di tensione dal valore del rapporto segnale di

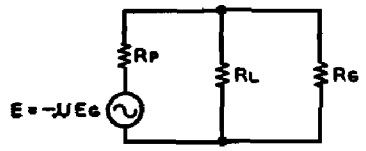
$$db = 20 \log_{10} A$$

uscita/segnale di entrata, in decibel, si applica l'espressione:
nella quale A è l'amplificazione dello stadio. L'amplificazione totale di un certo numero di stadi in cascata verrà allora data dalla somma delle amplificazioni, espresse in decibel, relative ai singoli stadi. Questo argomento è trattato più ampiamente nel capitolo 27° relativo ai dati numerici di riferimento.

TABELLA II
Amplificatore di tensione ad audiofrequenza con pentodo accoppiato a resistenza-capacità

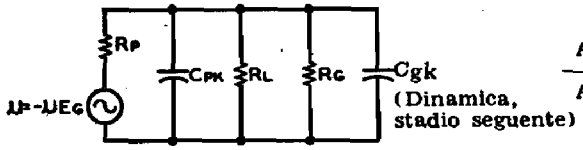
	6SJ7									6J7, 6J7-G, 6W7-G									6AU6, 6SH7								
E_{BB}	300 V									300 V									300 V								
R_D	100 K			250 K			500 K			100 K			250 K			500 K			100 K			220 K			470 K		
R_{GF}	0.1	.25	0.5	.25	0.5	1.0	0.5	1.0	2.0	0.1	.25	0.5	0.25	0.5	1.0	0.5	1.0	2.0	0.1	0.22	0.47	0.22	0.47	1.0	0.47	1.0	2.2
R_D	.35	.37	.47	.69	1.1	1.2	2.0	2.2	2.5	.44	0.5	.53	1.2	1.2	1.45	2.45	2.9	2.95	0.2	0.24	0.28	0.42	0.5	0.55	1.0	1.1	1.2
R_K	500	530	590	850	860	910	1300	1400	1530	500	450	600	1100	1200	1300	1700	2200	2300	500	600	700	1000	1000	1100	1800	1900	2100
C_K	11.6	10.9	9.9	8.5	7.4	6.9	6.0	5.6	5.2	8.5	8.3	8.0	5.5	5.4	5.8	4.2	4.1	4.0	18.0	18.4	15.3	12.4	12.0	11.0	8.0	7.6	7.3
C_D	0.1	.09	.08	.07	.06	.06	.06	.05	.04	.07	.07	.06	.04	.04	.05	.04	.04	.04	.13	.11	.11	.1	.098	.09	.075	.065	.06
C	.019	.016	.007	.011	.004	.003	.004	.002	.002	.02	.01	.008	.008	.005	.005	.005	.003	.003	.019	.011	.006	.009	.007	.003	.0045	.0028	.0018
E_O	72	96	101	79	88	98	64	79	89	55	81	96	81	104	110	75	97	100	76	103	129	92	108	122	94	105	122
Amp.	67	98	104	139	167	185	200	238	263	81	82	94	104	140	185	161	350	240	109	145	168	164	230	262	248	318	371





$$A = \frac{\mu R_L R_G}{R_P (R_L + R_G) + R_L R_G}$$

CAMPO MEDIO DI FREQUENZA

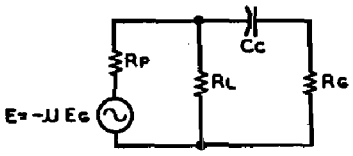


$$\frac{\text{A freq. alta}}{\text{A freq. media}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (R_{EQ}/X_S)^2}}$$

$$R_{EQ} = \frac{R_L}{1 + \frac{R_L}{R_G} + \frac{R_L}{R_P}}$$

$$X_S = \frac{1}{2\pi F\,(C_{PK} + C_{GK}\ \text{(Dinamica)})}$$

CAMPO ALTO DI FREQUENZA



$$\frac{\text{A freq. bassa}}{\text{A freq. media}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (X_C/R)^2}}$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi F C_C}$$

$$R = R_G + \frac{R_L R_P}{R_L + R_P}$$

CAMPO BASSO DI FREQUENZA

Figura 5.

Circuiti equivalenti ed equazioni che danno le amplificazioni di uno stadio amplificatore a pentodo accoppiato a resistenza-capacità. Nell'impiegare queste equazioni, accertarsi che i valori di Gm ed Rp che vengono posti in esse corrispondano a quelli relativi al tubo usato nelle condizioni di corrente e tensione statica alle quali esso lavora. Questi valori potranno essere rilevati in base alle curve pubblicate dai costruttori di tubi, come ad esempio nel Tube Handbook HB3 della RCA.

5-3 Altri sistemi di accoppiamento fra due stadi

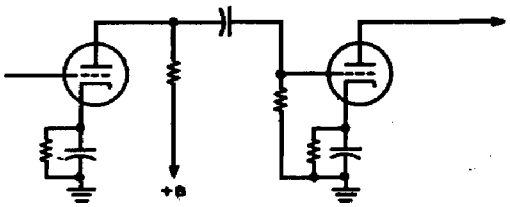
Nella figura 6 sono illustrati, oltre al sistema di accoppiamento a resistenza-capacità, altri sette sistemi con i quali è possibile eseguire l'accoppiamento fra due stadi successivi di un amplificatore ad audiofrequenza.

Sebbene il sistema di accoppiamento più usato sia quello a resistenza-capacità, tuttavia esistono applicazioni e casi particolari nei quali possono essere più efficaci altri sistemi di accoppiamento.

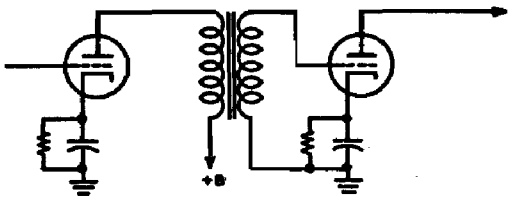
Accoppiamento a trasformatore Mentre qualche decennio fa, quando i tubi avevano μ molto bassi, si usava molto frequentemente l'accoppiamento a trasformatore (figura 6B) per accoppiare due stadi ad audiofrequenza ad un solo polo caldo, ora questo tipo di accoppiamento viene usato molto raramente.

I motivi per cui oggi vengono pressochè sempre preferiti gli stadi con accoppiamento a resistenza-capacità rispetto a quelli a trasformatore sono:

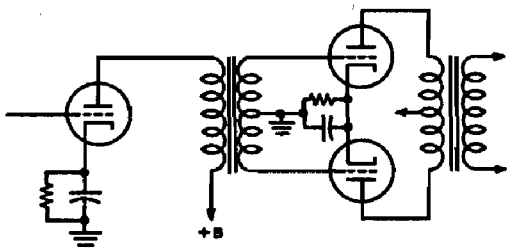
1) sarebbe molto costoso costruire un trasformatore la cui caratteristica di



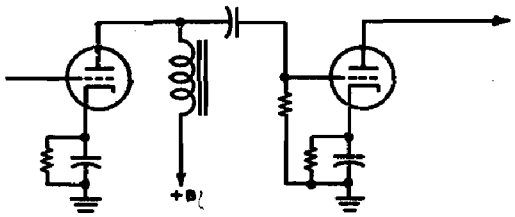
Ⓐ Accoppiamento a resistenza-capacità



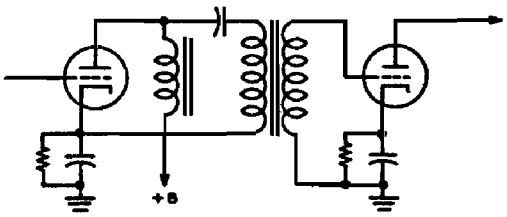
Ⓑ Accoppiamento a trasformatore



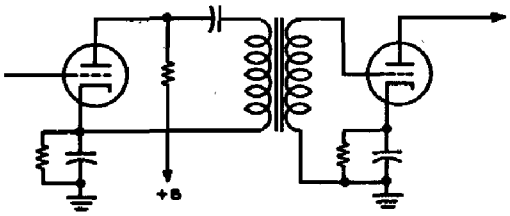
Ⓒ Accoppiamento a trasformatore per uno stadio in controfase



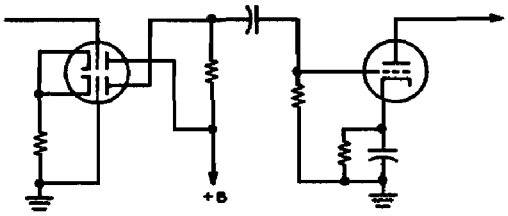
Ⓓ Accoppiamento ad impedenza



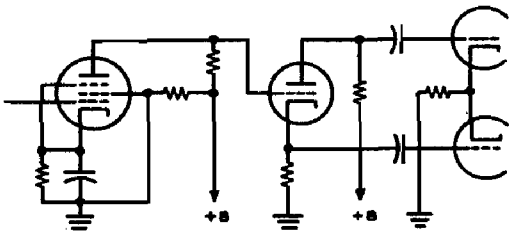
Ⓔ Accoppiamento ad impedenza-trasformatore



Ⓕ Accoppiamento a resistenza-trasformatore



Ⓖ Accoppiamento catodico



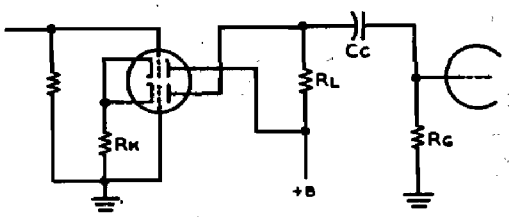
Ⓗ Accoppiamento diretto

Figura 6.
Sistemi di accoppiamento fra uno stadio amplificatore di tensione ad audiofrequenza e uno stadio successivo.

resa con la frequenza risulti equivalente a quella ottenibile con l'accoppiamento a resistenza-capacità;

2) i trasformatori hanno molta tendenza a captare flussi dispersi dai trasformatori di alimentazione e di accensione dei filamenti, specialmente se tali trasformatori sono piuttosto vicini ad essi. Per eliminare tale inconveniente, e non sempre vi si riesce completamente, occorre eseguire accuratissime schermature, che possono risultare anche molto costose;

3) la caratteristica di fase dei trasformatori di accoppiamento è poco buona e ciò rende particolarmente difficile, se non impossibile, l'attuazione di una rete di controreazione nella quale sia



$G_M' = -G_M \frac{G}{2G+1}$ $G = R_K G_M \left(1 + \frac{1}{\mu}\right)$

$R_P' = R_P \frac{2G+1}{G+1}$ R_K = resistenza catodica

$G_M = G_m$ di ciascun tubo

$\mu = \mu$ di ciascun tubo

$\mu' = -\mu \frac{G}{G+1}$ $R_P = R_p$ di ciascun tubo

I coefficienti equivalenti indicati sopra con (') sono quelli relativi all'uso di una coppia di tubi di tipo uguale impiegati nel circuito illustrato sopra.

Figura 7.
Coefficienti equivalenti di una coppia di triodi similari funzionanti in un amplificatore di tensione ad audiofrequenza ad accoppiamento catodico.

compreso il trasformatore di accoppiamento;

4) i trasformatori sono pesanti e ingombranti.

Però vi è qualche caso particolare nel quale l'uso di un trasformatore di accoppiamento in salita è di grande utilità per il progettista: uno di questi casi è quello che si riscontra quando si debba pilotare, con una forte tensione di eccitazione, la griglia di uno stadio ad uscita catodica o di uno stadio amplificatore in classe A di forte potenza e lo stadio pilota abbia una tensione di alimentazione anodica relativamente bassa. In un caso del genere è possibile ottenere sul secondario del trasformatore di accoppiamento una tensione il cui valore massimo (valore di picco) sia alquanto maggiore della tensione di alimentazione anodica applicata al tubo pilota, ossia al tubo che eccita il primario del trasformatore di accoppiamento.

Accoppiamento a trasformatore fra uno stadio pilota e uno stadio in controfase

Nella figura 6 (C) è illustrato l'accoppiamento a trasformatore fra uno stadio pilota e uno stadio in controfase. Questo tipo di accoppiamento è di uso assai frequente. Il sistema è particolarmente efficace quando si desideri eccitare con una forte tensione di eccitazione, le griglie di uno stadio amplificatore ad audiofrequenza di forte potenza.

La disposizione illustrata in figura 6 (C) è molto utile qualora si desideri applicare una controreazione sulle griglie dello stadio in controfase, inserendo la tensione di controreazione sui lati a basso potenziale ad audiofrequenza dei due secondari per il controfase.

Accoppiamento ad impedenza

Nella figura 6 (D) è illustrato l'accoppiamento ad impedenza. Questo tipo di accoppiamento è usato raramente ma, rispetto all'accoppiamento a resistenza-capacità, offre un grande vantaggio: con questo tipo di accoppiamento la caduta di tensione di alimentazione anodica attraverso l'impedenza risulta praticamente nulla e quindi l'anodo del tubo lavora ad una tensione che è approssimativamente uguale a quella sviluppata dall'alimentatore anodico. In queste condizioni il tubo può erogare una tensione il cui valore massimo è approssimativamente doppio rispetto a quella che sarebbe possibile ottenere con un accoppiamento a resistenza-capacità. Infatti, come si è già detto, la tensione effettivamente esistente sull'anodo di un tubo con accoppiamento a resistenza-capacità normalmente viene tenuta ad un valore uguale a circa la metà della ten-

sione anodica disponibile, a causa della caduta di tensione che interviene nella resistenza di carico anodico.

Accoppiamento ad impedenza-trasformatore e a resistenza-trasformatore Nelle figure 6 (E) e 6 (F) sono illustrati due accoppiamenti, in entrambi dei quali il primario del trasformatore di accoppiamento non è percorso dalla corrente anodica dello stadio. Il circuito della figura 6 (E) verrà impiegato quando si desideri fare in modo che la tensione effettiva di alimentazione anodica del tubo sia approssimativamente uguale a quella sviluppata dall'alimentatore e quando si desideri contemporaneamente evitare che la corrente anodica del tubo circoli nel trasformatore di accoppiamento. Vi sono trasformatori di accoppiamento i cui nuclei ferromagnetici non debbono essere sottoposti ad un campo continuo, quale sarebbe quello generato dalla corrente continua anodica circolante in uno dei loro avvolgimenti. Questi trasformatori impiegano materiali ad alta permeabilità ed hanno lo scopo di fornire una gamma di risposta in frequenza molto ampia.

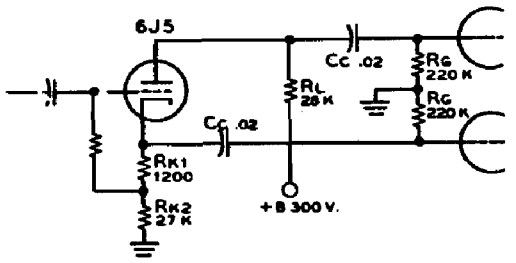
Il sistema di accoppiamento ad impedenza-trasformatore della figura 6 (E) è in grado di fornire una forte tensione di uscita dallo stadio, tuttavia viene usato solo raramente poichè l'impedenza per l'accoppiamento anodico dovrebbe avere un valore di induttanza altissimo unitamente ad una capacità distribuita di valore molto basso, se non si vuole restringere il campo di frequenza coperto dallo stadio.

Il sistema di accoppiamento a resistenza-trasformatore, illustrato in figura 6 (F), normalmente dà risultati abbastanza soddisfacenti per il caso in cui si desideri alimentare un trasformatore da uno stadio amplificatore di tensione, evitando però nel contempo che il primario del trasformatore di accoppiamento sia percorso dalla corrente continua di alimentazione anodica dello stadio.

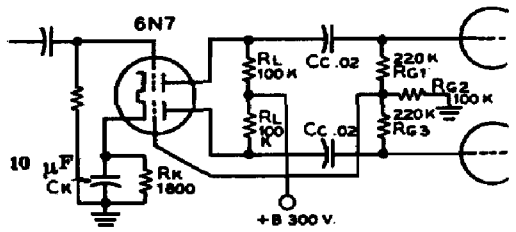
Accoppiamento catodico Negli ultimi tempi si sta diffondendo l'uso del circuito ad accoppiamento catodico, illustrato dalla figura 6 (G). Una caratteristica preminente di questo circuito è che non vi è alcuna inversione di fase fra i circuiti di griglia e anodico. Tutti gli altri tipi di accoppiamento comunemente usati sono accompagnati da una inversione di fase a 180° fra il circuito di griglia e il circuito anodico del tubo.

La figura 7 riporta le espressioni per la determinazione corretta dei coefficienti relativi ad un triodo, equivalente ad una coppia di triodi similari costituenti il circuito ad accoppiamento catodico riportato in figura 6 (G). Con questi coefficienti è possibile impiegare le espressioni mostrate in figura 3 per determinare le amplificazioni fornite dallo stadio in corrispondenza alle varie frequenze.

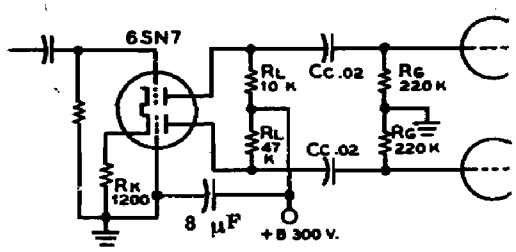
La capacità di entrata di un tale stadio è minore di quella corrispondente ad ogni singolo triodo e la capacità effettiva griglia-anodo è estremamente più bassa, tanto bassa che uno stadio di questo tipo può essere impiegato come amplificatore a radiofrequenza senza alcuna neutralizzazione. La capacità di uscita è approssimativamente uguale alla capacità griglia-anodo relativa ad uno solo dei due triodi.



Ⓐ Circuito invertitore di fase a « catodo caldo »



Ⓑ Circuito invertitore di fase a partitore controreazionato



© Circuito invertitore di fase ad accoppiamento catodico

Figura 8.
I tre circuiti invertitori di fase più usati. Nelle tre figure sono riportati i valori migliori da dare ai componenti dei circuiti.

Il circuito ad accoppiamento catodico è particolarmente efficace quando si fa uso di due triodi similari contenuti in un unico bulbo, come sono i tubi 6J6, 6N7 e 6SN7GT. Come valore più idoneo da dare alla resistenza catodica di un tale stadio, va scelto quello che verrebbe usato come resistenza catodica di un normale amplificatore, nel quale si facesse uso di uno solo di tali triodi alimentato alla stessa tensione anodica e con la stessa resistenza di carico impiegati nello stadio ad accoppiamento catodico.

Dall' esame delle equazioni riportate nella figura 7 si ricava che man mano che si riduce il valore della resistenza catodica, portandola sempre più verso lo zero, la G_m tende ad annullarsi, la resistenza anodica si avvicina alla R_p di uno solo dei due tubi e il μ tende a zero. Man mano invece che viene aumentato il valore della resistenza catodica, la G_m tende a divenire metà di quella relativa ad ogni singolo tubo dello stesso tipo, la resistenza anodica tende al doppio di quella di un solo tubo e il μ tende a raggiungere il valore di quello di un tubo dello stesso tipo. Ma poichè il G_m di ogni tubo, al crescere della resistenza catodica, diminuisce (dato che diminuisce la corrente anodica di ogni tubo), il valore ottimo di resistenza catodica tenderà, come si è detto avanti, a divenire quello stesso che verrebbe usato per uno solo dei due triodi alimentato alla stessa tensione anodica e con la stessa resistenza di carico anodico.

Accoppiamento diretto

L'accoppiamento diretto fra stadi amplificatori successivi (l' anodo del primo stadio collegato direttamente alla griglia controllo dello stadio successivo) è reso complicato dal fatto che la griglia-controllo di uno stadio amplificatore deve sempre lavorare su una tensione media negativa rispetto al catodo dello stesso tubo. Perciò, se il catodo del secondo stadio amplificatore potrà essere posto ad un potenziale più positivo rispetto a quello dell'anodo del tubo dello stadio che lo precede, si potrà eseguire il collegamento diretto fra l'anodo di quest'ultimo tubo e la griglia dello stadio che lo segue, purchè il catodo di questo secondo stadio abbia, rispetto all'anodo dello stadio che lo precede, una

tensione positiva corrispondente alla tensione negativa di polarizzazione di griglia.

Nella figura 6 (H) è illustrata una applicazione di questo accoppiamento al caso di uno stadio amplificatore a pentodo accoppiato alla griglia di uno stadio invertitore di fase a « catodo caldo ». In tale circuito, i valori delle resistenze catodica, anodica e di polarizzazione della griglia-schermo dello stadio a pentodo, sono scelti in modo che la tensione effettiva anodica del pentodo sia circa 0,3 volte la tensione di alimentazione anodica. Lo stadio invertitore di fase, che segue lo stadio a pentodo, lavorerà così con i normali valori di resistenza catodica e anodica previsti per uno stadio di tipo usuale.

Nella sezione seguente sarà descritto più dettagliatamente questo tipo di circuito invertitore di fase.

5-4 Circuiti invertitori di fase

Per eccitare le griglie di uno stadio in controfase è necessario che le tensioni di eccitazione applicate alle griglie siano di uguale ampiezza e di fase opposta. Queste tensioni possono essere ottenute ricorrendo all'uso di un trasformatore di entrata per controfase, come quello indicato nella figura 6 (C).

Senza dover sopportare la spesa piuttosto sensibile dell'acquisto di un trasformatore di entrata per controfase, è possibile però ottenere le tensioni aventi ampiezza e fase corrette, tali quindi da poter eccitare le griglie di uno stadio in controfase, ricorrendo ai circuiti invertitori di fase.

Esistono molti tipi di circuiti invertitori di fase che comunemente vengono applicati in elettroacustica. Nella figura 8 sono illustrati i tre circuiti invertitori di fase che negli ultimi tempi hanno dato i migliori risultati dal punto di vista del numero di componenti necessari e della precisione con la quale vengono ottenute le due tensioni di pari ampiezza e di fase opposta, indipendentemente dalle variazioni della tensione di alimentazione anodica e dalle variazioni di caratteristiche dei tubi, inevitabili nelle sostituzioni di tubi difettosi con altri dello stesso tipo.

Invertitore di fase a catodo caldo

Nella figura 8 A è illustrato il circuito invertitore di fase detto « a catodo caldo ». Questo tipo di circuito è il più semplice dei tre tipi illustrati in figura , poichè richiede solamente un tubo e pochissimi elementi circuitali. Esso risulta particolarmente semplice se lo si accoppia direttamente all'anodo di uno stadio amplificatore a pentodo, come illustra la figura 6 (H).

Il circuito invertitore di fase a catodo caldo con accoppiamento diretto allo stadio che lo precede, presenta però due inconvenienti:

1) il catodo del tubo invertitore di fase dovrà resistere ad una tensione di circa 0,3 volte la tensione di alimentazione anodica quando il filamento del tubo è alimentato da un secondario avente un estremo collegato a massa. E' quindi necessario alimentare il filamento del tubo invertitore di fase con un secondario separato, isolato da massa ed anzi portato ad una tensione prossima a quella del catodo del tubo invertitore di fase. Ciò evidentemente complica il circuito che, nella sua attuazione pratica, divie-

ne così alquanto più complesso degli altri circuiti invertitori di fase.

2) il circuito provoca una perdita di tensione fra la tensione ad audiofrequenza applicata alla sua entrata e quella che esso fornisce a ciascuna delle due griglie dello stadio che lo segue. Questa perdita di tensione è di circa il 10 per cento, ossia su ciascuna griglia dello stadio in controfase si ha una tensione ad audiofrequenza uguale a circa 0,9 volte la tensione applicata all'entrata del circuito invertitore di fase. In totale la tensione fra griglia e griglia dello stadio in controfase risulta 1,8 volte la tensione di ingresso, ma una amplificazione di 1,8 è molto piccola, paragonata a quella ottenibile con gli altri due circuiti invertitori di fase rappresentati in figura 8.

Nella figura 8 (A) sono dati i valori che, con un tubo invertitore di fase del tipo 6J5, danno i risultati migliori. Qualora in questo circuito si desiderasse usare un altro tipo di tubo, naturalmente andrebbero modificati i valori dei componenti. Questi componenti saranno uguali a quelli che vengono consigliati dal costruttore del tubo per un impiego del tubo stesso come normale amplificatore di tensione. Le uniche varianti saranno le seguenti: la resistenza di carico anodico R_L avrà un valore metà di quello riportato nelle tabelle; la resistenza catodica R_{k_1} sarà la stessa di quella R_k riportata nelle tabelle; la resistenza totale di R_k, più R_{k_2} sarà uguale a metà del valore della resistenza di carico anodico R_L riportato dalle tabelle, ossia avrà un valore uguale alla effettiva resistenza di carico anodico dello stadio invertitore di fase a catodo caldo.

Invertitore di fase a partitore di tensione controreazionato

Un altro tipo di circuito invertitore di fase è quello riportato in figura 8 (B) e può essere denominato « invertitore di fase a partitore di tensione controreazionato ».

In questo circuito, che viene usato alquanto frequentemente, si fa normalmente uso di un tubo tipo 6N7 e i valori dei componenti riportati in figura 8 (B) si riferiscono appunto a tale tipo di tubo. Con i valori riportati in figura e con un tubo 6N7, il circuito darà una amplificazione di tensione di circa 21 volte, valutata fra le griglia del circuito invertitore e ciascuna delle griglie dello stadio in controfase che lo segue. Questo circuito invertitore di fase è in grado di fornire una tensione, su ciascuna griglia dello stadio in controfase, fino a 70 V. di valor massimo (valore di picco).

Così come è nello schema di figura 8 (B), il circuito dà luogo ad un piccolo sbilanciamento della tensione di uscita, ossia le tensioni sulle due griglie dello stadio successivo non hanno la medesima ampiezza. A tale inconveniente può porsi rimedio — qualora in speciali applicazioni fosse necessario che le due griglie dello stadio in controfase avessero esattamente la stessa eccitazione — dando alla resistenza R_{g_1} un valore leggermente inferiore (di qualche unità per cento) al valore della resistenza R_{g_3}.

Circuito invertitore di fase ad accoppiamento catodico

Il circuito invertitore di fase ad accoppiamento catodico, illustrato dalla figura 8 (C) fornisce una amplificazione di tensione (valutata come rapporto fra la tensione ad audiofrequenza su ciascuna griglia del controfase

rispetto alla tensione di entrata allo stadio invertitore) eguale a circa metà della amplificazione che un solo triodo dello stesso tipo sarebbe in grado di dare in un normale stadio amplificatore a resistenza-capacità. Quindi in uno stadio invertitore di fase nel quale si faccia uso di un tubo 6SN7, come è il caso di quello della figura 8 (C), la amplificazione di tensione ottenibile fra l'entrata all'invertitore di fase e ciascuna delle griglie dello stadio in controfase, sarà di circa 7, essendo 14 la amplificazione ottenibile da un solo triodo tipo 6SN7 collegato a resistenza-capacità. Si tenga presente che il tubo 6SN7 è uguale a due tubi 6J5 contenuti in un unico bulbo. Naturalmente, se si confronta la tensione esistente fra griglia e griglia dello stadio in controfase con quella applicata all'entrata dell'invertitore di fase, la amplificazione che questo fornisce risulterà uguale a quella data dallo stesso tubo funzionante in uno stadio a resistenza-capacità e perciò, nel caso attuale, tale amplificazione sarà di 14.

La caratteristica di fase di questo tipo di circuito invertitore è tanto buona che esso viene normalmente impiegato, negli oscilloscopi a raggi catodici, per fornire la tensione di deflessione in controfase. Però la curva di risposta in frequenza di questo circuito non è così buona da consentirne l'impiego nel campo della televisione a larga banda.

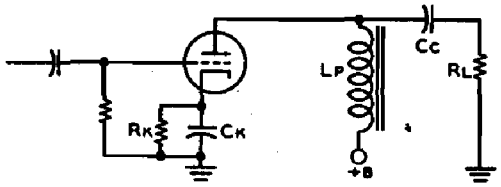
AMPLIFICATORI DI POTENZA AD AUDIOFREQUENZA

5-5 Amplificatori a triodo ad un solo polo caldo

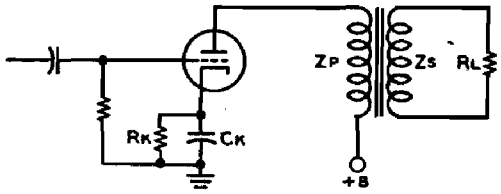
Nella figura 9 sono rappresentati cinque circuiti relativi a stadi amplificatori a triodi funzionanti in Classe A. Poichè la corrente di catodo di un triodo funzionante in Classe A (ossia senza alcuna corrente di griglia) è costante, tanto se il tubo viene eccitato quanto se il tubo è privo di segnale di eccitazione, è pratica comune impiegare il sistema della polarizzazione catodica. Nei manuali nei quali sono riportate le condizioni di lavoro dei tubi, pubblicati a cura dei costruttori dei tubi (come ad esempio nel Tube Handbook HB3 della RCA) sono elencate le condizioni di lavoro consigliabili per quanto concerne la tensione anodica, la tensione di polarizzazione negativa di griglia e l'impedenza di carico, relative a stadi amplificatori a triodo di tipo normale.

In casi particolari è possibile far lavorare stadi amplificatori a triodo ad un solo polo caldo (come pure stadi con pentodi o tetrodi) con una eccitazione di griglia di ampiezza tale che in corrispondenza ai picchi di eccitazione si determini una corrente di griglia nel tubo. Questo tipo di funzionamento viene denominato « Classe A_2 » ed è caratterizzato da un maggiore rendimento del circuito anodico rispetto all'amplificatore in Classe A pura, nel quale quindi non si abbia mai corrente di griglia.

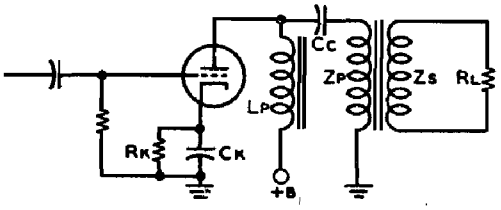
I normali amplificatori di potenza in Classe A_1 hanno un rendimento del circuito anodico che è compreso fra il 20 e il 35 per cento. Facendo invece uso del funzionamento in Classe A_2 è possibile aumentare questo rendimento fino ad un



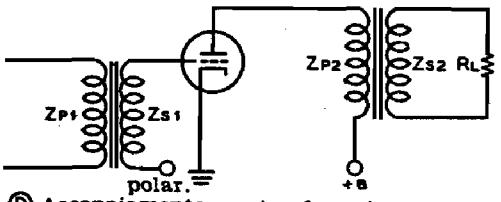
Ⓐ Accoppiamento ad impedenza



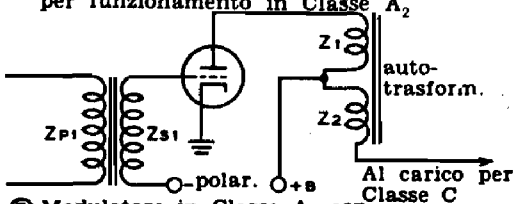
Ⓑ Accoppiamento a trasformatore



Ⓒ Accoppiamento ad impedenza e trasformatore

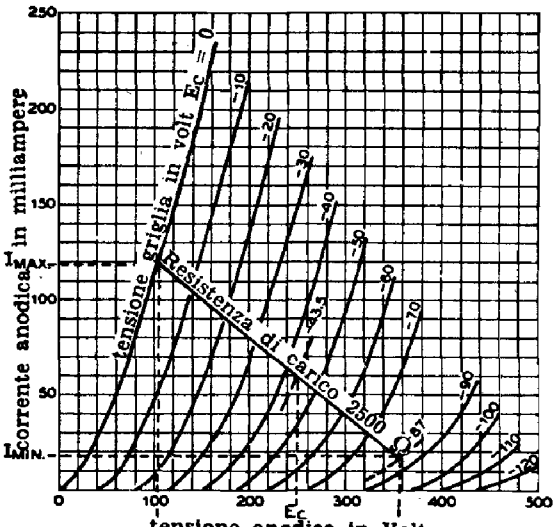


Ⓓ Accoppiamento a trasformatore per funzionamento in Classe A_2



Ⓔ Modulatore in Classe A_2 con accoppiamento ad autotrasformatore

Figura 9.
Sistemi di accoppiamento di uscita per un amplificatore di potenza ad audiofrequenza a triodo in Classe A ad un solo polo caldo.



A' Caratteristiche anodiche medie 2A3

$\mu = 4.2$ $R_p = 800\ \Omega$
Dissipazione anodica = 15 W

RESISTENZA DI CARICO

$$R_L = \frac{E_{MAX.} - E_{MIN.}}{I_{MAX.} - I_{MIN.}} \text{ ohm}$$

$$P_0 = \frac{(I_{MAX.} - I_{MIN.})\ (E_{MAX} - E_{MIN.})}{8} \text{ watt}$$

DISTORSIONE SECONDA ARMONICA

$$D_2 = \frac{\frac{(I_{MAX.} + I_{MIN.})}{2} - I_0}{I_{MAX.} - I_{MIN.}} \times 100 \text{ percento}$$

Figura 10.
Equazioni per determinare le condizioni di lavoro di uno stadio finale di uscita ad audiofrequenza con triodo in Classe A. E' stata tracciata una linea di carico tipica sulle caratteristiche anodiche medie del tubo 2A3 per illustrarne l'applicazione.

limite compreso fra il 38 e il 45 per cento. Però per poter impiegare un tale tipo di funzionamento è necessario effettuare una scelta accuratissima dei valori impedenza di carico anodico e di polarizzazione negativa di griglia (che deve essere sufficientemente stabile, dato che nel tubo si ha, in corrispondenza ai picchi di eccitazione, corrente di griglia). E' necessario che il tubo che pilota lo stadio amplificatore in Classe A_2 sia in grado di sviluppare una discreta potenza di uscita, dovendo eccitare la griglia che, per una frazione di periodo, assorbe potenza.

Si tenga presente che negli stadi am-

plificatori in Classe A_2 la corrente anodica non varia al variare dell'ampiezza del segnale, naturalmente purchè questo sia contenuto entro limiti ragionevoli.

Le figure 9 (D) e 9 (E) illustrano due sistemi di collegamento di tali stadi. In essi possono venire usati con ottimi risultati tubi del tipo 845, 849 e 304 T L (si può usare anche il tetrodo a fascio tipo 813 con adeguata tensione di alimentazione applicata alla griglia-schermo).

In ogni caso, la tensione negativa di polarizzazione di griglia sarà approssimativamente uguale a quella che si userebbe per lo stesso tubo impiegato in uno stadio amplificatore in Classe A però, come è stato detto sopra, dovrà venire impiegata una polarizzazione negativa di griglia, fissa e uno stadio pilota ad audiofrequenza la cui tensione di uscita dovrà essere sufficientemente stabile. Questo stadio pilota sarà preferibilmente un triodo, collegato allo stadio in Classe A_2 mediante un trasformatore a rapporto 1 a 1 o, meglio ancora, in discesa.

In ogni caso si troverà che il giusto valore da dare all'impedenza di carico anodico dovrà essere di circa il 40 per cento maggiore rispetto al valore consigliato dal costruttore del tubo per un funzionamento in Classe A_1 del tubo stesso.

Tanto per la Classe A_1 quanto per la Classe A_2 la potenza di uscita, la impedenza di carico e la distorsione di seconda armonica potranno essere calcolate servendosi delle curve caratteristiche anodiche medie, pubblicate dai costruttori di tubi, relative al tubo prescelto e in base alle tre equazioni contenute nella figura 10. E' soltanto necessario tracciare una linea ausiliaria di carico, sul grafico delle caratteristiche del tubo e determinare i valori della tensione e della corrente relativi ai punti di intersezione fra tale linea ausiliaria di carico e le curve del tubo, ponendo i valori così determinati nelle equazioni riportate in figura 10.

Nella figura 10 stessa è tracciata — a titolo di esempio — una linea di carico nel grafico delle caratteristiche di un tubo tipo 2 A 3.

Il valore da dare alla resistenza di autopolarizzazione R_k di figura 9 potrà essere letto direttamente sui dati di impiego caratteristici dei tubi, pubblicati dalle varie Case costruttrici (ad sempio dal Receiving Tube Handbook della RCA) oppure può essere ricavato eseguendo il rapporto fra il valore della tensione negativa di polarizzazione di griglia, prescritto per quel tubo, e la relativa corrente anodica di lavoro.

Il condensatore di fuga C_k, da porre in derivazione fra catodo e massa, dovrà essere dimensionato in modo che, alle frequenze più basse alle quali si intende far funzionare lo stadio, la sua reattenza risulti alquanto minore del valore di resistenza di polarizzazione catodica R_k usato. Analogamente quando, come nelle figure 9 (A) e 9 (C), si fa uso di una impedenza ad audiofrequenza per portare la tensione continua di alimentazione all'anodo, la reattanza L_p di tale impedenza dovrà essere sensibilmente maggiore del valore prescritto come resistenza di carico anodico del tubo, alle frequenze più basse alle quali lo stadio deve funzionare.

Quando si fa uso di un condensatore di accoppiamento C_c, la reattanza di questo, valutata alla più bassa frequenza di funzionamento, dovrà essere alquanto

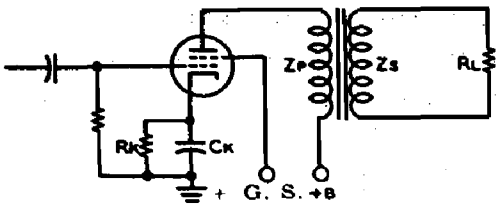


Figura 11.

Normale stadio finale di uscita ad audiofrequenza ad un solo polo caldo, con pentodo o tetrodo a fascio.

minore della resistenza di carico anodico R_1 del tubo.

Quando, come rappresenta la figura 9, si fa uso di un trasformatore per trasferire l'energia dall'anodo del tubo finale ad un circuito di carico, il rapporto fra le spire al primario e quelle al secondario di questo trasformatore. dovrà essere uguale alla radice quadrata del rapporto fra la impedenza di carico del tubo e l'impedenza del circuito di utilizzazione. Quindi, per esempio, se la impedenza di carico anodico prescritta per un tubo è di 10.000Ω e l'impedenza del circuito di utilizzazione è di 500 Ω, il rapporto di impedenza risulterà di 20 e quindi il rapporto fra le spire dell'avvolgimento primario e quelle dell'avvolgimento secondario dovrà essere uguale alla radice quadrata di 20 ossia a 4,47.

5-6 Stadi finali di potenza ad audiofrequenza ad un solo polo caldo con tetrodi o pentodi

La figura 11 riporta il circuito normale di stadi amplificatori ad un solo polo caldo, nei quali siano impiegati tetrodi a fascio o pentodi. I tubi di questo tipo hanno largamente sostituito i triodi negli stadi finali di uscita ad audiofrequenza dei radio-ricevitori e degli amplificatori di bassa potenza. Ciò è avvenuto a causa della maggiore resa in potenza ottenibile impiegando tali tubi e del maggior rendimento del circuito anodico che si ottiene con questi tubi.

Ad esempio, un tubo tipo 45 che funzioni ad una tensione anodica di 250 V ha bisogno di una tensione di eccitazione di griglia il cui valor massimo sia di 50 V, con un rendimento del circuito anodico di circa il 20 per cento. Invece un tetrodo a fascio di tipo 6 V 6 che funzioni a tensione anodica (e di griglia-schermo) uguale a quella del tubo 45, necessiterà di una tensione di eccitazione di griglia il cui valor massimo sia di soli 12,5 V e svilupperà una potenza utile di circa il 35 per cento della potenza spesa per la sua alimentazione anodica e di griglia-schermo.

Per contro i tetrodi e i pentodi danno luogo, nella loro uscita, ad una distorsione armonica sensibilmente maggiore rispetto a quella dei triodi. Inoltre la loro impedenza di circuito anodico (che agisce da freno per i transitori sugli altoparlanti dei ricevitori e, negli stadi pilota, serve a dare una buona costanza dell'uscita al variare del carico) è molte volte maggiore di quella che si ha nei triodi di potenza equivalente.

L'applicazione della controreazione su un amplificatore che faccia uso di tubi del tipo a tetrodo o a pentodo sarà utile allo scopo di ridurre la distorsione e l'effettiva impedenza del circuito anodico dello stadio. Nella sezione 5-16 di questo stesso capitolo verrà trattata l'applicazione della controreazione su questo tipo di amplificatore.

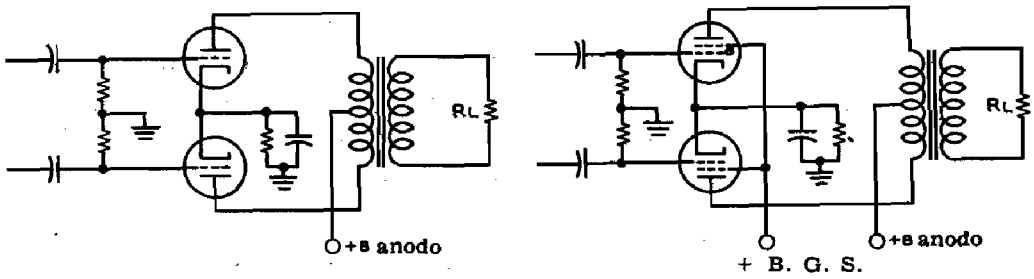


Figura 12.
TRIODI E TETRODI IN CONTROFASE

5-7 Stadi amplificatori ad audiofrequenza in controfase in classe A e in classe AB

L'uso della connessione in controfase, negli amplificatori di potenza ad audiofrequenza, dà un certo numero di vantaggi. In tali amplificatori possono essere impiegati due o quattro tubi e in quest'ultimo caso si realizza uno stadio a controfase doppio. I due circuiti fondamentali, nei quali si fa uso di triodi o di tetrodi collegati in controfase, sono riportati in figura 12.

I circuiti con tubi connessi in controfase danno luogo a due vantaggi principali:

1) nell'avvolgimento primario del trasformatore di uscita si ha la completa eliminazione dell'effetto magnetizzante che verrebbe provocato dalla corrente anodica dei tubi;

2) quando i due tubi che costituiscono uno stadio in controfase sono bene equilibrati, si avrà la completa cancellazione, sul circuito di uscita, di tutte le armoniche pari che possano sorgere nei tubi e principalmente della seconda e della quarta armonica.

L'eliminazione delle armoniche pari che possano generarsi nello stadio, consente di far lavorare i tubi in Classe A B ossia, in altri termini, i tubi possono esser fatti funzionare con un valore di polarizzazione negativa di griglia e con un segnale di eccitazione tali che la corrente anodica dell'uno e dell'altro tubo alternativamente viene interdetta, durante una frazione del ciclo della tensione di entrata. Se un tubo venisse fatto funzionare a tale maniera in un amplificatore ad un solo polo caldo, la distorsione di seconda armonica che si verrebbe a generare sarebbe proibitivamente alta.

Il funzionamento in controfase di Classe A B consente un rendimento del circuito anodico che può aggirarsi dal 45 al 60 per cento. Il valore del rendimento ottenibile in uno stadio amplificatore di questo tipo dipende dal valore della tensione di eccitazione e più esattamente dalla condizione che essa abbia una ampiezza sufficiente a far circolare corrente di griglia nei tubi.

Se circola corrente di griglia in corrispondenza ai picchi del segnale di eccitazione, si dirà che l'amplificatore funziona in Classe A B_2 e il rendimento del circuito anodico potrà divenire maggiore dei valori dati poco sopra a proposito degli amplificatori in Classe A B. Se invece, durante tutto il ciclo del segnale di eccitazione, non si ha mai corrente di griglia, si dirà che l'amplificatore lavora

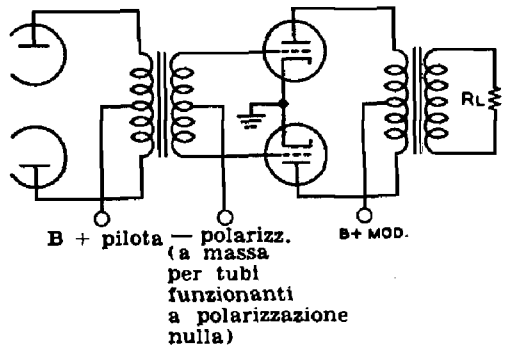


Figura 13.
Amplificatore di potenza ad audiofrequenza in Classe B.

in Classe A B_1 e il rendimento del circuito anodico sarà più basso del limite inferiore dato sopra e cioè del 45 per cento.

In tutti gli amplificatori in Classe A B la corrente anodica, con pieno segnale di eccitazione, sarà dal 40 al 150 per cento superiore a quella che si ha in assenza di eccitazione.

5-8 Amplificatori di potenza ad audiofrequenza in classe B

Gli amplificatori di potenza ad audiofrequenza in Classe B sono caratterizzati da un alto rendimento del circuito anodico, più alto di quello ottenibile con tutti gli altri tipi di amplificatori fin qui descritti. A pieno segnale, rendimenti del circuito anodico del 60 o anche 70 per cento sono facilmente ottenibili con particolari tubi appositamente sviluppati a tale scopo. Siccome il rendimento del circuito anodico degli amplificatori di potenza in Classe B è più alto di quello ottenibile con gli altri amplificatori di potenza ad audiofrequenza, negli amplificatori in Classe B si potrà fare uso di tubi di dimensioni minori e aventi minore dissipazione anodica.

Un altro elemento in favore degli amplificatori ad audiofrequenza in Classe B consiste nel fatto che, in assenza di segnale di eccitazione, la potenza di alimentazione anodica assorbita dallo stadio risulta relativamente bassa.

Per le due suddette ragioni, gli amplificatori di potenza ad audiofrequenza in Classe B hanno largamente sostituito qualsiasi altro tipo di amplificatore ad audiofrequenza, quando siano richieste potenze di uscita comprese fra circa 100 W e 150.000 W, che sono i valori di potenza ad audiofrequenza necessari per i moderni trasmettitori di radiodiffusione ad onde medie e ad onde corte.

Il funzionamento degli amplificatori di potenza ad audiofrequenza in Classe B dà però luogo ad alcuni svantaggi, ma questi ultimi saranno superabili se i componenti associati a tali stadi amplificatori saranno stati correttamente progettati e costruiti.

Gli svantaggi di cui sopra sono:

1) gli amplificatori di potenza ad audiofrequenza in Classe B necessitano, per un loro corretto funzionamento, di una certa potenza di eccitazione alle griglie. Questo inconveniente verrà superato facendo uso di uno stadio pilota, per quello in Classe B, avente una potenza alquanto esuberante e impiegando un adatto trasformatore in discesa per accoppiare questo stadio pilota con le griglie dello stadio amplificatore in Classe B. Spesso viene fatto uso di un circuito di controreazione allo scopo di ridurre l'impedenza anodica dello stadio pilota, migliorando così la stabilità della tensione sviluppata da questo stadio pilota al variare del carico costituito dalle griglie dello stadio di potenza in Classe B.

2) lo stadio in Classe B necessita di

TABELLA III

Amplificatori di potenza ad audiofrequenza in Classe A B_2 e in Classe B

Tubi (2)	tensione anodica	polarizz. griglia	tensione filamento	picco segn. griglia a griglia	corr. anod. segn. zero	corr. anod. segn. max	resistenza di carico	pot. eccit. segn. max	pot. uscita media onda sin.
2E30	180 Ep 180 Egs	-22.5	6.0	75	18	100	2500	0.23	7.4
	250 Ep 250 Egs	-30	6.0	87	40	120	3800	0.2	17
6V6 (AB1)	285 Ep 285 Egs	-19	6.3	38	70	92	8000	—	14
6F6 (AB2)	350 Ep 250 Egs	340 Ω Resistenza	6.3	94	54	77	10000	0.2	19
6L6 (AB1)	360 Ep 270 Egs	250 Ω Resistenza	6.3	57	88	100	9000	—	24.5
(AB2)	360 Ep 225 Egs	-18	6.3	52	78	142	8000	0.140	31
	360 Ep 270 Egs	-22.5	6.3	72	88	205	3800	0.270	47
2E26coppia	400 Ep 125 Egs	-15	6.3 O 12.6	80	20	150	8200	0.36	42
815(sing.)	500 Ep 125 Egs	-15	6.3 O 12.6	60	22	150	6000	0.36	54
807	500 Ep 300 Egs	-25	6.3	78	100	240	4240	0.2	75
	600 Ep 300 Egs	30	6.3	78	80	200	6400	0.1	80
	750 Ep 300 Egs	-32	6.3	92	60	240	6950	0.2	120
HY-69	600 Ep 300 Egs	-35	6.0	100	50	200	6500	0.3	80
809	700	0	6.3	180	70	250	6200	3.4	120
	1000	-9	6.3	155	40	200	11600	2.7	145
811	1000	0	6.3	160	30	260	6600	4.0	165
	1250	0	6.3	150	48	240	12000	3.4	210
	1500	-9	6.3	150	20	200	17600	3.0	220
35T	1000	-8	5.0	240	67	240	7900	7.0	140
	1500	-25	5.0	250	45	200	16200	5.0	200
	2000	-40	5.0	255	34	167	27500	4.0	235
203A	1000	-35	10.0	310	28	320	8900	10.0	200
	1250	-45	10.0	330	28	320	9000	11.0	260
211	1000	-77	10.0	380	20	320	6900	7.5	200
	1250	-100	10.0	410	20	320	9000	8.0	280
838	1000	0	10.0	200	108	320	6900	7.0	200
	1250	0	10.0	200	148	320	9000	7.5	280
5514	750	0	7.5	93	46	200	8400	3.0	105
	1250	0	7.5	116	84	300	10000	4.5	270
	1500	-4.5	7.5	148	50	350	10500	8.5	400
8005	1000	-55	10.0	290	40	320	8000	4.0	250
	1250	-70	10.0	310	40	310	10000	4.0	300
828	Ep=1700 Egs750 Esup=60	-120	10.0	240	50	248	16200	—	300
	Ep=2000 Egs750 Esup=60	-120	10.0	240	50	270	18500	—	365
75TL	1500	-105	5.0	450	67	285	11000	6.0	280
	2000	-180	5.0	534	50	250	18000	5.0	350
100TH	2000	-35	5.0	310	60	260	13000	7.0	360
	3000	-65	5.0	335	40	215	31000	5.0	450
4-125A (AB1)	Ep=2000 Egs=600	-94	5.0	188	50	240	13400	—	230
	Ep=2500 Egs=600	-96	5.0	192	50	232	20300	—	330
(AB2)	Ep=2000 Egs=350	-45	5.0	210	72	300	13600	3.1	350
	Ep=3000 Egs=350	-51	5.0	198	55	260	27700	2.5	520
8003	1350	-100	10.0	480	40	490	6000	10.5	480
813	Ep=2250 Egs=750	-90	10.0	230	45	315	16500	0.1	515
	Ep=2500 Egs=750	-95	10.0	235	35	380	17000	0.35	650
810	2000	-50	10.0	345	60	420	11000	10.0	590
	2250	-60	10.0	380	70	450	11600	13.0	725
4-250A (AB1)	Ep=2000 Egs=300	-88	5.0	178	110	405	9170	—	480
	Ep=3000 Egs=300	-9[illegible]	5.0	188	120	417	13000	—	750
(AB2)	Ep=2000 Egs=300	-46	5.0	198	120	510	8000	2.3	650
	Ep=3000 Egs=300	-53	5.0	198	125	473	18000	1.9	1040
304TL (AB1)	2000	-160	5.0 OR 10.0	320	200	546	5300	—	490
	3000	-280	5.0 OR 10.0	520	130	444	12000	—	730
(B)	1500	-105	5.0 OR 10.0	500	270	1.14 AMP.	2750	30	1100
	2000	-160	5.0 OR 10.0	580	200	1.0 AMP	4500	25	1400

una polarizzazione negativa di griglia la quale abbia un valore più che possibile costante durante tutto il ciclo del segnale di eccitazione. Questa costanza deve essere assicurata malgrado che la corrente di griglia dello stadio risulti nulla per la maggior parte del ciclo del segnale di eccitazione mentre, sui picchi del segnale di eccitazione, essa raggiunge un valore che può anche arrivare ad un terzo del picco di corrente anodica.

Negli amplificatori ad audiofrequenza in Classe B si fa uso di speciali alimentatori stabilizzati che forniscono la tensione di polarizzazione negativa alle griglie dello stadio. In qualche caso si fa uso di batterie di polarizzazione.

Negli ultimi tempi però è stata sviluppata tutta una serie di tubi che non richiedono alcuna tensione negativa di polarizzazione di griglia. Questi tubi, appositamente realizzati per funzionamento in Classe B, sono denominati a « polarizzazione nulla ». Esempi di questi tubi sono i tipi 811 A, 838, 805, 203 Z, 809, HY-5514 e T Z 40. Questi tubi sono atti a lavorare con tensioni anodiche relativamente modeste e senza alcuna tensione di polarizzazione di griglia. Man mano però che aumenta la tensione anodica di alimentazione ad essi applicata, si rende sempre più necessario l'uso di una modesta polarizzazione di griglia fino a che, alla massima tensione anodica applicabile, è necessario dare alle griglie una polarizzazione negativa fissa che, essendo non molto alta, potrà essere agevolmente fornita da alcune batterie a 4,5 V collegate in serie.

3) gli amplificatori di potenza ad audiofrequenza in Classe B, e i modulatori che nella quasi totalità sono di questo tipo, necessitano di un alimentatore anodico la cui tensione erogata sia più costante possibile al variare della corrente assorbita. Per ottenere questo requisito è necessario che, nel filtro di spianamento, si faccia uso di entrata induttiva e non capacitiva. L'induttanza di spianamento all'ingresso del filtro dovrà essere effettuata con un traferro ridotto fra i suoi lamierini. La riduzione del traferro consente di ottenere una induttanza molto grande, ai valori bassi di corrente, cioè quando allo stadio in Classe B non viene inviato alcun segnale di eccitazione oppure vengono inviati solo segnali di debole ampiezza; ma quando lo stadio in Classe B assorbe correnti molto forti, a causa di forti segnali di eccitazione ad esso inviati, l'induttanza viene a ridursi a valori molto bassi a causa della saturazione che interviene nel nucleo. Al variare del valore dell'induttanza, varia l'effetto del condensatore filtro posto a valle di essa che, quando la corrente assorbita è molto forte, tende quasi a risultare inserito direttamente all'uscita dall' alimentatore, aumentandone così la tensione di uscita, mentre con corrente debole erogata dall'alimentatore il filtro sarà essenzialmente ad ingresso induttivo. Con una impedenza del genere quindi, (purchè naturalmente sia adeguatamente dimensionata), impiegata all'entrata del filtro di alimentazione anodica, verrà migliorata notevolmente la stabilità della tensione erogata dall'alimentatore al variare della corrente assorbita. Un tale alimentatore sarà particolarmente indicato per gli amplificatori in Classe B e per i modulatori. Questo tipo di alimentatori, con induttanza variabile all'entrata del filtro, sarà dettagliatamente descritto nel capitolo 25° concernente gli alimentatori.

Condizioni prescritte di lavoro

Nella tabella III sono elencate le condizioni di lavoro prescritte per un certo numero di tipi di tubi che vengono frequentemente impiegati negli amplificatori di potenza ad audiofrequenza in Classe B e nei modulatori. Sempre nella tabella III sono altresì riportate anche le condizioni di lavoro per altri tipi di tubi funzionanti come amplificatori di potenza e modulatori in Classe AB_1 e in Classe AB_2.

Spesso può essere necessario far funzionare, in un amplificatore in Classe B, una coppia di tubi a tensione anodica alquanto diversa da quelle elencate nella tabella III o diversa da quelle suggerite come tensioni normali dai costruttori di tubi elettronici. In questo caso si consiglia di seguire il metodo che verrà dato nei paragrafi seguenti.

Calcolo delle condizioni di lavoro di un amplificatore di potenza in classe B

Il metodo seguente può essere impiegato quando si desideri eseguire il calcolo delle condizioni di lavoro di un amplificatore di potenza in Classe B, per il caso in cui questo debba funzionare con un carico resistivo, come è quello presentato dagli amplificatori finali di potenza a radiofrequenza in Classe C.

Si riscontrerà che, con l'impiego di questo metodo di calcolo, si ottengono risultati abbastanza soddisfacenti quando i tubi impiegati negli stadi modulatori in Classe B lavorano sotto condizioni diverse da quelle specificate dal costruttore dei tubi nelle caratteristiche di impiego relative ai tubi stessi.

Lo stesso metodo può venire applicato, con eguali risultati, al calcolo delle condizioni di lavoro di tetrodi a fascio impiegati in amplificatori o modulatori in Classe A B_2 quando la corrente anodica dei tubi, in assenza di segnale, sia inferiore al 25 o 30 per cento della corrente anodica a segnale massimo.

Anzitutto, sulle caratteristiche anodiche medie riportate nei dati di impiego pubblicati dal costruttore dei tubi, si sceglie un punto sulla caratteristica E_p-E_g corrispondente a circa il doppio della corrente anodica che si prevede il tubo assorba a pieno segnale. Se si tratta di tetrodi a fascio, si sceglierà un punto corrispondente all'incirca al valore di corrente anodica sopradetta e immediatamente a destra della regione nella quale la linea I_b incrocia il punto di ginocchio della curva. Questo sarà il primo

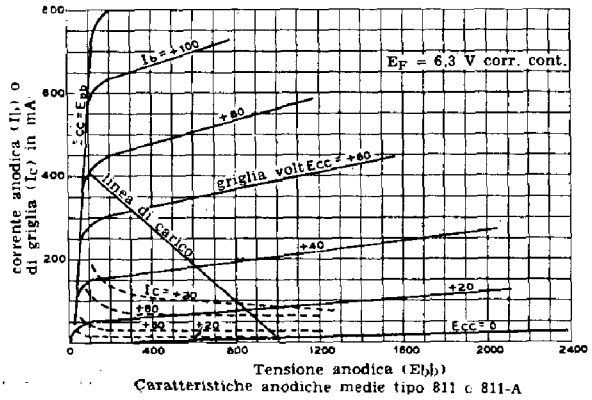


Figura 14.
Linea di carico tipica per un amplificatore ad audiofrequenza in Classe B; la linea di carico è stata tracciata sulle caratteristiche medie di un tubo tipo 811.

punto provvisorio e la tensione anodica nel punto prescelto non dovrà essere superiore per più del 20 per cento rispetto alla tensione continua di alimentazione applicata al tubo, se si desidera un buon rendimento sul circuito anodico.

Successivamente, si prenda nota dei valori della $i_{p\,max}$ e della $e_{p\,min}$ corrispondenti a questo punto. Adesso, si sottrae dal valore della tensione continua di alimentazione anodica, il valore di $e_{p\,min}$ trovato.

I valori così ricavati vanno sostituiti nelle seguenti equazioni:

$$P_o = \frac{i_{p\,max}(E_{bb} - e_{p\,min})}{2} =$$

= potenza di uscita per due tubi

$$R_L = 4\frac{E_{bb} - e_{p\,min}}{i_{p\,max}} =$$

= impedenza di carico da anodo ad anodo per due tubi

$$N_p = 78{,}5\left(1 - \frac{e_{p\,min}}{E_{bb}}\right) =$$

= rendimento anodico a pieno segnale.

Tutte le equazioni di cui sopra sono valide per segnali di entrata aventi forma sinoidale e per i tubi rispetto ai quali sono stati eseguiti i calcoli e le determinazioni. Però se nell'amplificatore ad audiofrequqenza si fa uso di un dispositivo per il taglio dei picchi di modulazione, oppure se si desidera calcolare le condizioni di lavoro in modo che il rapporto fra potenza sul picco e potenza media nella forma d'onda della voce sia circa 4 a 1, (contrariamente cioè a come avviene in un'onda sinoidale dove tale rapporto vale 2 a 1), non avrà più alcun valore il dato relativo alla potenza di uscita media del modulatore bensì interesserà la sua attitudine ad erogare potenza di uscita sul picco del segnale. In altri termini ciò che interessa quando all'entrata si abbia un segnale non sinoidale, come ad esempio quello corrispondente ad una voce non concitata o ad una voce alla quale sia stato apportato il taglio dei picchi di segnale, è la potenza di uscita in corrispondenza appunto ai picchi di segnale.

Quando si sia nelle condizioni suddette, saranno valide queste altre regole:

1) é necessario che la potenza di uscita corrispondente al picco del segnale sia uguale alla potenza assorbita per l'alimentazione anodica di uno stadio in Classe C, se si vuole che questo stadio possa venire modulato al 100 per cento.

2) la potenza media di uscita del modulatore deve essere uguale al fattore di forma del segnale di modulazione moltiplicando per la potenza di alimentazione anodica assorbita dallo stadio in Classe C. Il fattore di forma di una onda corrispondente ad una voce e sulla quale non sia stato effettuato alcun taglio, è frequentemente di circa 0,25. Il fattore di forma di un'onda sinoidale è 0.5. Il fattore di una onda corrispondente ad una voce quando sia stato effettuato il taglio dei picchi è frequentemente compreso fra 0,25 e 0,9 a seconda della entità del taglio effettuato. Con un taglio di 15 o 20 db il fattore di forma può anche essere più alto del valore 0,9 suddetto. Ciò significa che la potenza di uscita ad audiofrequenza del modulatore dovrà essere il 90 per cento della potenza di alimentazioni anodica assorbita dallo stadio a radiofrequenza in Classe C, se si vuole modulare al 100 per cento. Pertanto se uno stadio in

Classe C assorbe una potenza di alimentazione anodica di 1000 W, si deve disporre di una potenza ad audiofrequenza di 900 W da inserire nel circuito anodico di alimentazione dello stadio in Classe C se si vuol effettuare la modulazione al 100 per cento mentre, se alla audiofrequenza non fossero stato apportati tagli dei picchi, sarebbero sufficienti 250 W per effettuare una modulazione al 100 per cento.

Esempio di calcolo per tubi tipo 811 A

Nella figura 14 è riportato un gruppo di caratteristiche anodiche per un tubo tipo 811 A, con la linea di carico per funzionamento in Classe B. La figura 15 contiene un esempio di calcolo per determinare le migliori condizioni di funzionamento da imporre quando si voglia ottenere una potenza di uscita di 185 W con due tubi alimentati a 1.000 V. di tensione anodica.

Inoltre nella stessa figura 15 è riportato il sistema da seguire nella determinazione del giusto rapporto da dare al trasformatore di modulazione per il caso in cui la coppia di tubi 811 o 811 A debba modulare un amplificatore finale a radiofrequenza che, con 2.000 V di tensione di alimentazione anodica, assorba una corrente di 175 mA.

Calcolo del trasformatore di modulazione

Il sistema riportato in figura 15 può essere esteso, in generale, alla determinazione del giusto rapporto di trasformazione da adottare nell'accoppiamento di un modulatore ad un amplificatore a radiofrequenza da modulare. In questo caso si procede al seguente modo:

1) si determina il giusto valore di impedenza fra anodo e anodo dei tubi del modulatore, sia usando il metodo di calcolo riportato nella figura 15, sia rilevandola dalla tabella III, sia infine rilevandolo dai dati tecnici di impiego per quel tipo di tubi usati, pubblicati dai costruttori dei tubi;

2) si determina l'impedenza di carico costituita dallo stadio amplificatore a radiofrequenza in Classe C che deve essere modulato, dividendo la tensione anodica dello stadio per il valore della corrente anodica di lavoro, espressa in Ampére;

3) si divide la impedenza di carico costituita dall'amplificatore in Classe C

ESEMPIO DI CALCOLO

CONDIZIONE: 2 tubi tipo 811, Ebb = 1000 V
Potenza alimentazione anodica stadio finale, 350 W
Potenza di uscita di picco necessaria = = 350 + 6% = 370 W
Amplificatore finale Ebb = 2000 V
Amplificatore finale Ib = 0,175 A

$$\text{Amplific. finale } Z_L = \frac{2000}{0{,}175} = 11{,}400\ \Omega$$

ESEMPIO: scegliere il punto sulla caratteristica del tubo 811 immediatamente a destra di Ebb = Ecc

Ip max = 0,410 A
Ig max = 0,100A
Ep min = +100
Eg max = +80

PICCO $P_O = 0{,}410 \times (1000 - 100) = 0{,}410 \times 900 = 369$ W

$$R_L = 4 \times \frac{900}{0{,}410} = 8800\ \Omega$$

$$N_p = 78{,}5\left(1 - \frac{100}{1000}\right) = 78{,}5\,(0{,}9) = 70{,}5\%$$

$$W_O\ (\text{medio con seg sinoid.}) = \frac{P_O\ (\text{picco})}{2} = 184{,}5\ \text{W}$$

$$W_{in} = \frac{184{,}5}{70{,}5} = 260\ \text{W}$$

Ib (massimo con seg. sinoid.) = 260 mA
Wg (picco) = 0,100 × 80 = 8 W

$$\text{potenza eccitazione} = \frac{W_g\ (\text{picco})}{2} = 4\ \text{W}$$

TRASFORMATORE

$$\frac{Z_s}{Z_p} = \frac{11.400}{8.800} = 1{,}29$$

$$\text{rapporto spire} = \sqrt{\frac{Z_s}{Z_p}} = \sqrt{1{,}29} = 1{,}14 \text{ in salita}$$

Figura 15.

e determinata come in 2) per la impedenza di carico da anodo ad anodo da porre sui tubi dello stadio modulatore, e determinata come in 1). Il rapporto così ottenuto costituisce il rapporto di impedenza fra secondario e primario;

4) si estrae la radice quadrata di questo rapporto ottenendo in tal modo il rapporto fra le spire del secondario rispetto a quelle del primario del trasformatore di modulazione. Se il rapporto di spire risulta maggiore di uno, vuol dire che occorrerà usare un trasformatore in salita, se invece tale rapporto risulta minore di uno, sarà necessario usare un trasformatore in discesa.

Se per il calcolo delle condizioni di lavoro dei tubi del modulatore si è fatto uso del sistema riportato in figura 15, allora il calcolo del rapporto da dare al trasformatore di modulazione potrà venire eseguito alla maniera seguente: si divide la tensione di alimentazione anodica dello stadio amplificatore a radiofrequenza da modulare, per la tensione ad audiofrequenza totale esistente fra gli anodi dello stadio modulatore: 2 (E_{bb}-E_{min}). Questo rapporto sarà numericamente uguale al rapporto da dare ai numeri di spire fra il secondario e il primario. La ragione di ciò è abbastanza semplice: il rapporto fra la tensione continua di alimentazione anodica dello stadio a radiofrequenza da modulare e la totale tensione alternativa esistente al primario (valutata sul valore massimo) è uguale al rapporto fra le spire dei rispettivi avvolgimenti del trasformatore di modulazione, dovendo il valor massimo della tensione di modulazione esistente sul secondario risultare uguale alla tensione continua di alimentazione anodica dello stadio modulato, quando si vuole effettuare una modulazione al 100 per cento di profondità.

Nota sull'uso di tetrodi in un modulatore, nel cui amplificatore sia fatto uso di un dispositivo per il taglio dei picchi di segnale

Quando un amplificatore, nel quale sia compreso un dispositivo per il taglio dei picchi di modulazione, esegue il pilotaggio di uno stadio modulatore in Classe B, la corrente anodica dello stadio si manterrà, in presenza di segnale, su un valore più alto di come si avrebbe con segnale sinoidale a causa dell'aumentato valore della potenza media di uscita e della potenza di alimentazione anodica richiesta. Però la dissipazione anodica sui tubi ordinariamente sarà minore rispetto a quella che si avrebbe con segnale sinoidale. Invece, quando nel modulatore si fa uso di tetrodi, la dissipazione di griglia-schermo, con segnali tagliati, potrà risultare molto maggiore di quella che si avrebbe con segnali sinoidali. Occorrerà pertanto porre molta attenzione nell'accertarsi che la dissipazione di griglia-schermo sui tubi del modulatore non superi il valore prescritto, quando il segnale da amplificare sia stato tagliato. La dissipazione di griglia-schermo è data dal prodotto della sua tensione per la corrente che la attraversa.

5-9 Amplificatori di potenza ad uscita catodica

All'inizio di questo capitolo abbiamo brevemente citato gli amplificatori ad uscita catodica, a proposito delle « Classi e tipi di amplificatori ».

L'amplificatore ad uscita catodica è

essenzialmente uno stadio di potenza nel quale il segnale di eccitazione viene applicato fra la griglia-controllo e la massa, mentre l'anodo è mantenuto al potenziale di massa rispetto ai segnali di entrata e di uscita. Il segnale di uscita viene prelevato fra catodo e massa.

Nella figura 16 sono illustrati quattro tipi di amplificatori di potenza ad uscita catodica di impiego più frequente. La figura 17 fornisce l'impedenza di uscita (R_0) e l'amplificazione (A) ottenibile dallo stadio tanto per il caso di amplificatori ad uscita catodica impieganti triodi, quanto per quelli impieganti pentodi e tetrodi.

Dall'esame delle equazioni riportate in figura 17 si può subito vedere che la amplificazione di tensione fornita dallo stadio è sempre minore di uno e che la impedenza di uscita dello stadio è molto minore di quella relativa allo stesso tubo funzionante in un amplificatore di tipo normale, ossia con il catodo a massa rispetto ai segnali di entrata e di uscita.

L'impedenza di uscita, per tubi di tipo normale, sarà il più delle volte compresa fra 100 e 1.000 Ω, in funzione anzitutto della transconduttanza del tubo usato.

La riduzione dell'amplificazione ottenibile con uno stadio amplificatore ad uscita catodica e la sua impedenza di uscita, sono una conseguenza del fatto che un tale stadio lavora in modo da avere una reazione negativa del 100 per cento, applicata fra i suoi circuiti di uscita e di entrata.

Sebbene l'amplificazione di tensione di uno stadio ad uscita catodica sia ridotta ad un valore minore dell'unità, per effetto della controreazione, tuttavia l'amplificazione di potenza fornita dallo stadio rimane inalterata, purchè lo stadio lavori in Classe A.

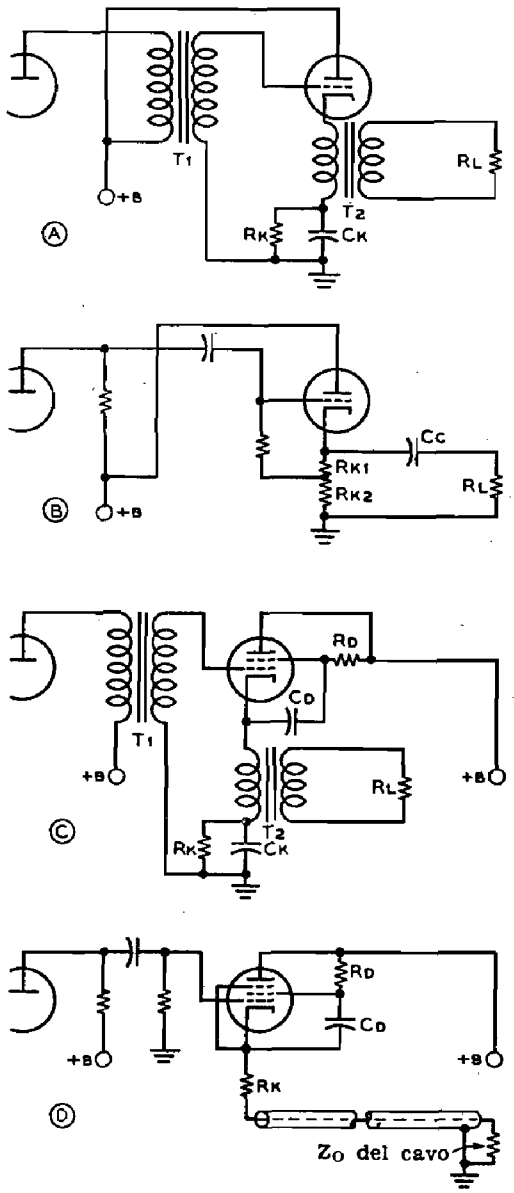


Figura 16.
Circuiti di uscita catodica per amplificatori ad audio o video-frequenza.

Gli amplificatori ad uscita catodica richiedono un segnale di eccitazione alquanto superiore a quelli di tipo normale e tale maggiore eccitazione la si ritrova sul circuito di uscita. La differenza fra la tensione alternativa esisten-

TRIODO: $\mu_{cr} = \frac{\mu}{\mu+1}$ $\quad A = \frac{\mu R_L}{R_L(\mu+1)+R_p}$

CATODO: $\frac{R_p}{\mu+1}$ $\quad R_L = \frac{(R_{K1}+R_{K2})R_L'}{R_{K1}+R_{K2}+R_L'}$

PENTODO: R_o (catodo) $\frac{1}{G_M}$ $\quad R_{eq} = \frac{R_L}{1+R_L G_M}$

$A = G_M R_{eq}$

Figura 17.
Coefficienti equivalenti per amplificatori di potenza a pentodo o tetrodo ad uscita catodica.

te sulla griglia e quella di uscita sul catodo, costituisce la tensione di eccitazione griglia-catodo, che in uno stadio ad uscita catodica è uguale a quella di uno stadio di tipo normale. Ciò avviene perchè il catodo « segue » le tensioni applicate alla griglia.

Sebbene gli amplificatori ad uscita catodica diano una amplificazione di tensione minore dell'unità, essi costituiscono un efficace sistema di amplificazione di potenza da impiegare quando si desideri alimentare un carico avente impedenza bassa oppure quando la impedenza di carico non sia costante e si voglia che un amplificatore dia una tensione di uscita sostanzialmente costante al variare dell'impedenza di carico. Quest'ultimo requisito rende gli amplificatori ad uscita catodica particolarmente indicati come stadi pilota per le griglie degli stadi modulatori in Classe B.

Il circuito della figura 16 A rappresenta un tipo di amplificatore che, tanto se realizzato ad un solo polo caldo quanto se in controfase, può essere usato come stadio pilota per un modulatore in controfase in Classe B. Lo stesso circuito può essere usato per altre applicazioni, e principalmente per alimentare un altoparlante quando si voglia che questo abbia uno smorzamento straordinariamente buono.

Se la resistenza a corrente continua del primario del trasformatore T_2 ha un valore approssimativamente uguale al valore che dovrebbe avere la resistenza di polarizzazione catodica del tubo amplificatore, potranno essere eliminati tanto R_k quanto C_k.

La figura 16 B illustra un circuito che può essere usato per alimentare direttamente una impedenza di carico di valore uguale o più alto del valore dell'impedenza catodica del tubo amplificatore. Il valore di C_c dovrà essere abbastanza elevato, più alto di quanto sarebbe necessario nel caso si trattase di un circuito di tipo normale, se si vuole conservare una buona curva di risposta in frequenza del circuito quando questo lavori con un carico ad impedenza bassa.

Nelle figure 16 (C) e 16 (D) sono riportati due circuiti di stadi ad uscita catodica nei quali si fa uso di tetrodi o di pentodi. Il circuito della figura 16 (C) è analogo a quello della figura 16 (A) e in entrambi questi due circuiti si fa uso di componenti essenzialmente uguali, quali R_k, C_k e la resistenza a corrente continua del primario del trasformatore di uscita T_2. Si osservi però come nel circuito della figura 13 (C) la griglia schermo è alla stessa tensione, per quanto concerne il segnale, del catodo, dato che fra questi due elettrodi è posto un condensatore di accoppiamento C_d. La capacità di questo condensatore dovrà essere grande affinchè la sua reattanza sia molto più bassa rispetto alla resistenza dinamica griglia-schermo-catodo che è in parallelo. La reattanza di C_d dovrà essere valutata per la frequenza più bassa sulla quale si intenda far funzionare lo stadio ad uscita catodica. Il trasformatore T_2 in questo

stadio, come pure nel circuito della figura 16 (A) dovrà avere un rapporto di spire (e quindi di impedenza) corretto, in modo che possa essere adattata l'impedenza di catodo a quella di carico, e siccome quest'ultima potrà essere più alta o più bassa della impedenza di catodo, il trasformatore di uscita dovrà rispettivamente essere in salita o in discesa.

Nella figura 16 (D) è riportato un circuito che viene usato frequentemente nei sistemi video quando, mediante un amplificatore, si alimenta un cavo coassiale di impedenza relativamente bassa. Allo scopo si dovrà scegliere un tetrodo o un pentodo la cui impedenza di catodo (come tubo ad uscita catodica), e che vale $1/G_m$, sia approssimativamente uguale all'impedenza del cavo coassiale. I tubi tipo 6AG7 e 6AC7 hanno impedenze catodiche dello stesso ordine dell'impedenza di entrata di alcuni tipi di cavi coassiali a bassa capacità.

Un circuito come quello della figura 16 (D) è altresì consigliabile per alimentare un cavo coassiale con energia ad audio o a radiofrequenza, nel caso che si debba trasferire a breve distanza il segnale di uscita.

La resistenza R_k viene aggiunta nel circuito, così come indica la figura 16 (D), tutte le volte che l'impedenza catodica del tubo usato sia più bassa della impedenza caratteristica del cavo coassiale.

Se l'impedenza di uscita dello stadio è invece più alta della impedenza del cavo, occorrerà porre in derivazione, sul terminale di entrata del cavo, una resistenza di adeguato valore. I valori dei componenti C_d ed R_d andranno scelti tenendo ben presenti le considerazioni che si sono svolte su tali componenti a proposito della figura 16 (C).

Gli amplificatori ad uscita catodica possono essere utilmente impiegati nell'eseguire l'accoppiamento a radiofrequenza o a frequenza intermedia fra due apparati, o parti di apparati, posti a notevole distanza l'uno dall'altro. In una tale applicazione verrà usato un cavo coassiale per eseguire il trasferimento dell'energia a radiofrequenza o a frequenza intermedia.

Una applicazione analoga è quella relativa all'accoppiamento fra un oscillatore a frequenza variabile di un trasmettitore e gli stadi del trasmettitore stesso, che siano posti a notevole distanza dall'oscillatore. Un'altra applicazione potrebbe essere quella nella quale si desideri inviare la tensione fornita da un oscillatore locale ad un rivelatore, nel caso di ricezione di segnali modulati a singola banda laterale; e infine quando si voglia accoppiare, al canale a frequenza intermedia di un radioricevitore professionale, un adattatore a modulazione di frequenza o un altro accessorio.

Come accoppiatore per stadi amplificatori a frequenza intermedia, è molto indicato un tubo tipo 6CB6 connesso come illustrato nella figura 16 (D) mentre si potrà fare uso di un tubo tipo 6L6 oppure 6AG7 come tubo ad uscita catodica inserito nell'uscita di un oscillatore a frequenza variabile, quando si voglia collegare questo oscillatore al trasmettitore da esso controllato mediante un cavo coassiale.

AMPLIFICATORI A RADIOFREQUENZA

Gli amplificatori di tensione a radiofrequenza accordati vengono usati nei radioricevitori per amplificare i segnali a radiofrequenza in arrivo e per l'amplificazione dei segnali a frequenza intermedia ottenuti mediante la trasformazione dei segnali a radiofrequenza in segnali a frequenza intermedia, che viene effettuata dallo stadio mescolatore del ricevitore.

Gli stadi che lavorano sulla stessa frequenza del segnale in arrivo sono denominati « amplificatori accordati a radiofrequenza » mentre gli stadi che lavorano sulla frequenza intermedia vengono denominati « amplificatori a frequenza intermedia ».

Tanto gli amplificatori - a radiofre quenza quanto quelli a frequenza intermedia impiegano tubi funzionanti in Classe A e i livelli dei segnali presenti in questi amplificatori si aggirano fra una frazione di microvolt, negli stadi amplificatori a radiofrequenza di ricevitori particolarmente sensibili, a tensioni più alte ancora di 10 o 50 V, che possono esistere sull'anodo dell'ultimo stadio a frequenza intermedia del ricevitore.

5-10 Considerazioni sul circuito di griglia

Poichè tutta la amplificazione di un ricevitore avviene dopo il circuito accordato di entrata, è estremamente importante la maniera con la quale questo circuito funziona. Il circuito accordato di entrata è, da una parte, accoppiato all'antenna ricevente mentre dall'altra parte è accoppiato alla griglia del primo stadio amplificatore a radiofrequenza e una sua corretta realizzazione contribuisce in maniera sostanziale al raggiungimento di un ottimo rapporto segnale-disturbo di tutto il ricevitore, specialmente quando i segnali in arrivo siano deboli.

Primo circuito accordato

Come si è detto, dal primo circuito accordato dipende l'ottenimento del più alto valore possibille per il rapporto segnale-disturbo, dato che da esso dipende il livello del segnale applicato alla griglia del primo tubo amplificatore a radiofrequenza. Il raggiungimento del massimo di tale rapporto costituisce un problema complesso poichè si vengono a generare disturbi tanto sull'antenna a causa della sua resistenza equivalente di radiazione (e tali disturbi vengono a sommarsi a tutti gli altri disturbi di origine atmosferica), quanto nel primo circuito accordato. I disturbi dovuti a quest'ultimo circuito sono provocati dalla sua resistenza equivalente di accoppiamento alla risonanza.

La tensione di disturbo dovuta a tali due cause, e cioè alla resistenza equivalente di radiazione dell'antenna e alla resistenza equivalente del primo circuito accordato, è analoga a quella che si genera in una resistenza a causa della agitazione termica e viene espressa mediante la seguente equazione:

$$E_n^2 = 4KTR\Delta f$$

nella quale sono:

E_n = valore efficace della tensione di disturbo su un intervallo di frequenza Δf

K = costante di Boltzman che è uguale a $1{,}374 \cdot 10^{-23}$ joule per grado assoluto
T = temperatura assoluta in gradi Kelvin
R = componente resistiva dell'impedenza sui cui estremi si sviluppa il disturbo per agitazione termica
Δf = banda di frequenza sulla quale viene misurata la tensione di disturbo.

Nell'equazione di cui sopra, Δf è sostanzialmente la banda di frequenza passante attraverso l'amplificatore a frequenza intermedia del ricevitore che si considera.

L'equazione su riportata può essere notevolmente semplificata per le condizioni che si ritrovano normalmente nel campo delle radiocomunicazioni professionali. Se si suppongono le seguenti condizioni:

$$T = 300°K = 27°C$$

per la temperatura ambiente e

$$\Delta f = 8000 H_z$$

come banda passante del radioricevitore e dell'annesso amplificatore ad audiofrequenza, l'equazione riportata sopra si riduce a

$$E_{eff} = 0{,}0115\sqrt{R} \text{ in } \mu V.$$

Analogamente, la tensione di agitazione termica al centro dell'antenna a mezza onda, ritenendo di 300° K ossia 27°C la temperatura effettiva sull'antenna, viene ad essere di 0,096 μ V per una antenna avente una resistenza di radiazione di 73 Ω.

Inoltre la tensione di agitazione termica che si determina sulla resistenza di griglia da 500.000 Ω posta sul primo stadio di un amplificatore ad audiofrequenza, vale approssimativamente 8 μ V, per le condizioni suddette (temperatura 27°C e banda passante di 8000 H_z).

Si tenga infine presente che la tensione dovuta alla agitazione termica viene applicata alla griglia del primo stadio amplificatore e radiofrequenza del ricevitore. La resistenza di risonanza del primo stadio amplificatore può valutarsi a 50.000 Ω e quindi il valore efficace della tensione di disturbo diviene di 2,5 μ V sulla griglia del primo stadio amplificatore a radiofrequenza. Però occorre dire che il valore della tensione di agitazione termica esistente ai capi del primo circuito accordato quando l'antenna è correttamente accoppiata a questo circuito, è molto minore di tale valore.

E' di uso comune adattare l'impedenza della linea di trasmissione di antenna alla impedenza di entrare della griglia del primo stadio amplificatore a radiofrequenza di un ricevitore. L'accoppiamento di antenna così effettuato è quello a cui corrisponde la massima sensibilità del ricevitore. Però quando vengono usati tubi per frequenze ultraelevate, cioè del tipo a ghianda o miniatura, e quando le frequenze sulle quali questi tubi vengono fatti lavorare sono sensibilmente inferiori alle frequenze limiti di tali tubi, si otterrà un notevole miglioramento del rapporto segnale-disturbo aumentando l'accoppiamento fra l'antenna e il primo circuito accordato, portandolo cioè ad un valore più grande di quello a cui corrisponde la massima ampiezza del segnale ricevuto dal ricevitore. In altri termini, nelle bande con lunghezze d'onda da 10,6 a 2 metri, è possibile raggiungere un certo miglioramento del rapporto segnale-disturbo aumentando l'accoppiamento di

antenna fino al punto in cui incominci a diminuire la sensibilità del ricevitore.

Inoltre è sempre possibile migliorare il rapporto segnale/disturbo in un ricevitore per frequenze ultra-elevate ricorrendo all'uso dei tubi che, alle frequenze considerate, abbiano una impedenza caratteristica di entrata migliore rispetto ad altri tubi di tipo normale.

Fattore di disturbo La condizione che limita la sensibilità di un qualsiasi radioricevitore è costituita dal disturbo di agitazione termica che si genera nell'antenna e nel primo circuito accordato. Eseguendo un accoppiamento del primo tubo amplificatore a radiofrequenza, ossia una corretta realizzazione del primo circuito accordato, il contributo di questo al disturbo generale del ricevitore potrà essere adeguatamente ridotto. Sfortunatamente però il maggiore disturbo viene generato dal primo tubo amplificatore e tale disturbo persiste anche quando un ricevitore sia stato correttamente progettato, ossia anche quando il disturbo apportato dal primo circuito accordato sia stato ridotto al minimo possibile.

Il disturbo generato dal primo tubo amplificatore è causato dalla irregolarità del flusso elettronico e dalle varie perdite nel tubo stesso. Questo disturbo potrà essere ragguagliato a quello di una resistenza equivalente che, posta nel circuito di griglia di un tubo perfetto (tale cioè da avere la stessa amplificazione ma da non generare alcun disturbo), dia luogo all'uscita del radioricevitore ad una tensione di disturbo uguale a quella che si ha con il tubo effettivamente impiegato.

La resistenza equivalente di disturbo di tubi quali i tipi 6SK7, 6SG7 etc. si aggira da 5000 a 10.000 Ω. I tubi aventi una G_m altissima, come i tipi 6AC7 e 6AK5 hanno una resistenza equivalente di disturbo compresa fra 700 Ω e 1500 Ω. Tanto più bassa è la resistenza equivalente di disturbo, tanto più basso sarà il livello del segnale di disturbo, per ogni dato gruppo di condizioni di lavoro dei tubi.

La resistenza equivalente di disturbo di un tubo non dovrà essere confusa con l'effettiva resistenza di carico di entrata dello stesso tubo. Per avere in un amplificatore i più alti valori di rapporto segnale/disturbo, la resistenza di carico di entrata dovrà essere la più alta possibile, in modo che risulti più elevata possibile la tensione a radiofrequenza esistente fra griglia e massa del primo tubo amplificatore, determinata dell'energia del segnale captato dall'antenna. Invece la resistenza equivalente di disturbo dovrà essere la più bassa possibile in modo che risulti minimo il disturbo generato da questa resistenza e comunque in modo che esso risulti più basso di quello generato dalla antenna e dal primo circuito accordato. Sarà comunque necessario che le perdite del primo circuito accordato siano le più ridotte possibili.

Negli ultimi anni, sia da parte degli Enti governativi, sia da parte degli utenti di apparati radioprofessionali, è stata introdotta una definizione della sensibilità assoluta di un radioricevitore mediante una unità arbitraria, priva di significato dimensionale, nota col nome di « fattore di disturbo » od « N ».

Per fattore di disturbo si intende il rapporto fra il disturbo esistente all'uscita di un ricevitore perfetto, che abbia

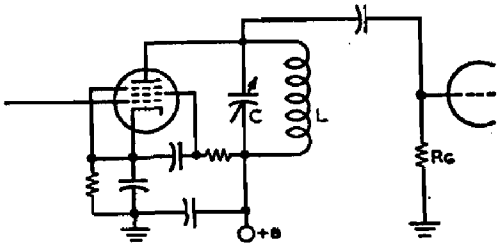
una determinata amplificazione e che venga inserito ad un generatore mediante una antenna fittizia per adattamento di impedenza, e il disturbo esistente all'uscita del ricevitore in esame. Naturalmente quest'ultimo ricevitore dovrà avere la stessa amplificazione di quello e, alla sua entrata, dovrà essere posta l'antenna fittizia di adattamento alla impedenza di uscita dal generatore.

Poichè un ricevitore « perfetto » non è fisicamente realizzabile, il fattore di disturbo del ricevitore in esame potrà essere determinato con il calcolo partendo dal valore di disturbo (fornito da un generatore di disturbi tarato) che è necessario introdurre nel ricevitore per portare la potenza di uscita di disturbo del ricevitore ad un determinato valore.

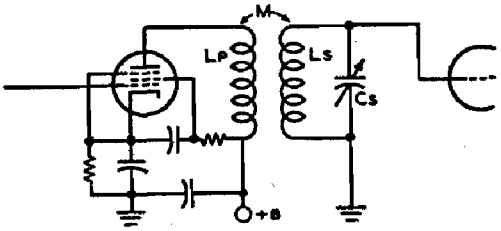
Carico costituito dall'entrata del tubo Come è stato detto nel precedente paragrafo, si può ottenere la maggiore amplificazione possibile in un ricevitore solo se si adatta correttamente l'impedenza di antenna, mediante un trasformatore di accoppiamento a radiofrequenza, alla resistenza di entrata del tubo amplificatore a radiofrequenza.

Quanto più alto è il rapporto fra resistenza di entrata del tubo e resistenza equivalente di disturbo del tubo, tanto più alto sarà il rapporto segnale-disturbo dello stadio e evidentemente tanto migliore sarà il fattore di disturbo di tutto il radioricevntore.

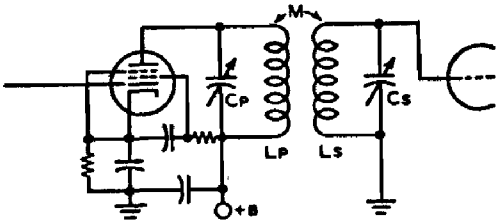
La resistenza di entrata di un tubo è altissima, alle frequenze relative alle radiodiffusioni circolari ossia alle onde medie, e diminuisce gradualmente al crescere della frequenza. La resistenza di entrata di tubi del tipo normale co-



Ⓐ Amplificazione alla risonanza (appross.) = $Gm_{(0)}LQ'$



Ⓑ Amplificazione alla risonanza (appross.) = $Gm_{\omega}LQ'$



Ⓒ Amplific. alla ris. (appross.) = $GmK \frac{\omega\sqrt{L_p L_s}}{K^2 + \frac{1}{Q_p Q_s}}$

In cui: 1. Prim. e sec. risonanti alla stessa freq.
2. K è il coefficiente di accoppiamento

Se i Q del prim. e sec. sono circa uguali:

$$\frac{\text{ampiezza di banda}}{\text{frequenza centrale}} = 1{,}2\ K$$

La massima ampiezza si ha all'accoppiamento critico, quando $K = \frac{1}{\sqrt{Q_p Q_s}}$

Figura 18.
Equazioni dell'amplificazione per stadi amplificatori a radiofrequenza a pentodo che funzionino su un carico sintonizzato.

mincia a diventare un elemento importante alle frequenze dell'ordine di 25 MH_z. Alle frequenze superiori a circa 100 MH_z l'uso di tubi di tipo normale diviene sconsigliabile, poichè la resistenza di entrata di tali tubi risulterebbe molto minore della resistenza equivalente di disturbo, ciò che rende-

rebbe impossibile raggiungere un accettabile rapporto segnale-disturbo se non per segnali di entrata molto forti. Su tali frequenze dovranno quindi essere impiegati tubi speciali per frequenze altissime del tipo cioè 6AK5, 6AG5 e 6CB6.

La diminuzione della resistenza effettiva di entrata di un tubo elettronico alle frequenze più alte è imputabile ad un certo numero di fattori. Il primo e più evidente, è il fatto che le perdite dielettriche dei materiali isolanti interni del tubo, dello zoccolo del tubo e dello zoccolo portatubo aumentano al crescere della frequenza.

La seconda causa di diminuzione della resistenza di entrata del tubo, consiste nel tempo, non più trascurabile, necessario ad un elettrone per raggiungere l'anodo partendo dalla zona di carica spaziale, posta in vicinanza al catodo e passando attraverso la spire della griglia. L'effetto elettrostatico che la griglia esercita sul movimento degli elettroni fa sì che per una certa parte del ciclo, a queste frequenze così alte, si abbia una corrente nel circuito di griglia. Questa corrente che passa perciò attraverso il circuito di entrata che alimenta la griglia, determina il sorgere di una resistenza di griglia. La diminuzione che il tempo di transito degli elettroni determina sulla resistenza di entrata di un tubo, varia col quadrato della frequenza.

Gli effetti nocivi del tempo di transito potranno venire ridotti in alcuni casi facendo uso di tensioni anodiche più alte: il tempo di transito varia in funzione inversa con la radice quadrata della tensione anodica applicata al tubo.

Un altro fattore che provoca la diminuzione della resistenza di entrata di un tubo alle più alte frequenze, è costituito dalla induttanza del collegamento di catodo. Questa induttanza è stata ridotta, in alcuni tipi di tubo come il 6SH7 e 6AK5, fornendo il catodo di due terminali che fanno capo allo zoccolo del tubo: uno di questi due terminali farà parte del circuito di entrata del tubo mentre all'altro terminale verrà collegato il condensatore di fuga del ritorno del circuito anodico del tubo.

5-11 Considerazioni sul circuito anodico

I disturbi che si generano in un tubo elettronico sono causati dal fatto che la corrente che li attraversa non è perfettamente costante ma subisce continue variazione istantanee dovute all'irregolarità del numero di particelle (elettroni) che arrivano sull'anodo per ogni intervallo di tempo. Quest'effetto granulare costituisce l'origine del disturbo che si genera in un tubo, ma le conseguenze di esso si ripercuotono anche sul circuito di griglia del tubo nel senso che l'effetto granulare viene ad aggiungersi al disturbo determinato dalla resistenza equivalente, discusso nella precedente sezione 5-10.

La funzione del circuito di carico anodico, in un amplificatore il cui tubo abbia un carico anodico accordato, è quello di trasferire energia allo stadio che lo segue, col rendimento maggiore possibile e nella banda di frequenza richiesta. Nella figura 18 sono riportati tre metodi coi quali può venire effettuato l'accoppiamento fra due stadi amplifi-

catori di tensione a radiofrequenza contenenti circuiti accordati.

Nella figura 18 (A), il simbolo ω vale 2π volte la frequenza sulla quale risuona il circuito anodico accordato del tubo amplificatore, mentre L e Q sono rispettivamente l'induttanza della bobina L e il suo fattore di merito.

Nella figura 18 (B) i simboli hanno gli stessi significati di quelli della figura 18 (A) ed M è l'induttanza mutua fra le bobine primaria e secondaria.

Nella figura 18 (C) i simboli sono ancora gli stessi e K è il coefficiente di accoppiamento fra i due circuiti accordati. Man mano che il coefficiente di accoppiamento fra i due circuiti viene aumentato, verrà incrementata la larghezza di banda, ma la amplificazione su tutta la banda diminuisce. La curva di amplificazione su tutta la banda sarà la più piatta possibile quando i Q dei circuiti primario e secondario sono approssimativamente uguali e quando ciascuno Q risulta uguale a 1,75/K.

Tubi a μ variabile Si usa normalmente regolare l'amplificazione a radiofrequenza o a frequenza intermedia, variando le polarizzazioni medie negative delle griglie-controllo dei tubi contenuti in tali stadi. Però man mano che la polarizzazione negativa di griglia viene portata ad un valore (assoluto) più alto rispetto a quella normale di lavoro, divengono progressivamente meno lineari i tubi i quali abbiano una ripida curvatura in vicinanza della zona di interdizione. Effetto di questa non linearità sarà il sorgere di una modulazione incrociata fra le modulazioni contenute in segnali forti che raggiungano contemporaneamente la griglia di uno di questi tubi. Quando un tubo che funzioni in queste condizioni è quello impiegato in uno dei primi stadi di un radioricevitore, allora, siccome sulla griglia controllo esistono contemporaneamente vari segnali, fra questi avrà luogo la modulazione incrociata. In conseguenza di ciò verrà a prodursi un gran numero di segnali spurii sull'uscita del ricevitore e in molti casi questi segnali conterranno ciascuno la modulazione contenuta in un'altra onda portante modulata, la quale a sua volta conterrà la modulazione della prima, creando in tal modo i segnali spurii.

L'effetto deleterio della modulazione incrociata può venire in molti casi eliminato e in altri casi verrà grandemente ridotto, impiegando tubi a μ variabile in tutti gli stadi sottoposti all'azione del regolatore automatico di sensibilità oppure in quegli stadi nei quali le griglie controllo possano, con un sistema qualunque, venire portate ad una polarizzazione negativa assai spinta.

I tubi a μ variabile hanno la caratteristica che l'interdizione della corrente anodica avviene gradualmente all'aumentare della tensione negativa di griglia. In essi la riduzione della corrente anodica viene accompagnata da una diminuzione dell'effettivo coefficiente di amplificazione.

I tubi a μ variabile hanno ordinariamente una Gm più bassa in confronto ai tubi con curva ripida di interdizione di caratteristiche similari. Pertanto questi ultimi tubi verranno preferiti negli stadi a polarizzazione fissa, cioè in quelli non sottoposti all'azione del regolatore automatico di sensibilità.

AMPLIFICATORI DI POTENZA A RADIOFREQUENZA

Tutti i moderni trasmettitori funzionanti nel campo delle onde medie e corte e un numero sempre crescente di trasmettitori funzionanti nei campi delle frequente altissime e ultra-elevate, fanno uso di un generatore di oscillazioni a livello relativamente basso, la cui frequenza viene man mano moltiplicata e il cui livello viene successivamente amplificato fino a raggiungere il valore desiderato. I trasmettitori a microonde sono invece generalmente oscillatori del tipo autoeccitato, ma quando è possibile fare uso di amplificatori a radiofrequenza, i trasmettitori per frequenze super-elevate raggiungono migliori prestazioni. Il seguito di questo capitolo verrà dedicato appunto ai sistemi atti a calcolare le caratteristiche di lavoro degli amplificatori di potenza a radiofrequenza che siano in grado di funzionare nel campo di frequenze compreso approssimativamente fra 3,5 e 500 M H_z e verranno dati cenni sul modo di funzionare di tali amplificatori.

5-12 Amplificatori di potenza a radiofrequenza in classe C

La maggior parte degli amplificatori di potenza a radiofrequenza rientra nella categoria della Classe C per il motivo che tali stadi debbono essere in grado di raggiungere il rendimento anodico massimo possibile, superiore a quello di qualunque altro tipo di amplificatore finora descritto. Essendo massimo il rendimento anodico degli amplificatori in Classe C, risulta conseguentemente basso il costo dei tubi e quello dell'energia impiegata per l'alimentazione anodica e dei filamenti di un tale stadio amplificatore.

Gli amplificatori in Classe C forniscono una amplificazione di potenza, minore rispetto ad analoghi amplificatori in Classe A o in Classe B, intendendo come amplificazione di potenza il rapporto fra la potenza resa in uscita e la potenza inviata in entrata sotto forma di eccitazione. Negli amplificatori di potenza in Classe C, infatti, la griglia dello stadio deve divenire fortemente positiva su una frazione del ciclo della tensione di eccitazione. In corrispondenza ai valori istantanei positivi della tensione di griglia, la tensione istantanea anodica risulterà molto bassa, mentre la corrente anodica assumerà valori istantanei notevoli. Per tutta la rimanente parte del ciclo del segnale di eccitazione, la griglia risulterà fortemente negativa e nell'anodo non circolerà alcuna corrente anodica. La ragione fondamentale dell'alto rendimento del circuito anodico, che è una caratteristica degli amplificatori in Classe C, consiste appunto nel fatto che la corrente anodica rimane all'interdizione per la maggior parte del periodo, fino a che cioè non incominci a diminuire la tensione istantanea anodo-catodo esistente sul tubo. Gli amplificatori a radiofrequenza in Classe C debbono necessariamente funzionare con carico anodico accordato e conseguentemente essi vengono usati per amplificare una sola frequenza oppure una banda di frequenze relativamente stretta.

La figura 19 riporta le relazioni esistenti fra le varie tensioni e correnti di uno stadio amplificatore in Classe C, relative ad un ciclo della tensione di ecci-

tazione di griglia. Le annotazioni riportate in figura 19 e nella trattazione che svolgeremo in seguito sono le stesse di quelle riportate all'inizio di questo capitolo, sotto la voce « simboli per i parametri dei tubi elettronici ».

I vari costruttori di tubi elettronici pubblicano, in appositi listini e bollettini, e con sufficiente dettaglio, i dati relativi alle condizioni di lavoro per i tubi da essi prodotti e che debbano funzionare in Classe C. Inoltre possono essere richiesti ai costruttori dei tubi i fogli staccati contenenti le condizioni di lavoro per i tubi, qualora il lettore fosse sprovvisto dei bollettini completi pubblicati dal costruttore di tubi.

Tuttavia, in qualche caso, può essere utile determinare le condizioni di lavoro ottime per un tubo, particolarmente nel caso in cui questo venisse impiegato in condizioni speciali, non riportate quindi dai dati caratteristici di impiego pubblicati.

Allo scopo di fornire una guida per tali casi, i paragrafi che seguono verranno dedicati ad un metodo completo per il calcolo delle condizioni di lavoro di un amplificatore in Classe C. Questo metodo è relativamente semplice e fornisce risultati sufficientemente accurati per tutte le applicazioni pratiche.

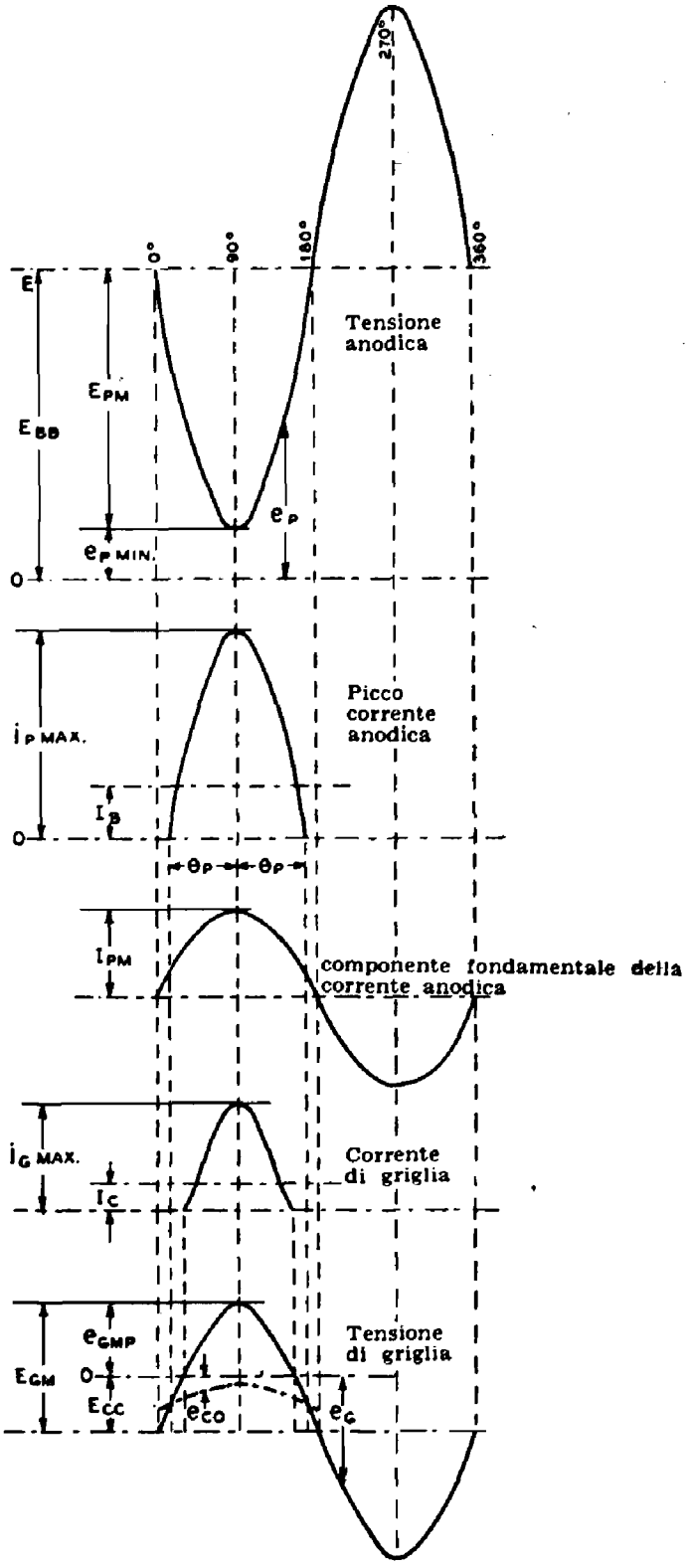


Figura 19.
Tensioni e correnti istantanee negli elettrodi e nel circuito volano negli amplificatori di potenza a radiofrequenza in Classe C.

Calcolo delle caratteristiche di funzionamento degli amplificatori in classe C

Sebbene le condizioni di funzionamento di uno stadio in Classe C possono essere determinate mediante le classiche curve (caratteristiche di

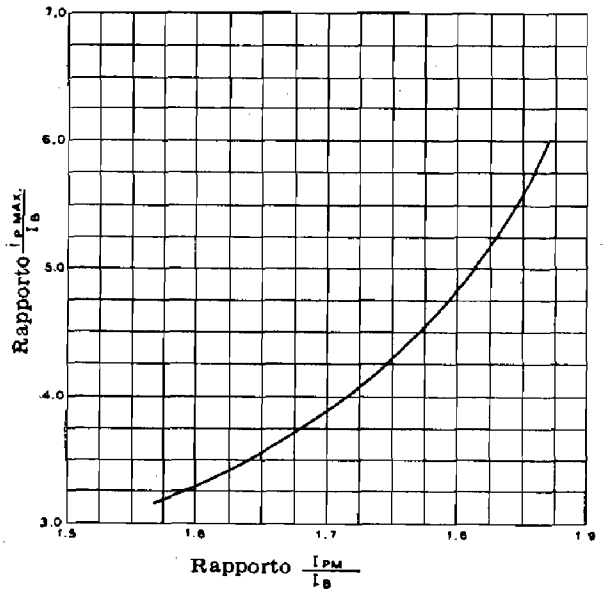


Figura 20.
Relazione fra il valore di picco della componente fondamentale della corrente anodica del tubo e la sua corrente anodica media.

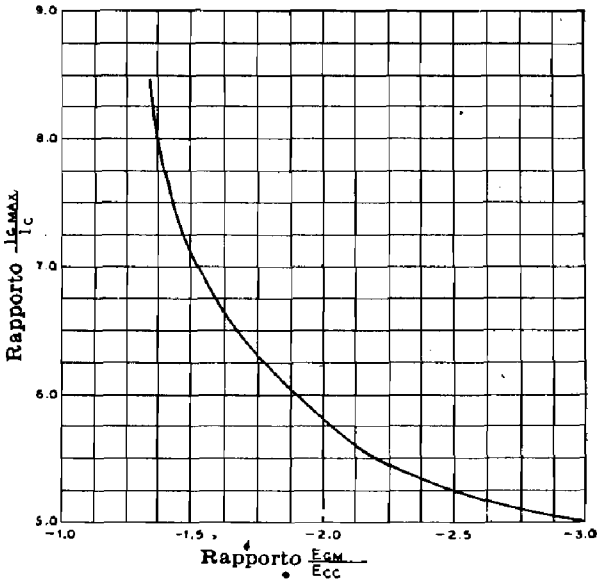


Figura 21.
Relazione fra il valore di picco della componente fondamentale della tensione di eccitazione di griglia e la tensione media di polarizzazione negativa di griglia, confrontata con il rapporto fra il picco di corrente istantanea di griglia e la corrente media di griglia.

lavoro) tensione di griglia-corrente anodica, tuttavia il calcolo risulterà considerevolmente semplificato se si fa uso delle curve a corrente costante relative al tubo che si vuol impiegare. Ciò è una conseguenza del fatto che, nella famiglia di curve a corrente costante, la linea di lavoro di un amplificatore in Classe C risulta una linea retta.

Nella figura 22 è riportata una famiglia di curve a corrente costante per il tubo 250 TH, sulla quale è stato tracciato un esempio di linea di carico.

Nel prevedere e nel calcolare le condizioni di funzionamento di un tubo elettronico impiegato in uno stadio amplificatore a radiofrequenza in Classe C i dati dai quali si parte sono: rendimento anodico che si desidera ottenere; potenza di uscita che lo stadio deve poter fornire; massime dissipazioni anodica e di griglia ammissibili per quel tubo; massima tensione anodica che può venire applicata al tubo e massima corrente anodica ammissibile per il tubo. I valori che possono essere prescelti per tali elementi dipendono dalla particolare esigenza cui lo stadio deve rispondere e dal tipo di tubo prescelto.

Le correnti anodica e di griglia schermo di un tubo amplificatore in Classe C sono costituite da impulsi periodici, la cui durata è sempre minore di un semiperiodo del segnale di eccitazione applicato. Per questo motivo non potranno essere calcolate direttamente le caratteristiche di funzionamento del tubo, ossia la corrente di griglia media, la corrente anodica media, la potenza di uscita, la potenza di eccitazione, etc. Queste caratteristiche potrebbero venir determinate a mezzo della analisi di Fourier in base

a punti prescelti ad adeguati intervalli sulla linea di funzionamento, tracciata sulle caratteristiche a corrente costante. Questa determinazione mediante l'analisi di Fourier potrebbe essere effettuata tanto analiticamente quanto graficamente. Senonchè, pur avendo l'analisi di Fourier il pregio dell'esattezza, essa ha l'inconveniente di riuscire complicata e di richiedere molto tempo.

Il sistema di analisi approssimativa che esporremo qui di seguito ha dato sempre, nelle sue applicazioni, risultati sufficientemente precisi. Questo tipo di analisi ha il pregio di fornire i dati desiderati già al primo tentativo. I dati più importanti, quali potenza di uscita, rendimento anodico e tensione anodica vengono fissati a volontà in partenza: il sistema fornisce direttamente tutti gli altri dati che si desiderano, senza passare per determinazioni successive.

Metodo di calcolo Il primo passo nella applicazione del presente metodo di calcolo consiste nella determinazione della potenza che l'amplificatore a radiofrequenza in Classe C deve essere in grado di sviluppare. Nell'eseguire questa determinazione occorre ricordare che ordinariamente dal 5 al 10 per cento della potenza sviluppata dal tubo o dai tubi amplificatori viene dispersa nel circuito volano e nei circuiti di accoppiamento, anche nel caso in cui questi siano stati correttamente realizzati e anche quando la frequenza di lavoro sia inferiore a $20MH_z$. Al di sopra della frequenza di $20MH_z$ le perdite sul circuito volano e sugli altri circuiti risultano quasi sempre superiori al 10 per cento.

La potenza di alimentazione anodica necessaria per produrre la desiderata potenza di uscita dallo stadio è dipendente dal rendimento anodico:

$$P_{in} = P_{usc}/N_p .$$

Nella maggior parte delle applicazioni pratiche è conveniente lavorare nelle condizioni di massimo rendimento possibile. Quando si lavora con alti rendimenti, è normalmente possibile impiegare tubi meno costosi e alimentatori anodici più economici. Inoltre il raffreddamento artificiale, eventualmente necessario per il tubo, potrà essere dimensionato in maniera più agevole da realizzare rispetto a quello necessario quando i tubi lavorino a basso rendimento anodico.

D'altro canto, il funzionamento ad alto rendimento richiede normalmente una potenza di eccitazione maggiore e comporta l'uso di tensioni di alimentazione anodica più alta e di tensioni di picco sul tubo anch'esse più alte.

I migliori tipi di triodo funzionano ordinariamente ad un rendimento anodico compreso fra il 75 e l'85 per cento ai più alti valori di tensione di alimentazione anodica ammissibili, mentre il rendimento anodico si riduce al 65 o 75 per cento quando la tensione anodica applicata al tubo non sia quella massima che possa essere applicata.

Il primo elemento da tener presente nello scegliere un tubo o i tubi necessari per una realizzazione particolare consiste nel valore di dissipazione anodica che sarà necessario venga tollerata dallo stadio. La dissipazione anodica totale che, in base ai dati forniti dal costruttore, può venire tollerata da un tubo o dai tubi che si vogliono usare nello stadio, dovrà essere uguale o maggiore a quella risultante dalla espressione:

$$P_p = P_{in} - P_{usc}\,.$$

Dopo aver prescelto il tubo o i tubi che consentano di ottenere la desiderata potenza di uscita e che possano tollerare la dissipazione anodica necessaria, sarà indispensabile determinare, in base alle sue caratteristiche, se il tubo prescelto è in grado di funzionare alla maniera voluta e, in caso affermativo, si determineranno la potenza di eccitazione necessaria, la polarizzazione negativa da dare alla griglia-controllo e la dissipazione di griglia.

Nelle varie fasi della procedura che segue vengono appunto determinate le condizioni di lavoro per un amplificatore in Classe C.

1) Si fissi la tensione anodica, la potenza di uscita e il rendimento.

2) Si determini la potenza di alimentazione anodica del tubo in base alla relazione

$$P_{in} = P_{usc}/N_p\,.$$

3) Si determini la dissipazione anodica del tubo in base alla relazione

$$P_p = P_{in} - P_{usc}\,.$$

La dissipazione anodica P_p non deve superare il valore ammissibile per il tubo o i tubi prescelti.

4) Si determini la corrente anodica media in base alla relazione

$$I_b = P_{in}/E_{bb}\,.$$

5) Si determini approssimativamente il valore di $i_{p\,max}$ in base alle relazioni

$$i_{p\,max} = 4{,}9\ I_b \quad \text{per} \quad N_p = 0{,}85$$
$$i_{p\,max} = 5{,}5\ I_b \quad \text{per} \quad N_p = 0{,}80$$
$$i_{p\,max} = 4{,}0\ I_b \quad \text{per} \quad N_p = 0{,}75$$
$$i_{p\,max} = 3{,}5\ I_b \quad \text{per} \quad N_p = 0{,}70$$

6) Si individui il punto, sulla caratteristica a corrente costante, nel quale la linea di corrente anodica costante, corrispondente alla $i_{p\,max}$ determinata in base a quanto detto in 5), incontra la linea lungo la quale le tensioni anodica e di griglia sono uguali (linea corrispondente al tubo collegato a diodo).

Si legga $e_{p\,min}$ corrispondente a questo punto. In qualche caso la linea della corrente anodica costante si flette bruscamente verso l'alto prima di raggiungere la linea di caratteristica a diodo. In tal caso $e_{p\,min}$ non andrà letto su tale linea di caratteristica a diodo bensì nel punto in cui la linea di corrente anodica interseca la linea che tracciata dall'origine, si congiunge con questi punti di curvatura brusca.

7) Si calcoli E_{pm} in base alla relazione

$$E_{pm} = E_{bb} - e_{p\,min}$$

8) Si calcoli il rapporto $\frac{I_{pm}}{I_b}$ in base alla equazione

$$\frac{I_{pm}}{I_b} = \frac{2N_pE_{bb}}{E_{pm}}$$

9) Dal rapporto così calcolato per $\frac{I_{pm}}{I_b}$ si determini il rapporto $\frac{i_{p\,max}}{I_b}$ in base al grafico della fig. 20.

10) Ora si calcoli il nuovo valore di $i_{p\,max}$ partendo dal rapporto trovato con quanto detto in 9)

$$i_{p\,max} = (\text{rapporto dato da 9})\ I_b$$

11) Si legga e_{gmp} e $i_{g\,max}$ dalle caratteristiche a corrente costante per i valori di $e_{p\,min}$ ed $i_{p\,max}$ determinati come detto in 6) e 10).

12) Si calcoli il coseno di metà dell'angolo di circolazione della corrente anodica in base alla relazione

$$\cos\theta_p = 2{,}32\left(\frac{I_{pm}}{I_b} - 1.57\right)$$

13) Si calcoli la tensione negativa di polarizzazione di griglia in base alla espressione

$$E_{cc} = \frac{1}{1 - \cos\theta_p} \times \cos\theta_p \left(\frac{E_{pm}}{\mu} - e_{gmp}\right) - \frac{E_{bb}}{\mu}$$

14) Si calcoli il valore del picco fondamentale della tensione di eccitazione di griglia in base alla relazione

$$E_{gm} = e_{gmp} - E_{cc}$$

15) Si calcoli il rapporto $\frac{E_{gm}}{E_{cc}}$ per i valori di E_{cc} e E_{gm} trovati con le relazioni contenute in 13) e 14)

16) Si legga $\frac{i_{g\,max}}{I_c}$ in base al grafico contenuto nella figura 21 per un rapporto $\frac{E_{gm}}{E_{cc}}$ corrispondente a quello trovato in 15)

17) Si calcoli la corrente di griglia media come rapporto determinato in base a quanto detto in 16) e in base al valore di $i_{g\,max}$ trovato secondo 11)

$$I_c = \frac{i_{g\,max}}{\text{rapporto determinato come in 16)}}$$

18) Si calcoli la potenza approssimata di eccitazione di griglia in base alla relazione

$$P_d = 0{,}9 E_{gm} I_c$$

19) Si calcoli la dissipazione di griglia in base all'equazione

$$P_g = P_d + E_{cc} I_c$$

Questa potenza di eccitazione di griglia non dovrà superare il valore ammissibile per il tubo prescelto.

Esempio di calcolo Qui di seguito viene riportato un esempio tipico di calcolo secondo il procedimento sopra esposto. Ci si riferirà, nei calcoli, alle curve riportate nelle figure 20, 21 e 22.

1) Potenza di uscita desiderata: 800W
Tensione anodica stabilita: 3500V
Rendimento anodico desiderato: 80 per cento

$$(N_p = 0{,}80)$$

2) Potenza di alimentazione anodica

$$P_{in} = \frac{800}{0{,}80} = 1000\text{W}$$

3) Dissipazione anodica

$$P_p = 1000 - 800 = 200\text{W}$$

(Si potrà usare il tubo 250TH che ha una dissipazione anodica (P_p) di 250W e un coefficiente di amplificazione (μ) di 37).

4) Corrente anodica media

$$I_b = \frac{1000}{3500} = 0{,}285\text{A} \; (= 285\text{mA})$$

Il tubo 250TH ammette una I_b di 350mA

5) Massima corrente istantanea anodica (valore approssimato)

$$i_{p\,max} = 0{,}285 \times 4{,}5 = 1{,}28\text{A}$$

6) Minima tensione istantanea anodica

$$e_{p\,min} = 260\text{V}$$

(vedasi figura 22, per $I_b = 285$mA)

7) Picco della tensione alternativa anodica

$$E_{pm} = 3500 - 260 = 3240\text{V}$$

8) Rapporto fra picco della corrente anodica fondamentale e corrente anodica media

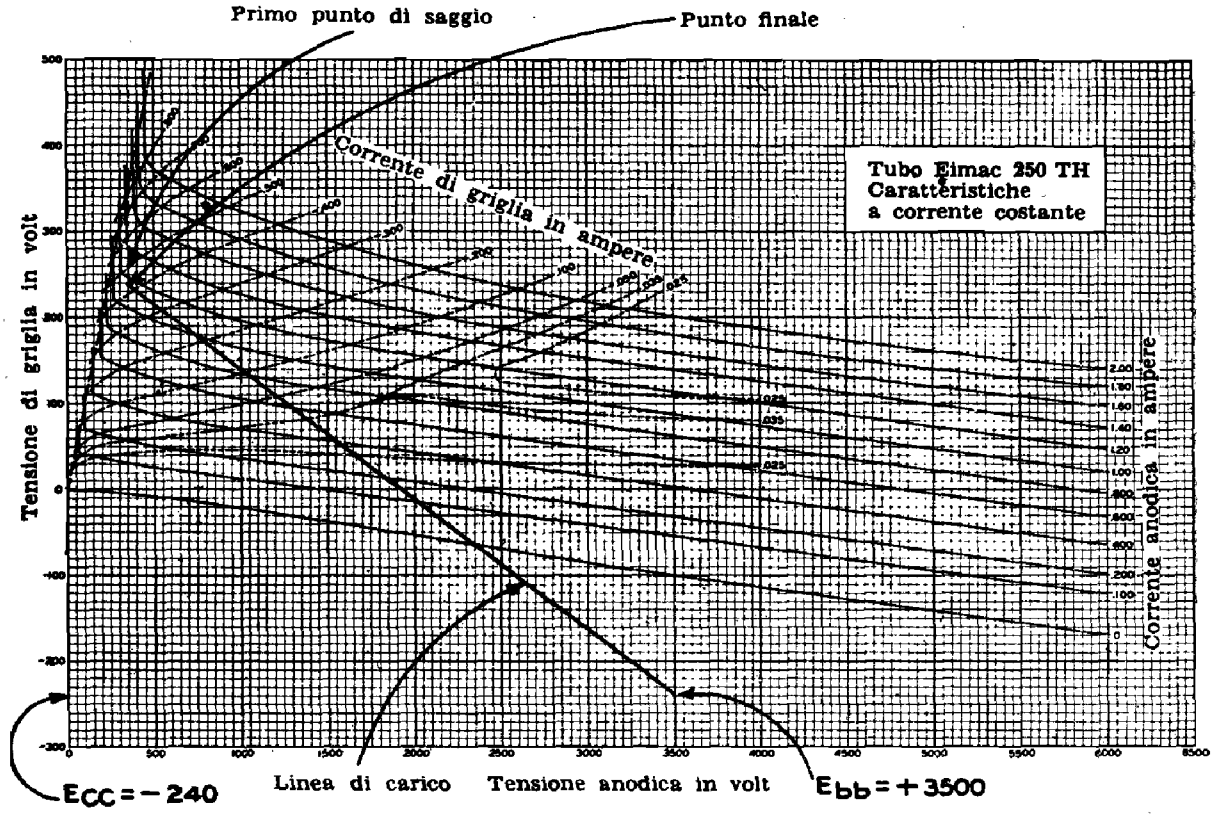


Figura 22.
Parte attiva della linea di carico per il funzionamento di un triodo tipo Eimac 250TH come amplificatore di potenza a radiofrequenza in Classe C. E' indicato il primo punto di saggio e il punto finale di lavoro.

$$\frac{I_{pm}}{I_b} = \frac{2 \times 0{,}80 \times 3500}{3240} = \frac{5600}{3240} = 1{,}73$$

9) Rapporto fra massima corrente istantanea anodica e corrente anodica media

$$\frac{i_{p\,max}}{I_b} = 4{,}1$$

(vedasi figura 20).

10) Massima corrente istantanea anodica

$$i_{p\,max} = 0{,}285 \times 4{,}1 = 1{,}17\text{A}$$

11) Massima tensione positiva istantanea di griglia

$$e_{gmp} = 240\text{V}$$

Massima corrente istantanea di griglia

$$i_{g\,max} = 0{,}430\text{A}$$

(Entrambe vengono determinate in base alle caratteristiche a corrente costante, riportate in figura 22, per la curva relativa a 1,17A).

12) Metà dell'angolo di circolazione di corrente anodica

$$\cos\theta_p = 2{,}32\,(1{,}73 - 1{,}57) = 0{,}37$$
$$\theta_p = 68°\ 3'$$

13) Tensione di polarizzazione negativa di griglia (tensione negativa continua di alimentazione di griglia)

$$E_{cc} = \frac{1}{1 - 0{,}37} \times$$

$$[0{,}37\left(\frac{3240}{37} - 240\right) - \frac{3500}{37}] = -240V$$

14) Picco della tensione di eccitazione di griglia

$$E_{gm} = 240 - (-240) = 480V$$

15) Rapporto fra picco della tensione di eccitazione di griglia e tensione continua di alimentazione di griglia

$$\frac{E_{gm}}{E_{cc}} = \frac{480}{-240} = -2$$

16) Rapporto fra massima corrente istantanea di griglia e corrente media di griglia

$$\frac{i_{g\,max}}{I_c} = 5{,}75$$

determinato in base alla figura 21.

17) Corrente media di griglia

$$I_c = \frac{0{,}430}{5{,}75} = 0{,}075A$$

(ossia corrente di griglia 75mA)

18) Potenza di pilotaggio di griglia

$$P_d = 0{,}9 \times 480 \times 0{,}075 = 32{,}5W$$

19) Dissipazione di griglia

$$P_g = 32{,}5 - (-240 \times 0{,}75) = 14{,}5W$$

(Dissipazione di griglia massima ammissibile per il tubo 250TH:40W).

La potenza di uscita di qualunque tipo di amplificatore a radiofrequenza è uguale a

$$P_o = \frac{I_{pm}E_{pm}}{2}$$

Il valore di I_{pm} può evidentemente essere ricavato in base a quanto ottenuto in 8), moltiplicando il rapporto ricavato in 8) per I_b.

Frequentemente potrà essere utile conoscere il valore dell'impedenza di carico da porre su un amplificatore in Classe C che lavori in un determinato gruppo di condizioni. Questa impedenza di carico è semplicemente data da

$$R_L = \frac{E_{pm}}{I_{pm}}$$

Nel caso delle condizioni di lavoro determinate poco sopra per uno stadio amplificatore in Classe C con un tubo 250TH il valore di impedenza di carico risulta

$$R_L = \frac{E_{pm}}{I_{pm}} = \frac{3240}{0{,}495} = 6600\Omega$$

Q del circuito volano dell'amplificatore Se si dà un valore giusto al Q del circuito accordato anodico di un amplificatore, si otterrà un buon accordo del circuito stesso e un bassa radiazione di segnali su frequenza armonica.

Nel capitolo 7°, a proposito della generazione di energia a radiofrequenza, saranno riportati i dati che forniscono il valore del Q da dare al circuito accordato anodico.

Perchè un circuito volano possa avere un dato valore di Q occorre che l'induttanza di detto circuito risulti

$$\omega L = \frac{R_L}{Q}$$

nella quale sono

ω = 2 π volte la frequenza di lavoro
L = induttanza del circuito volano
R_L = impedenza di carico necessaria per quel tubo
Q = Q effettivo del circuito volano.

In tutte le normali applicazioni pratiche, si può raccomandare per il circuito volano un Q che sia compreso fra 12 e 20. Però se si fa uso di un amplificatore bilanciato in controfase, siccome per ogni ciclo il circuito volano riceve due im-

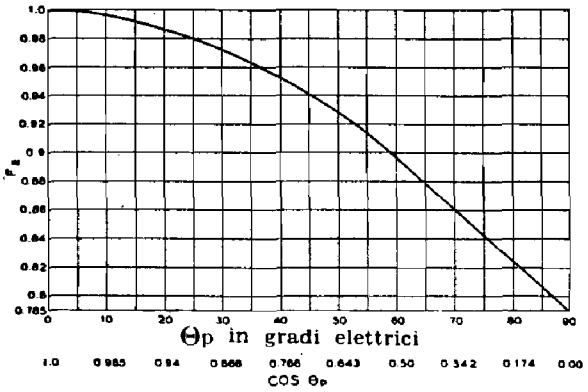


Figura 23.
Relazione fra il coefficiente F_2 e la metà dell'angolo di circolazione della corrente anodica in un amplificatore con tensione di entrata e di uscita sinoidale, che funzioni ad una tensione di polarizzazione negativa di griglia maggiore di quella corrispondente alla interdizione.

pulsi di corrente, il Q di questo circuito potrà essere anche più basso dei valori suddetti.

Metodo rapido per calcolare il rendimento anodico di un amplificatore Il rendimento anodico di un amplificatore a radiofrequenza in Classe B o in Classe C può essere determinato in base al fatto che esso è uguale al prodotto di due fattori:

F_1, che è uguale al rapporto fra E_{pm} (valore di picco della tensione alternativa anodica) e E_{bb} (tensione continua di alimentazione anodica) cioè:

$$F_1 = \frac{E_{pm}}{E_{bb}}$$

F_2, che è proporzionale a metà dell'angolo di circolazione di corrente anodica θ_p. Nella figura 23 è riportato un grafico che fornisce i valori di F_2 in funzione di θ_p e di $\cos \theta_p$. Per determinare F_2 si può fare uso, in questo grafico, indifferentemente di θ_p e di $\cos \theta_p$. A sua volta, $\cos \theta_p$ potrà essere determinato sia con il metodo indicato precedentemente, nel paragrafo relativo al metodo di calcolo degli amplificatori in Classe C, oppure in base alla seguente espressione

$$\cos \theta_p = -\frac{\mu E_{cc} + E_{bb}}{\mu E_{gm} - E_{pm}}$$

dove E_{cc} è la tensione continua di alimentazione negativa di griglia e E_{gm} è il picco della tensione di eccitazione di griglia.

Esempio di applicazione del metodo rapido Si voglia determinare metà dell'angolo di circolazione della corrente anodica e il rendimento del circuito anodico di un tubo tipo 812 funzionante alle condizioni sotto riportate, che sono state scelte in base all'esame dei dati e delle curve relative a questo tubo pubblicate dai costruttori (ad es. riportate nel « Transmitting tube Handbook HB-3 » della RCA).

1) $E_{bb} = 1100V$
$E_{cc} = -40V$
$\mu = 29$
$E_{gm} = 120V$
$E_{pm} = 1000V$

2) $F_1 = \frac{E_{pm}}{E_{bb}} = 0{,}91$

3) $\cos \theta_b = \frac{-29 \times 40 + 1100}{29 \times 120 - 1000} = \frac{60}{2480} = 0{,}025$

4) $F_2 = 0{,}79$ (in base alla figura 23)

5) $N_p = F_1 \times F_2 = 0{,}91 \times 0{,}79 = 0{,}72$ (rendimento del 72 per cento).

F_1 potrebbe essere definito come coef-

ficiente di rendimento relativo alla escursione della tensione anodica mentre F_2 può essere definito come coefficiente di rendimento relativo all'angolo di funzionamento ossia come rendimento massimo possibile per un qualsiasi stadio che funzioni con quel determinato valore di metà di angolo di circolazione di corrente anodica.

N_p è evidentemente soltanto il rapporto fra potenza di uscita dello stadio e potenza in ingresso ossia potenza impiegata per l'alimentazione anodica dello stadio. Se si desidera determinare il valore di quest'ultima, della potenza di eccitazione e della corrente di griglia dello stadio, ci si può servire delle relazioni date in 7) 8) 9) e 10) del metodo descritto nel precedente paragrafo per il calcolo delle condizioni di lavoro degli amplificatori in Classe C. Con tali espressioni vengono determinate la potenza di alimentazione anodica e la potenza di uscita; poichè $i_{g\,max}$ è 0,095A, potranno venire determinate le condizioni relative al circuito di griglia in base alle espressioni riportate nei capoversi 15) 16) 17) 18) e 19).

5-13 Amplificatori di potenza a radiofrequenza in classe B

Gli amplificatori di potenza a radiofrequenza funzionanti con polarizzazione negativa di griglia e tensione di eccitazione corrispondenti a quelle prescritte per la Classe B, vengono impiegati nei trasmettitori per due applicazioni. La prima applicazione di questo tipo di amplificatori è quella relativa agli stadi amplificatori separati nei quali si desideri ottenere un elevato valore di amplificazione di potenza.

Un tipo di tubo particolare che funzioni con una determinata tensione anodica, potrà essere in grado di erogare una potenza di uscita alquanto maggiore quando esso lavora come amplificatore in Classe C, a parità di potenza di eccitazione disponibile. Il calcolo delle condizioni di lavoro per un tale tipo di amplificatore potrà essere eseguito in maniera analoga a quanto detto nei paragrafi precedenti, eccetto che la tensione di polarizzazione negativa di griglia verrà stabilita in maniera diversa, ponendola sul valore dato dalla seguente espressione.

$$E_{cc} = -\frac{E_{bb}}{\mu}$$

A questo valore corrisponde l'interdizione della corrente anodica e quindi l'angolo di circolazione della corrente anodica risulterà di 180°. La sua metà, e cioè θ_p sarà di 90°. Conseguentemente il cos θ_p sarà nullo.

Il rendimento del circuito anodico di un amplificatore di potenza a radiofrequenza in Classe B, le cui condizioni di lavoro corrispondano a quelle suddette, potrà essere determinato in base alla seguente equazione

$$N_p = 78{,}5 \cdot \frac{E_{pm}}{E'_{bb}}$$

La seconda applicazione degli amplificatori di potenza a radiofrequenza in Classe B nei trasmettitori è quella denominata « amplificatore lineare in Classe B ». Questo tipo di amplificatore viene frequentemente usato nei trasmettitori per amplificare segnali modulati in ampiezza a singola banda laterale o per amplificare i normali segnali modulati in ampiezza.

Il calcolo delle condizioni di lavoro

per gli amplificatori lineari in Classe B viene condotto in maniera analoga a quella descritta precedentemente, ma con le seguenti varianti:

Il primo punto di lavoro viene scelto sulla base del picco positivo di modulazione della tensione di eccitazione modulata al 100 per cento. Le tensioni e le correnti di picco del circuito anodico e del circuito di griglia potranno così essere determinate in base a tale presupposto e potranno conseguentemente essere calcolate la potenza di alimentazione anodica dello stadio e la potenza di uscita. Quando la tensione di eccitazione viene a ridursi a metà per l'assenza di modulazione, poichè rimane invariato il valore della resistenza di carico riflessa sul tubo, la potenza di alimentazione anodica e il rendimento anodico si ridurranno a circa metà del valore corrispondente al picco positivo di modulazione al 100 per cento della tensione di eccitazione. Conseguentemente la potenza di uscita dello stadio si ridurrà ad un quarto di quella corrispondente al picco di modulazione positiva della tensione di eccitazione.

Sul picco negativo di modulazione di questa tensione risulteranno nulli i valori istantanei della potenza di alimentazione anodica, della potenza di uscita e del rendimento.

5-14 Speciali circuiti amplificatori di potenza a radiofrequenza

La trattazione degli amplificatori di potenza a radiofrequenza effettuata nelle Sezioni 5-12 e 5-13 di questo capitolo, è basata sul presupposto che gli amplificatori siano del tipo normale e cioè del tipo con catodo a massa o con ritorno di catodo a massa.

Quando si debbono amplificare tensioni ad audiofrequenza o a radiofrequenza di livello relativamente basso è possibile fare uso di circuiti nei quali vengano collegati a massa, agli effetti del segnale da amplificare, elettrodi diversi dal catodo.

In alcune applicazioni possono dare ottimi risultati gli amplificatori di potenza a radiofrequenza accordati aventi il ritorno di anodo a massa (amplificatori ad uscita catodica) oppure quelli con griglia a massa (amplificatori detti appunto con griglia a massa).

Amplificatori di potenza a radiofrequenza con griglia a massa

Un aspetto pregiudizievole del funzionamento dei normali amplificatori di potenza aventi il ritorno della radiofrequenza sul catodo e nei quali si faccia uso di triodi, è che tali amplificatori debbono venire neutralizzati. I principi e i metodi da seguire nell'effettuare la neutralizzazione degli amplificatori di potenza a radiofrequenza verranno ampiamente trattati nel Capitolo 7°, riguardante la « generazione di energia a radiofrequenza ».

Man mano che aumenta la frequenza di lavoro di un amplificatore, diviene sempre più difficile neutralizzarlo. Questa difficoltà è dovuta alla induttanza dei collegamenti di griglia e di anodo interni al tubo e a quella dei collegamenti del condensatore o dei condensatori di neutralizzazione. In altri termini, l'ampiezza della banda di frequenza sulla quale una certa neutralizzazione può considerarsi efficiente si restringe man mano che la frequenza aumenta. Inoltre

l'impiego dei condensatori di neutralizzazione porta ad un aumento delle nocive capacità di carico dei circuiti volano di griglia e anodico del tubo e dei tubi.

Per chiarire il problema con altre parole, si può dire che è molto probabile che un amplificatore, anche se perfettamente neutralizzato alla frequenza di 30 MH_z possa risultare completamente fuori neutralizzazione alla frequenza, ad esempio, di 129 MH_z. Pertanto, se nei circuiti di griglia e anodico esistono circuiti parassiti che offrano impedenza apprezzabile alle frequenze alte, può facilmente avvenire che sorgano « oscillazioni parassite » appunto su tali frequenze alte.

Il fatto che un amplificatore di potenza a radiofrequenza possa risultare correttamente neutralizzato solo su una gamma di frequenza piuttosto ristretta, può essere in gran parte ovviato impiegando stadi amplificatori a radiofrequenza del tipo con griglia a massa.

I vantaggi che quest'ultimo tipo di amplificatore presenta sono i seguenti:

1) la capacità di uscita dello stadio risulta ridotta a circa la metà del valore che essa avrebbe se lo stesso tubo venisse fatto funzionare in uno stadio amplificatore di tipo normale, neutralizzato

2) la tendenza che un tale stadio ha a generare oscillazioni parassite risulta fortemente ridotta per il fatto che la griglia controllo esercita un effetto di schermatura fra il filamento e l'anodo e che tale effetto è presente su una gamma di frequenza assai ampia.

3) la capacità di reazione interna allo stadio è data dalla capacità anodo-filamento, che ordinariamente è molto minore della capacità anodo-griglia. Per questo motivo normalmente non sarà necessaria alcuna neutralizzazione. Qualora una neutralizzazione dovesse essere indispensabile, i condensatori di neutralizzazione risulteranno di capacità estremamente piccola e verranno connessi in derivazione incrociata fra anodi e catodi, per uno stadio in controfase. Nel caso di uno stadio ad un solo terminale caldo, il condensatore di neutralizzazione andrà invece collegato fra catodo e terminale opposto all'anodo del circuito accordato anodico, nel quale verrà impiegato un condensatore variabile a doppio statore.

Gli svantaggi che gli amplificatori con griglia a massa presentano, sono i seguenti:

1) è necessario fornire ed essi una energia di eccitazione avente un livello relativamente alto. Tuttavia, soltanto l'energia necessaria per la normale eccitazione di griglia verrà dissipata nel tubo amplificatore; l'energia in più fornita alla griglia la si ritroverà come potenza utile sul circuito di carico anodico.

2) il catodo del tubo impiegato in uno stadio amplificatore con griglia a massa è « caldo » agli effetti della radiofrequenza. Da ciò consegue che il catodo dovrà essere alimentato tramite una adeguata impedenza, dall' alimentatore per il filamento; oppure il secondario del trasformatore di accensione di filamento dovrà essere del tipo a bassa capacità e dovrà essere adeguatamente isolato per la tensione a radiofrequenza che su esso verrà ad esistere.

3) un amplificatore con griglia a massa non potrà venire modulato al 100 per cento, a meno che anche l'uscita dello stadio eccitatore venga modulata. Qualora si intenda modulare uno stadio finale con griglia a massa, ad una profon-

dità del 100 per cento, è necessario modulare a circa il 70 per cento lo stadio eccitatore.

Gli stadi amplificatori a radiofrequenza con griglia a massa danno risultati molto soddisfacenti quando funzionano, come amplificatori lineari a radiofrequenza in Classe B, nella amplificazione dei segnali modulati a singola banda laterale, dei normali segnali modulati in ampiezza, dei segnali telegrafici ad onde persistenti non modulate e dei segnali modulati in frequenza.

Nella figura 24 è riportato lo schema elettrico semplificato di un amplifiicatore di potenza a radiofrequenza a triodo con griglia a massa. Le relazioni esistenti fra potenza di alimentazione anodica e potenza di uscita sono riportate sotto lo stesso schema della figura 24. Sono altresì riportate le relazioni che legano i picchi della componente fondamentale delle tensioni e delle correnti degli elettrodi.

Il calcolo completo delle condizioni di lavoro di uno stadio amplificatore con griglia a massa è molto più complesso di quanto lo sia quello relativo agli amplificatori di tipo usuale, a causa del fatto che il circuito di entrata del tubo è in serie con il circuito di uscita per quanto concerne il carico e la potenza a questo fornita. La principale conseguenza di ciò è, come si è visto prima, che lo stadio pilota deve fornire una potenza considerevolmente maggiore di quella necessaria per l'eccitazione di uno stadio di tipo usuale.

La normale amplificazione di potenza ottenibile con uno stadio con griglia a massa varia da 3 a 15, a seconda delle condizioni di lavoro del circuito di griglia scelte per lo stadio di uscita. Più alte sono la tensione negativa di polarizzazione di griglia e la tensione di eccitazione di griglia, più alte saranno le prestazioni che lo stadio pilota dovrà fornire.

Calcolo delle condizioni di lavoro degli amplificatori a radiofrequenza con griglia a massa

E' più conveniente determinare, con un procedimento a due tempi, le condizioni di lavoro da imporre ad amplificatori di potenza a radiofrequenza in Classe B o in Classe C con griglia a massa. Il primo passo consiste nelle determinazione delle condizioni di lavoro del circuito anodico e del circuito di griglia del tubo così come esse sarebbero se il tubo funzionasse in uno stadio amplificatore con ritorno della radiofrequenza sul catodo, ossia di tipo normale.

Il secondo passo consisterà nel tener conto delle ulteriori condizioni determinate dal fatto che lo stadio funziona come amplificatore con griglia a massa.

I calcoli preliminari verranno perciò effettuati con il procedimento dato nella sezione 5-12 di questo stesso Capitolo. Con essi si ottengono risultati sufficientemente precisi, come vedremo nell'esempio che segue.

Si consideri, a titolo di esempio, il caso di un tubo tipo 304 TL che funzioni con una tensione anodica di 2700V e con un Kilowatt di potenza di alimentazione anodica.

Seguendo il procedimento di calcolo esposto nella sezione 5-12 si ha:

1) Potenza di uscita che si vuol ottenere: 850W
   Tensione anodica disponibile: 2700V

Rendimento anodico che si desidera: 85%

$(N_p = 0{,}85)$

2) Potenza di alimentazione anodica

$$P_{in} = \frac{850}{0{,}85} = 1000W$$

3) Dissipazione anodica

$$P_p = 1000 - 850 = 150W$$

(Per il tubo 304TL prescelto, la dissipazione anodica può raggiungere i 300W mentre il μ è di 12).

4) Corrente anodica media

$$I_b = \frac{1000}{2700} = 0{,}370A$$

$$(I_b = 370mA)$$

5) Massima corrente istantanea anodica (approssimativa)

$$i_{p\ max} = 4{,}9 \times 0{,}370 = 1{,}81A$$

6) Minima tensione istantanea anodica

$$e_{p\ min} = 140V$$

(dalle curve a corrente costante relative al tubo 304TL).

7) Picco della tensione alternativa anodica

$$E_{pm} = 2700 - 140 = 2560V$$

8) Rapporto fra picco della corrente anodica fondamentale e corrente anodica media

$$\frac{I_{pm}}{I_b} = \frac{2 \times 0{,}85 \times 2700}{2650} = 1{,}79$$

9) Rapporto fra massima corrente istantanea anodica e corrente anodica media

$$\frac{i_{p\ max}}{I_b} = 4{,}65$$

(vedasi figura 20).

10) Massima corrente istantanea anodica

$$i_{p\ max} = 5{,}65 \times 0{,}370 = 1{,}72A$$

11) Massima tensione positiva istantanea di griglia

$$e_{gmp} = 140V$$

Massima corrente istantanea di griglia

$$i_{g\ max} = 0{,}480A$$

12) Metà dell'angolo di circolazione di corrente anodica

$$\cos\theta_p = 2{,}32\,(1{,}79 - 1{,}57) = 0{,}51$$

$$\theta_p = 59°$$

13) Tensione negativa continua di alimentazione di griglia (coincide con la tensione di polarizzazione di griglia se la resistenza del circuito di griglia è nulla)

$$E_{cc} = \frac{1}{1 - 0{,}51} \times$$

$$\times \left[0{,}51\left(\frac{2560}{12} - 140\right) - \frac{2700}{12}\right] = -385V.$$

14) Picco della tensione di eccitazione di griglia

$$E_{gm} = 140 - (-385) = 525V$$

15) Rapporto fra picco della tensione di eccitazione di griglia e tensione negativa continua di alimentazione di griglia

$$\frac{E_{gm}}{E_{cc}} = -1{,}36$$

16) Rapporto fra massima corrente istantanea di griglia e corrente media di griglia

$$\frac{i_{g\ max}}{I_c} = \text{circa } 8{,}25$$

(ottenuto per extrapolazione della curva di figura 21).

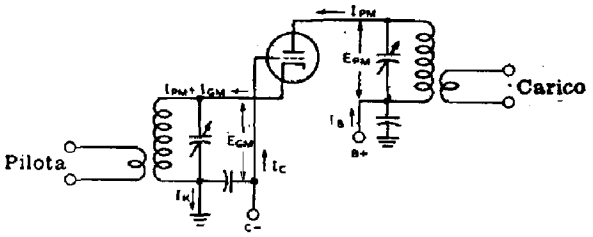
17) Corrente media di griglia

$$I_c = \frac{0{,}480}{8{,}25} = 0{,}058A$$

(ossia corrente continua di griglia 58mA)

18) Potenza di pilotaggio di griglia

$$P_d = 0{,}9 \times 525 \times 0{,}058 = 27{,}5W$$



Potenza di uscita sul carico = $\frac{(E_{GM}+E_{PM})I_{PM}}{2}$ OR $\frac{E_{PM}I_{PM}}{2}+\frac{E_{GM}I_{PM}}{2}$

Potenza sviluppata dal tubo di uscita = $\frac{E_{PM}I_{PM}}{2}$

Potenza trasferita dal pilota sul carico = $\frac{E_{GM}I_{PM}}{2}$

Potenza totale sviluppata dal pilota = $\frac{E_{GM}(I_{PM}+I_{GM})}{2}$

Oppure $\frac{E_{GM}I_{PM}}{2}+0.9\,E_{GM}I_C$

Potenza assorbita dalla griglia del tubo finale e potenza della alimentazione negativa di griglia = $\frac{E_{GM}I_{GM}}{2}$ Opp $0.9\,E_{GM}I_C$

Zk = (approssimativamente) = $\frac{E_{GM}}{I_{PM}+1.8\,I_C}$

Figura 24.
AMPLIFICATORE IN CLASSE B O IN CLASSE C CON GRIGLIA A MASSA
Le equazioni riportate nella figura di cui sopra forniscono le relazioni fra le componenti fondamentali delle tensioni e delle correnti di griglia e anodica e le potenze di entrata e di uscita dello stadio. E' riportata anche una espressione approssimata per la impedenza catodica.

19) Dissipazione di griglia

$P_g = 27{,}5 - (-385 \times 0{,}058) = 5{,}2W$

(Dissipazione di griglia massima ammissibile per il tubo 304TL: 50W).

Ora si può determinare il rendimento anodico di lavoro dello stadio, seguendo il procedimento descritto nella sezione 5-12, come segue:

$$F_1 = \frac{E_{pm}}{E_{bb}} = \frac{2560}{2700} = 0{,}95$$

$$F_2 = 0{,}90$$

(dal grafico della figura 23, per $\theta_p = 59°$)

$N_p = F_1 \times F_2 = 0{,}95 \times 0{,}90 = \sqrt{85\%}$

(ossia: rendimento anodico approssimativo 85%).

Adesso, per determinare le condizioni di lavoro come amplificatore con griglia a massa, dobbiamo determinare il valore di picco della componente fondamentale della corrente anodica. Esso è semplicemente dato da

$$I_{pm} = \frac{I_{pm}}{I_b} \cdot I_b$$

ossia

$$I_{pm} = 1{,}79 \times 0{,}370 = 0{,}660A$$

(ricavato dai risultati di 4) e 8) precedentemente calcolati).

La potenza media totale necessaria per il pilotaggio è, in base alle equazioni contenute in figura 24,

$$\text{Potenza totale di eccitazione} = \frac{E_{gm}I_{pm}}{2} + P_d$$

(dato che la griglia è a massa e che l'escursione della tensione di griglia in questo caso è escursione della tensione catodica). In base al risultato 18),

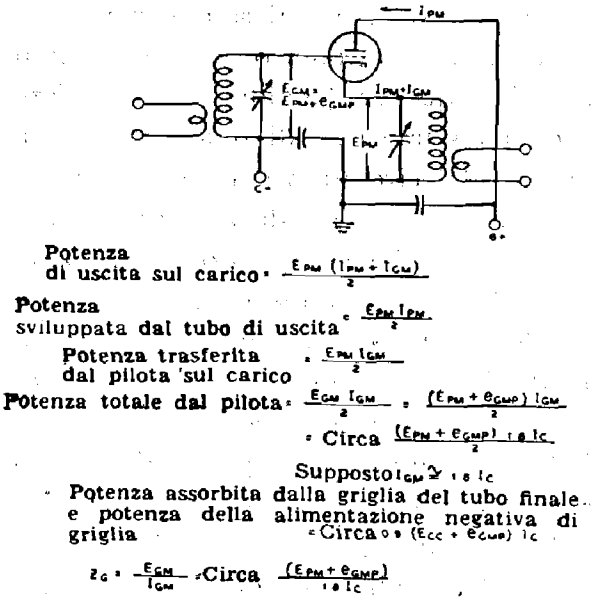


Figura 25.
AMPLIFICATORE DI POTENZA A RADIOFREQUENZA AD USCITA CATODICA
Sono riportate le relazioni esistenti fra le tensioni e le correnti del tubo e le potenze di entrata e di uscita dallo stadio. E' altresì riportata l'espressione che fornisce, in via approssimativa, la impedenza di griglia.

P_d è di 27,5W

Il totale risulta:

$$\text{Potenza totale di eccitazione} = \frac{525 \times 0{,}660}{2} + 27{,}5 = 172{,}5 + 27{,}5 = 200\text{W}.$$

Quindi la potenza totale di uscita dallo stadio è di 850W (quale contributo del tubo 304TL) più 172,5W (apportati dallo stadio pilota). In totale la potenza di uscita è quindi di 1022.5W.

La impedenza di pilotaggio catodico per il tubo 304TL (sempre riferendosi alla figura 24) è approssimativamente:

$$Z_k = \frac{525}{0{,}660 + 0{,}116} = 675\Omega$$

Amplificatori di potenza a radiofrequenza ad uscita catodica

Nella figura 25 è riportato lo schema di un amplificatore di potenza a radiofrequenza ad uscita catodica e le equazioni per la determinazione delle tensioni, delle correnti dei suoi elettrodi e delle condizioni di lavoro del tubo. Questo circuito può essere usato, analogamente ai circuiti amplificatori con griglia a massa trattati avanti, come amplificatore a radiofrequenza a triodo e senza alcun circuito di neutralizzazione. Però il circuito ad uscita catodica tenderà ad entrare in auto-oscillazione se l'impedenza fra catodo e massa tende, alla frequenza di lavoro, a divenire capacitiva piuttosto che induttiva o resistiva. Il circuito ad uscita catodica è sconsigliabile, eccetto che quando si lavora su frequenze altissime o ultra-elevate con linee coassiali in funzione di circuiti accordati, poichè il picco di tensione di eccitazione di griglia necessario risulta approssimativamente uguale alla tensione anodica applicata al tubo amplificatore, nel caso in cui sia richiesto un funzionamento ad alto rendimento dello stadio ad uscita catodica. Da quanto sopra consegue che il circuito accordato di griglia dovrà essere in grado di resistere ad una tensione di picco leggermente più alta di quella che si avrebbe nel circuito anodico di uno stadio di tipo normale.

Un tale stadio non potrà essere modulato sull'anodo, a meno che lo stadio pilota non sia anch'esso modulato alla stessa profondità dello stadio finale. Esso potrà essere usato per amplificare onde modulate (amplificatore lineare in Classe B), oppure onde persistenti non modulate (segnali telegrafici) o segnali modulati in frequenza.

Il progetto di uno stadio amplificatore di potenza a radiofrequenza ad uscita catodica è sostanzialmente identico al progetto di uno stadio amplificatore con

griglia a massa (che abbiamo precedentemente trattato). Tale identità vale per le determinazioni eseguite secondo quanto esposto nella sezione 5-12. Per quanto concerne invece le determinazioni eseguite particolarmente per gli stadi amplificatori con griglia a massa, esse vengono modificate per gli amplificatori ad uscita catodica, secondo le espressioni riportate in figura 25, alle quali vanno applicati i dati rilevati secondo il procedimento descritto in 5-12. A titolo di esempio consideriamo lo stadio con tubo 304TL trattato precedentemente.

La potenza totale richiesta per il pilotaggio, determinabile con l'espressione contenuta nella figura 25, risulta di $\frac{2700 \times 0{,}058 \times 1{,}8}{2}$ ossia di 141W. Di questa potenza, 27,5W (come per gli amplificatori con griglia a massa e quelli in Classe C) vengono dissipati sulla griglia e come perdita per la polarizzazione negativa di griglia. La potenza rimanente, e cioè 113,5W verrà a ritrovarsi sull'uscita. La potenza totale di uscita dello stadio risulterà perciò di 963W.

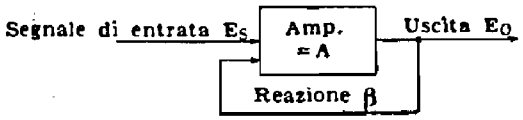
Amplificatore di potenza a radiofrequenza con griglia a massa oppure ad uscita catodica con circuito volano sul catodo

Se il trasformatore di alimentazione di filamento di uno stadio amplificatore di potenza a radiofrequenza con griglia a massa oppure ad uscita catodica è del tipo a bassa capacità ed alta tensione di isolamento, si potrà fare uso, in uno stadio ad uscita catodica, di un circuito volano posto sul catodo. Invece quando si fa uso di trasformatori di alimentazione di filamento di tipo normale, il secondario non potrà venire sottoposto a forti tensioni a radiofrequenza. Qualora si dovesse fare uso di un tale tipo di trasformatore, la bobina del circuito volano catodico dovrà essere costituita da due grossi conduttori paralleli (in grado cioè di condurre la forte corrente di alimentazione del filamento) con adeguati condensatori di fuga a radiofrequenza posti frà massa e i due estremi verso massa della bobina. In questo caso perciò il condensatore variabile di accordo del circuito volano andrà collegato fra filamento e massa. Naturalmente fra i due capi del filamento andrà posto, sullo zoccolo del tubo, una adeguata capacità di fuga.

In alcuni casi è possibile fare uso di due impedenze a radiofrequenza, di particolare costruzione, attraverso le quali vien fatta passare la corrente di accensione del filamento del tubo, e allora il circuito volano, che sarà di tipo normale, verrà posto fra filamento e massa. Naturalmente anche in questo caso fra i due estremi del filamento, sullo zoccolo del tubo, andrà posto un adeguato condensatore di fuga. Potranno inoltre essere usate linee coassiali tanto in luogo del circuito accordato catodico quanto per la alimentazione dei filamenti quando i tubi debbono funzionare su frequenze altissime o ultra-elevate.

5-15 Amplificatori a reazione

Trasferendo una parte del segnale di uscita di un amplificatore sulla sua entrata, è possibile modificare la caratteristica di risposta di un amplificatore. Tutti i componenti e cioè i circuiti e i tubi, compresi fra il punto in cui viene prelevata l'energia di reazione e il punto, ver-



Amplificazione di tensione con reazione: $\frac{A}{1-A\beta}$

A = amplificazione in assenza di reazione

β = frazione della tensione di uscita riportata indietro

β = è negativo in caso di reazione negativa

Reazione in db = 20 log $\frac{\text{amplif. a freq. centr. senza reaz}}{\text{amplif. a freq. centr. con reaz}}$

Distorsione con reazione: $\frac{\text{Distorsione senza reazione}}{(1-A\beta)}$

$$R_O = \frac{R_N}{1-A\beta\left(1+\frac{R_N}{R_L}\right)}$$

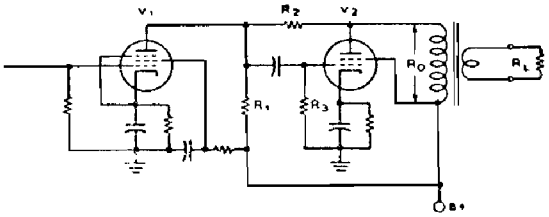
In cui

R_O = Impedenza di uscita dell'ampl. con reazione

R_N = Impedenza di uscita dell'ampl. senza reazione

R_L = Impedenza di carico sulla quale lavora l'amplific.

Figura 26.
RELAZIONI ESISTENTI NEGLI AMPLIFICATORI A REAZIONE



db reazione = $20 \log \left[\frac{R_2 + R_A(G_{MV2} R_O)}{R_2}\right]$

$= 20 \log \left[\frac{R_2 + R_A(\text{VOLTAGE GAIN OF V2})}{R_2}\right]$

Amplif dei due stadi = $\left[G_{MV1}\left(\frac{R_B \times R_A}{R_B + R_A}\right)\right] \times (G_{MV2} R_O)$

In cui

$R_A = \frac{R_1 \times R_3}{R_1 + R_3}$

$R_B = \frac{R_2}{G_{MV2} R_O}$

R_O = Impedenza di carico riflessa su V2

R_2 = Resist di reazione (normal. circa 500 KΩ)

Impedenza di uscita = $\frac{R_N R_2}{\left[R_2 + R_A(G_{MV2} R_O)\right] \times \left(1 + \frac{R_N}{R_O}\right)}$

R_N = Impedenza anodica di V2

Figura 27.
CIRCUITO DI REAZIONE PER PENTODI O TETRODI
Questo circuito richiede, per la sua attuazione, solo l'aggiunta di una resistenza R_2 al normale circuito. La impedenza anodica e la distorsione generate dallo stadio di uscita vengono sostanzialmente ridotte con l'uso di questo tipo di reazione.

so l'entrata, in cui questa energia viene reinserita, si dirà che sono compresi nel circuito di reazione.

Si suol dire che un amplificatore è a reazione quando esso contiene un circuito di reazione. Nel circuito di reazione può essere compreso un solo stadio oppure un certo numero di stadi di un amplificatore.

La difficoltà di ottenere condizioni di funzionamento corrette in un amplificatore a reazione cresce con la larghezza della banda sulla quale l'amplificatore deve correttamente funzionare e cresce con il numero di stadi e di elementi circuitali compresi nel circuito di reazione.

L'amplificazione e lo scorrimento di fase di qualsiasi amplificatore sono funzioni della frequenza. Perchè un amplificatore, comprendente un circuito di reazione, sia completamente stabile, occorre che la sua amplificazione, misurata fra il circuito di uscita e il punto del circuito dell'amplificatore nel quale viene inserita la tensione di reazione, sia minore di uno alla frequenza alla quale la tensione di reazione risulti in fase con la tensione di entrata a quello stadio dell'amplificatore. Se l'amplificazione è uguale o superiore all'unità, l'amplificatore tende ad autooscillare sulla frequenza per la quale la tensione di reazione risulta in fase con la tensione di entrata allo stadio amplificatore.

Questo fatto impone una limitazione alla entità della reazione che può essere impiegata in un amplificatore perchè questo rimanga stabile. Se il lettore desidera progettare amplificatori nei quali si faccia uso di forti valori di reazione, esso potrà consultare lavori e trattati sull'argomento, pubblicati di H. W. Bode (*).

La reazione può essere negativa op-

(*) H. W. Bode, « Analisi delle reti e progetti di amplificatori a reazione ». D. Van Nostrand Co. Inc., 250 Fourth Ave, New-York 3, N. Y.

pure positiva e la tensione di reazione potrà essere proporzionale o alla tensione di uscita o alla corrente di uscita.

Il tipo di reazione più comunemente usato negli amplificatori ad audiofrequenza e in quelli a video frequenza è la reazione negativa proporzionale alla tensione di uscita.

Nella figura 26 sono riportate le condizioni generali di lavoro degli amplificatori a reazione. Si noti che la riduzione della distorsione è proporzionale alla riduzione di amplificazione dell'amplificatore e che la riduzione della impedenza di uscita dell'amplificatore è alquanto superiore alla riduzione dell'amplificazione per una entità che è funzione del rapporto fra la impedenza di uscita dell'amplificatore senza reazione negativa e l'effettiva impedenza di carico.

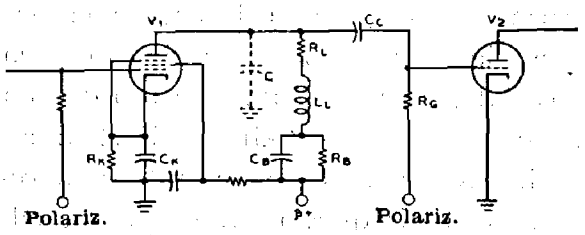
La diminuzione di disturbo e di rumore di fondo negli stadi compresi dentro il circuito di reazione risulta proporzionale alla diminuzione di amplificazione. Però, a causa della riduzione di amplificazione degli stadi di uscita dell'amplificatore, è necessario aumentare l'amplificazione degli stadi che precedono quelli compresi dentro il circuito di reazione. Pertanto il disturbo e il rumore di fondo esistenti all'uscita dell'amplificatore possono risultare, ma possono anche non risultare, ridotti a seconda dei contributi che a tale disturbo e a tale rumore di fondo portano la parte non compresa e quella compresa dentro il circuito di reazione negativa. Se la maggior parte del disturbo e del rumore di fondo proviene dagli stadi compresi dentro il circuito di reazione, impiegando la controreazione si avrà una loro attenuazione. Ma se, come avviene più frequentemente in pratica per gli amplificatori di tipo normale, la distorsione e il rumore di fondo hanno origine negli ultimi stadi dell'amplificatore, essi verranno ridotti dalla reazione, ma l'agitazione termica e l'effetto microfonico che provengono dal primo stadio, non verranno ridotti bensì verranno aumentati indirettamente per causa della reazione negativa, a meno che anche questo primo stadio venga incluso nel circuito di reazione.

Nella figura 27 è illustrata una applicazione assai semplice e molto efficace, della reazione negativa su uno stadio amplificatore di uscita a pentodo o tetrodo. La diminuzione della distorsione e del rumore di fondo può raggiungere 15 o anche 20 db. La riduzione della effettiva impedenza anodica dello stadio potrà avvenire secondo un coefficiente da 20 a 100 a seconda delle condizioni di lavoro. Questo circuito viene usato comunemente nelle apparecchiature commerciali nelle quali si faccia uso di tubi di un tipo similare al 6SJ7 come V_1 e al 6V6 o 6L6 come V_2.

5-16 Amplificatori a video frequenza

Un amplificatore a videofrequenza deve essere in grado di amplificare le frequenze che vanno dalle più basse audiofrequenze (ossia da quelle aventi frequenza superiore o uguale a circa $50H_z$) fino al campo medio delle radiofrequenze (limite superiore compreso fra 4 e 6 MH_z).

Tali amplificatori, oltre a dover funzionare su un campo di frequenza passante estremamente ampio, debbono essere in grado di amplificare in tutto tale campo, introducendo un minimo di di-



Amplificazione sulla frequenza media $= G_m v_1 R_L$
Amplificazione sulla frequenza alta =
$= G_m v_1 Z$ rete di accoppiamento

$$C = C_{usc}\, v_1 + C_{in}\, v_2 + C_{distribuita}$$

Per compromesso per l'equalizzazione alle frequenze alte:

$$X_{LL} = 0{,}5\, X_C \quad a \quad f_C$$
$$R_L = X_C \quad a \quad f_C$$

in cui
f_C = frequenza di interdizione dell'amplificatore
L_L = induttanza di compensazione
Per compromesso per l'equalizzazione alle frequenze basse:
$R_B = R_K (G_m v_1 R_L)$
$R_B C_B = R_K C_K$
C_K = 25 a 50μF con in derivazione 0,001μF a mica
C_B = capacità come sopra con 0,001μF a mica in derivazione

Figura 28.
SEMPLICE CIRCUITO AMPLIFICATORE VIDEO CON COMPENSAZIONE

La resistenza R_L in serie con la bobina L_L serve ad appiattire la risposta dello stadio verso le alte frequenze, mentre C_B ed R_B servono ad equalizzare la risposta di questo semplice stadio amplificatore video, verso le frequenze più basse.

storsione di ampiezza, di fase e di frequenza. Gli amplificatori video vengono comunemente usati in televisione, nelle comunicazioni ad impulso e nei radar.

I tubi usati negli amplificatori per video-frequenza debbono avere un alto rapporto fra G_m e capacità, se si vuole ottenere un adeguato guadagno dallo stadio.

I tubi che sono comunemente disponibili in commercio e che sono stati appositamente progettati e costruiti per essere impiegati negli amplificatori a videofrequenza sono i tipi 6AU6, 6AG5, 6AK5, 6CB6, 6AC7, 6AG7 e 6K6GT.

Poichè alla frequenza-limite superiore di un amplificatore a video frequenza le capacità in derivazione sull'entrata e sull'uscita dei tubi dell'amplificatore determinano un valore di reattanza sensibilmente basso, si dovrà fare normalmente uso di resistenze di carico di valore basso, in serie alle quali si usa porre adeguate bobine di risonanza, per compensare eventuali zone ad amplificazione ridotta. In questo tipo di amplificatori si fa anche uso di impedenze di accoppiamento di tipo speciale e di artifici aventi lo scopo di rendere piana la curva di amplificazione al variare della frequenza e conseguentemente di rendere costante la fase della tensione di uscita per le varie frequenze della gamma da amplificare.

Nella figura 28 sono riportate le condizioni di lavoro normali insieme con le espressioni per il calcolo della amplificazione di un circuito del genere. Nella stessa figura 28 sono altresì riportati i valori più usati per un tale circuito. In questa figura è rappresentata una semplice rete di accoppiamento a due terminali fra due stadi di un amplificatore per video-frequenze.

Le prestazioni e l'amplificazione ottenibile per ogni singolo stadio di un amplificatore a videofrequenza possono venir migliorate impiegando reti di accoppiamento a due terminali fra uno stadio e il successivo, più complesse oppure facendo uso di reti di accoppiamento a quattro terminali o addirittura di filtri posti fra ogni stadio e il successivo.

Il lettore che desideri approfondire questo tipo di amplificatori potrà con-

sultare il trattato del Terman « Radio Engineering Handbook » nel quale troverà i dati relativi al progetto di tali reti di accoppiamento da usare fra uno stadio e l'altro.

Quando si desideri alimentare, con un amplificatore a video frequenza, un carico ad impedenza bassa, come per esempio quello costituito da un cavo coassiale, si fà normalmente uso di uno stadio ad uscita catodica. Gli stadi ad uscita catodica sono stati trattati precedentemente in questo stesso capitolo, nella Sezione 5-9.

CAPITOLO SESTO

Fondamenti sui radioricevitori

I normali dispositivi di riproduzione dei suoni, come ad esempio gli altoparlanti o gli auricolari telefonici, non sono in grado di ricevere direttamente l'informazione contenuta in un'onda portante emessa da una stazione radiotrasmittente. E' necessario che fra l'antenna ricevente e l'altoparlante o gli auricolari telefonici venga inserito un dispositivo apposito, chiamato radio-ricevitore.

I radio ricevitori variano moltissimo l'uno dall'altro per quanto riguarda la loro complessità e il principio di funzionamento su cui si basano, per le applicazioni cui tali radiocevitori vengono adibiti e in funzione anche di fattori economici.

Il più semplice radioricevitore, atto a ricevere segnali radiotelefonici è costituito da un auricolore telefonico, un rivelatore ai siliconi o a cristallo di germanio — che può anche essere denominato «demodulatore» — e un pezzo di filo in funzione di antenna. Però un tale ricevitore ha una sensibilità molto scarsa e non è in grado di selezionare fra loro due segnali aventi frequenze anche parecchio diverse l'una dall'altra. All'altro estremo, come complessità, vi sono ricevitori che possono occupare vari armadi e che possono costare anche milioni di lire, ad esempio i ricevitori differenziali, progettati per ricevere segnali a singola banda laterale e impieganti due o tre circuiti di conversione di frequenza.

I normali ricevitori professionali hanno caratteristiche e complessità intermedie fra i due casi limiti detti sopra.

Questo capitolo viene dedicato ai principi fondamentali su cui si basa il funzionamento dei ricevitori professionali.

6-1 Rivelazione o Demodulazione

Il rivelatore o demodulatore è un dispositivo che serve a mettere in evidenza la modulazione ossia a rivelare l'informazione contenuta nell'onda portante di un segnale radio in arrivo.

Rivelazione radiotelefonica

La figura 1 illustra un tipo elementare di ricevitore radiotelefonico

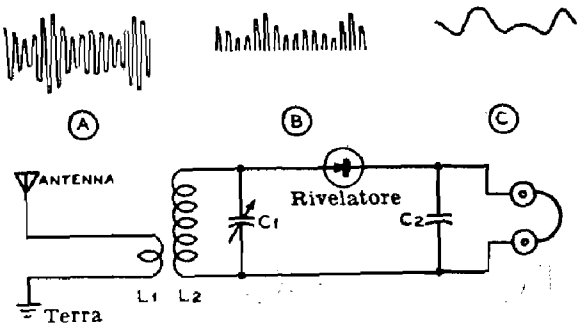


Figura 1.
TIPO ELEMENTARE DI RICEVITORE
La figura rappresenta lo schema elettrico fondamentale di un « ricevitore a cristallo ». In esso, in luogo del cristallo, può venire usato anche un diodo. Il circuito accordato L_2-C_1 è sintonizzato sulla frequenza che si vuol ricevere. Il condensatore di fuga posto in derivazione sull'auricolare telefonico dovrà avere una reattanza bassa sul valore della frequenza dell'onda portante che deve essere ricevuta, ma deve avere altresì una reattanza alta per le frequenze di modulazione del segnale che si vuol ricevere.

nel quale viene impiegato un rivelatore a diodo. L'energia contenuta in un'onda radio viene ad indurre, sulla antenna, una tensione la quale provoca quindi una corrente a radiofrequenza passando attraverso la bobila L_1 posta fra antenna e terra. Il campo magnetico alternativo, che si forma attorno ad L_1 si concatenerà sulla bobina L_2 e provocherà una corrente a radiofrequenza che viene a circolare nel circuito risonante in derivazione L_2-C_1. Quando il condensatore variabile C_1 viene regolato in modo che il circuito accordato $L_2 \cdot C_1$ risuoni sulla frequenza corrispondente a quella del segnale in arrivo, ai capi di tale circuito accordato la tensione a radiofrequenza assumerà il massimo valore, come è stato detto nel Capitolo 3°.

Questa tensione a radiofrequenza viene applicata al diodo rivelatore, dal quale essa viene rettificata generando così una corrente continua di ampiezza variabile, che viene applicata all'auricolare telefonico. Le variazioni di tale corrente corrispondono alla modulazione imposta all'onda portante emessa dal radiotrasmettitore.

Le vibrazioni che la membrana dell'auricolare telefonico esegue e che sono in accordo con la corrente pulsante fornita dal rivelatore, generano un suono che riproduce la modulazione che era stata impressa sull'onda portante.

Il funzionamento del circuito rivelatore è illustrato graficamente in figura 1, superiormente allo schema elettrico del rivelatore. In (A) è rappresentata l'onda portante modulata, così come essa viene a formarsi sulla antenna ricevente. In (B) è rappresentata la stessa onda portante, di ampiezza maggiore, che viene a trovarsi ai capi del circuito accordato. In (C) è rappresentata la corrente continua variabile di uscita dal rivelatore.

Ricezione radiotelegrafica Poichè un segnale telegrafico ad onde persistenti non modulate consiste di una onda portante non modulata che viene interrotta allo scopo di formare i punti e le linee, è evidente che un tale segnale non sarebbe udibile se venisse semplicemente rivelato. Sebbene la manipolazione telegrafica possa considerarsi un particolare tipo di modulazione, essa però è composta di componenti di così bassa frequenza, che l'inviluppo di modulazione risulterebbe inudibile essendo, per le normali velocità di manipolazione manuale, ad una frequenza inferiore a quella udibile. Occorrerà perciò predisporre qualche sistema col quale si possa rendere udi-

bile l'onda portante non modulata che viene ricevuta, in modo però che tale audizione cessi istantaneamente non appena viene ad interrompersi l'onda portante.

Il sistema più semplice per ottenere ciò consiste nell'inviare allo stesso rivelatore una tensione a radiofrequenza, localmente generata, e la cui frequenza differisca leggermente dalla frequenza del segnale da ricevere che perviene anch'esso al rivelatore. In tal modo i due segnali: quello in arrivo e quello generato dall'oscillatore locale verranno « mescolati » sul rivelatore, dando così origine ad una frequenza o nota di battimento.

La differenza di frequenza, o eterodina, che costituisce la nota di battimento, evidentemente cesserà tutte le volte che viene a mancare il segnale radiotelegrafico ad onda persistente non modulata che arriva sull'antenna del ricevitore, dato che questa nota di battimento è udibile soltanto se arrivano sul rivelatore entrambi i segnali: quello radiotelegrafico e quello generato dall'oscillatore locale.

Il rivelatore autodina Il segnale generato dall'oscillatore locale e che nel rivelatore dovrà mescolarsi con quello telegrafico in arrivo potrà essere fornito da un oscillatore di bassa potenza, separato dal rivelatore e posto nello stesso ricevitore, oppure si può fare autooscillare il rivelatore in modo che questi adempia alla doppia funzione di oscillatore e di rivelatore. Un rivelatore che autooscilli allo scopo di fornire una nota di battimento, viene denominato « rivelatore autodina » e il sistema col quale si ottiene l'autooscillazione del tubo rivelatore è chiamato « reazione ».

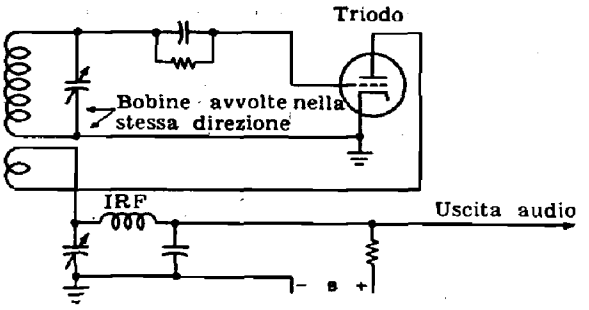
Un rivelatore autodina è più sensibile quando è appena in oscillazione e per questa ragione viene sempre aggiunto un regolatore di reazione che serve a regolare, al suo giusto valore, la reazione. Il regolatore di reazione potrà essere o un condensatore variabile o una resistenza variabile, come mostra la figura 2.

Quando il rivelatore reagisce, pur non oscillando, esso risulta ancora più sensibile. Quando si regola il circuito per funzionare in una tale maniera, sarà possibile ricevere segnali modulati con una intensità di ricezione molto maggiore di quella che sarebbe ottenibile con rivelatori sprovvisti di reazione.

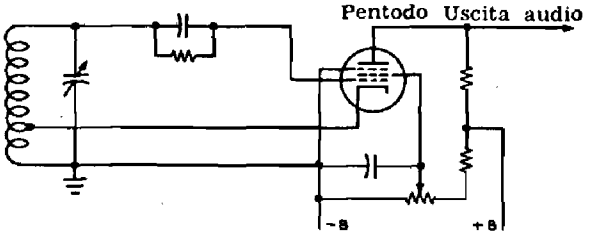
6-2 Ricevitori a super-reazione

Alle frequenze ultra-elevate, quando si desideri ridurre al minimo tanto il peso quanto il costo, si potrà usare con vantaggio un tipo speciale di ricevitore a reazione, noto col nome di ricevitore a super-reazione.

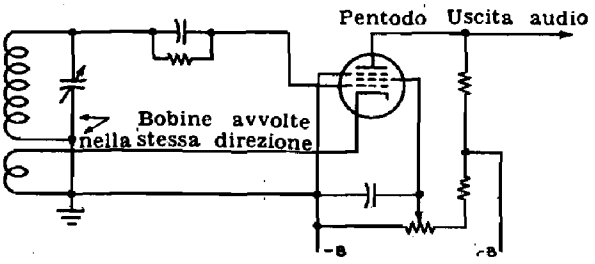
Il ricevitore a super-reazione è essenzialmente un ricevitore a reazione con annesso un sistema che porti, con rapidissimo ritmo, il rivelatore in oscillazione e fuori oscillazione. La frequenza con la quale l'oscillatore viene portato in oscillazione e fuori oscillazione varia in base alla frequenza che deve venir ricevuta, ma usualmente è compresa fra 20.000 e 500.000 H_z. La super-reazione apporta un considerevole aumento alla sensibilità del rivelatore sicchè, quando non si riceve alcun segnale, risulterà fortemente aumentato il soffio di fondo. Questo soffio però di-



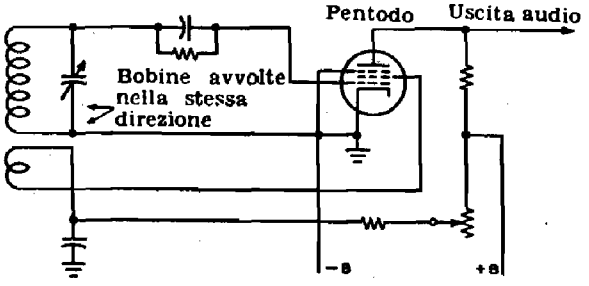
Reazione anodica con regolazione della reazione mediante capacità variabile



Reazione con presa catodica con regolazione della reazione sulla tensione di griglia-schermo



Reazione con bobina catodica con regolazione della reazione sulla tensione di griglia-schermo



Reazione sulla griglia-schermo con regolazione della reazione sulla tensione di griglia

Figura 2.

CIRCUITI RIVELATORI A REAZIONE

Attualmente i rivelatori a reazione sono raramente usati a causa della loro scarsa selettività, ma viene ugualmente illustrato il loro circuito perchè costituisce il tipo più semplice di ricevitore che possa essere usato tanto nelle ricezioni radiofoniche come per ricezioni radiotelegrafiche.

minuisce tanto più, quanto più forte è il segnale ricevuto: quando i segnali sono molto forti il soffio può addirittura cessare completamente.

Sistema ad estinzione Comunemente sono impiegati due metodi per ottenere che il rivelatore venga con rapido ritmo posto in oscillazione e fuori oscillazione. Nel primo, un oscillatore separato di « interruzione di frequenza », è inserito in modo da apportare una rapida variazione alla tensione di uno degli elettrodi del tubo (normalmente l'anodo e qualche volta la griglia-schermo) con l'elevato ritmo necessario. L'oscillatore ad « interruzione di frequenza » comunemente fa uso di un circuito di reazione di tipo usuale con bobine appropriate per la sua frequenza di lavoro.

Il secondo — e più semplice — tipo di rivelatore a super-reazione consiste in un circuito attuato in modo da produrre da se stesso l'interruzione della oscillazione, senza quindi aver bisogno di un tubo apposito per tale funzione. Il tubo rivelatore smorza (o « estingue ») da se stesso l'oscillazione, con un ritmo molto alto in virtù dell'uso di una resistenza di autopolarizzazione per corrente di griglia di valore molto elevato e di condensatori di blocco anodico e di griglia di adeguato valore, unitamente ad una reazione assai forte.

In questo tipo di rivelatore ad « autoestinzione» il ritorno del circuito di autopolarizzazione per corrente di griglia viene spesso collegato al polo positivo dell'alimentatore invece che al catodo, prelevando però la tensione positiva dopo la bobina di accordo anodico.

Nella figura 3 è rappresentato lo schema di principio di un rivelatore a super-reazione ad auto-estinzione. I circuiti ad auto-estinzione sono sempre da preferire, eccetto nel caso in cui sia impossibile assicurare un sufficiente ritorno di energia reattiva che ne permetta la super-reazione: essi sono più semplici, sono autoregolanti per quanto riguarda la ampiezza di estinzione e possono avere una buona forma d'onda di estinzione.

Per fornire i migliori risultati con un ricevitore a super-reazione con estinzione fornita da un oscillatore separato è necessario attuare un progetto e una costruzione accurati. Inoltre i circuiti con estinzione separata sono preferibili tutte le volte che sia necessario fare oscillare un tubo su frequenza altissima, ma in questo caso è impossibile ottenere una reazione sufficiente a determinare l'auto-estinzione.

La frequenza ottima di estinzione è funzione della frequenza del segnale che si vuol ricevere e al crescere della frequenza di questo, deve venire corrispondentemente aumentata la frequenza di estinzione, se si vuole conservare un buon rendimento del circuito. Non si può avere una forte sensibilità quando si usa una frequenza di estinzione troppo bassa, come pure, quando tale frequenza è troppo alta, tanto la sensibilità quanto la selettività risultano poco soddisfacenti.

In pratica, la frequenza ottima di estinzione, per una frequenza di funzionamento al di sotto dei 15MH$_z$, va posta nel campo delle frequenze udibili. Ciò costituisce un inconveniente così grave da rendere l'uso dei ricevitori a

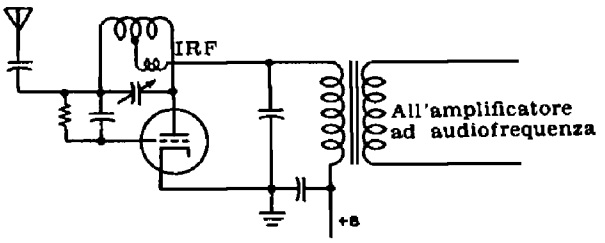


Figura 3.
CIRCUITO RIVELATORE A SUPER-REAZIONE
Un rivelatore super-reattivo ad autoestinzione come quello qui sopra illustrato è in grado di avere una buona sensibilità nel campo di frequenze altissime. Però il circuito ha l'inconveniente di una selettività relativamente scarsa. Inoltre un tale circuito deve essere preceduto da uno stadio amplificatore a radiofrequenza che eviti la radiazione dei segnali emessi dal rivelatore in oscillazione.

super-reazione non pratico per frequenze relativamente basse.

L'alto livello del rumore di fondo e del soffio che si ha in un ricevitore a super-reazione ben costruito, in assenza di segnale di entrata, non è dovuto alla frequenza di estinzione, ma invece è causato dai disturbi per agitazione termica del tubo e del circuito accordato e sono sintomi che indicano che il ricevitore, regolato a quel particolare modo è in condizioni di estrema sensibilità.

Un segnale in arrivo, anche se di modesta ampiezza, provocherà la completa sparizione del rumore di fondo, poichè i ricevitori a super-reazione hanno la caratteristica intrinseca ed istantanea di regolare automaticamente la loro sensibilità.

Un'altra caratteristica apprezzabile nei ricevitori a super-reazione consiste nel fatto che il controllo automatico di sensibilità, insito in ogni ricevitore di questo tipo, lo rende praticamente insensibile ai disturbi ad impulso, del tipo di quelli provocati dalla accensione dei motori a scoppio.

Tuttavia questa stessa caratteristica di

regolazione automatica di sensibilità sarà causa di una apprezzabile distorsione del segnale radiotelefonico ricevuto, ma tale distorsione non sarà così forte da comprometterne la comprensibilità.

La selettività dei ricevitori a super-reazione è piuttosto scarsa, se confrontata con quella dei ricevitori supereterodina, ma è invece sorprendentemente buona se confrontata con quella dei circuiti semplici di ricezione, come ad esempio quello della figura 1, quando la selettività venga espressa sotto forma percentuale piuttosto che come attenuazione per una disintonizzazione di un certo numero di Kilohertz.

Ricezione a modulazione di frequenza I ricevitori a super-reazione sono in grado di ricevere segnali modulati in frequenza con risultati spesso migliori rispetto ai segnali modulati in ampiezza specialmente se i segnali modulati in frequenza hanno una deviazione sufficientemente alta. Per ricevere i segnali modulati in frequenza, il ricevitore a super-reazione deve essere leggermente disintonizzato o da una parte o dall'altra rispetto alla frequenza centrale del segnale.

I ricevitori a super-reazione irradiano segnali di forte ampiezza, di frequenza variabile in una gamma piuttosto ampia e con modulazione di ampiezza rauca. Per tale ragione è necessario, nella maggior parte dei casi, impiegare uno stadio amplificatore a radiofrequenza a monte del rivelatore, fortemente schermato rispetto al rivelatore stesso.

6-3 Ricevitori supereterodina

Per la loro superiorità e per l'uso pressochè universale che dei ricevitori supereterodina si fa in tutti i campi della radioricezione, è necessario che la teoria e il funzionamento dei ricevitori supereterodina risultino familiari a tutti coloro che si interessano di radio, siano essi studenti o dilettanti.

La trattazione che segue riguarda i ricevitori a supereterodina per ricezione di segnali modulati in ampiezza. Essa è però applicabile in parte anche ai ricevitori atti alla ricezione di segnali modulati in frequenza. I punti nei quali i due tipi di ricevitori differiscono l'uno dall'altro troveranno ampia trattazione nel Capitolo 9°, nel quale vengono riportati i circuiti necessari per la ricezione a modulazione di frequenza.

Principio di funzionamento Nei ricevitori a supereterodina, il segnale in arrivo viene applicato ad un « mescolatore » consistente in una impedenza non lineare, che può essere costituita da un tubo elettronico o da un diodo. In tale mescolatore il segnale viene mescolato con una tensione alquanto elevata generata localmente da uno stadio oscillatore, dando origine così ad un segnale che contiene tutta la modulazione che era contenuta nel segnale in arrivo, ma la cui frequenza è uguale alla differenza fra la frequenza generata dall'oscillatore locale e la frequenza del segnale in arrivo.

Il segnale che così prende origine nel mescolatore, e che risulta perciò disponibile sull'uscita di tale stadio, viene inviato ad un amplificatore a frequenza intermedia che è sintonizzato su una frequenza fissa. Dopo essere stato così amplificato, esso viene inviato al rivelatore, che funziona nella maniera già vista a proposito della figura 1, e quindi vie-

ne passato all'amplificatore ad audiofrequenza.

La figura 4 rappresenta uno schema a blocchi relativo alle parti fondamentali che costituiscono i ricevitori supereterodina. In tale schema, i componenti basilari sono rappresentati con linee intere e sono quelli che vengono impiegati nei ricevitori supereterodina di tipo più semplice. Invece i buoni radioricevitori professionali comprenderanno tutti i componenti indicati in figura e cioè tanto quelli rappresentati con linee intere quanto quelli rappresentati con linee tratteggiate.

Vantaggi offerti dalle supereterodine I vantaggi della ricezione a supereterodina sono determinati esclusivamente dall'uso dell'amplificatore a frequenza intermedia ad accordo fisso. Poichè tutti i segnali vengono convertiti su tale frequenza intermedia, questa parte del ricevitore può essere progettata in modo da dare una ottima selettività ed una forte amplificazione. Questa forte amplificazione può essere ottenuta facilmente dato che gli amplificatori a frequenza intermedia funzionano su frequenza relativamente bassa, sulla quale i normali pentodi sono in grado di dare una ottima amplificazione di tensione.

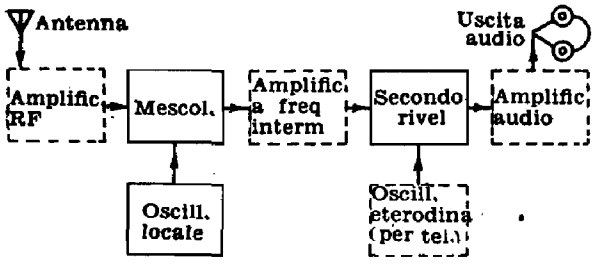


Figura 4.
PARTI ESSENZIALI DI UN RICEVITORE SUPERETERODINA
Le parti fondamentali del ricevitore sono mostrate racchiuse entro rettangoli a linee intere. I ricevitori professionali impiegano, oltre a tali parti, anche quelle racchiuse nei rettangoli tratteggiati, oltre ad altri circuiti ausiliari quali: limitatore di disturbi, controllo automatico di sensibilità, filtro a quarzo inserito nell'amplificatore a frequenza intermedia.

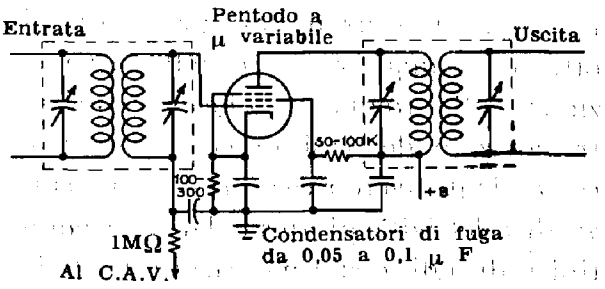


Figura 5.
TIPICO STADIO AMPLIFICATORE A FREQUENZA INTERMEDIA

Nella figura 5 è rappresentato un usuale stadio amplificatore a frequenza intermedia.

Lo schema di figura 5 mette in evidenza che tanto il circuito di griglia quanto quello anodico son accordati. I circuiti accordati che vengono impiegati per accoppiare fra loro gli stadi amplificatori a frequenza intermedia vengono denominati « trasformatori a frequenza intermedia ». Essi verranno trattati ampiamente in questo stesso capitolo.

Scelta della frequenza intermedia La scelta della frequenza sulla quale far funzionare l'amplificatore di frequenza intermedia va fatta in base ad alcune considerazioni. La prima di tali considerazioni riguarda la selettività: quanto più bassa è la frequenza intermedia tanto più alta sarà la selettività ottenibile. D'altro canto, se si sceglie un valore di

frequenza intermedia piuttosto alto, si ottiene un miglioramento nella attenuazione della frequenza immagine. Inoltre vi sono dei casi in cui può essere conveniente avere ricevitori con una curva di selettività piuttosto larga. Esempi tipici di tali casi sono costituiti dalla ricezione di segnali televisivi, dalla ricezione di segnali modulati in frequenza o di quelli emessi da stazioni la cui onda portante non sia controllata a quarzo, ma invece da un oscillatore a frequenza variabile: in questi casi elencati la larghezza di banda da ricevere sarà più o meno ampia, ma comunque sarà sempre rilevante.

La ricezione della frequenza immagine è un inconveniente comune a tutti i ricevitori supereterodina e per questa ragione verra fatta una dettagliata trattazione di tale problema in questo stesso capitolo.

I valori pratici di frequenza intermedia possono variare entro limiti assai estesi: vi sono ricevitori con amplificatori a frequenza intermedia accordati su 50KH$_z$ e la loro caratteristica principale è quella di una selettività estremamente acuta; vi sono per contro anche ricevitori con media frequenza su 60MH$_z$ e oltre che servono a ricezioni di tipo speciale. La maggior parte dei radioricevitori professionali fa oggi uso di un valore di frequenza intermedia prossima a 455KH$_z$ oppure a 1600KH$_z$. I radioricevitori di tipo domestico per radioaudizioni circolari usano un valore di frequenza intermedia posto in vicinanza a 465KH$_z$; anche i radioricevitori per auto normalmente fanno uso di tale valore di media frequenza, però in qualche caso la frequenza intermedia può essere di 262KH$_z$.

Il valore normalizzato per la frequenza intermedia di radioricevitori a modulazione di frequenza è di 10,7MH$_z$. I ricevitori televisivi normalmente fanno uso di una frequenza intermedia che copra la gamma da circa 21,5 a circa 27MH$_z$, mentre per i ricevitori televisivi su frequenze ultraelevate si va normalizzando in America la frequenza intermedia con banda passante da 41 a 46MH$_z$.

Selettività aritmetica I ricevitori supereterodina hanno, rispetto ai ricevitori a circuiti accordati, il grande pregio di una fortissima selettività che chiameremo « selettività aritmetica ». Tale pregio è una conseguenza, come si è detto, dell'uso di stadi amplificatori passa-banda ad accordo fisso. Il concetto di selettività aritmetica può essere illustrato dal seguente esempio. Si considerino due radioricevitori; il primo sia del tipo a circuiti accordati mentre il secondo sia del tipo supereterodina.

Si supponga che tali due ricevitori debbano ricevere un segnale avente la frequenza di 10.000KH$_z$, mentre, in prossimità a tale segnale, per esempio a 10.010KH$_z$, vi sia un forte segnale interferente. Nel ricevitore a circuiti accordati la separazione di tali due segnali a mezzo dei circuiti di accordo sarà praticamente impossibile, poichè le loro frequenze differiscono fra loro soltanto dello 0,1 per cento. Invece nel ricevitore supereterodina, se questo ha un valore di frequenza intermedia di 1000 KH$_z$, il segnale che si vuol ricevere verrà convertito su una frequenza di 1000 KH$_z$, mentre il segnale interferente verrà convertito al-

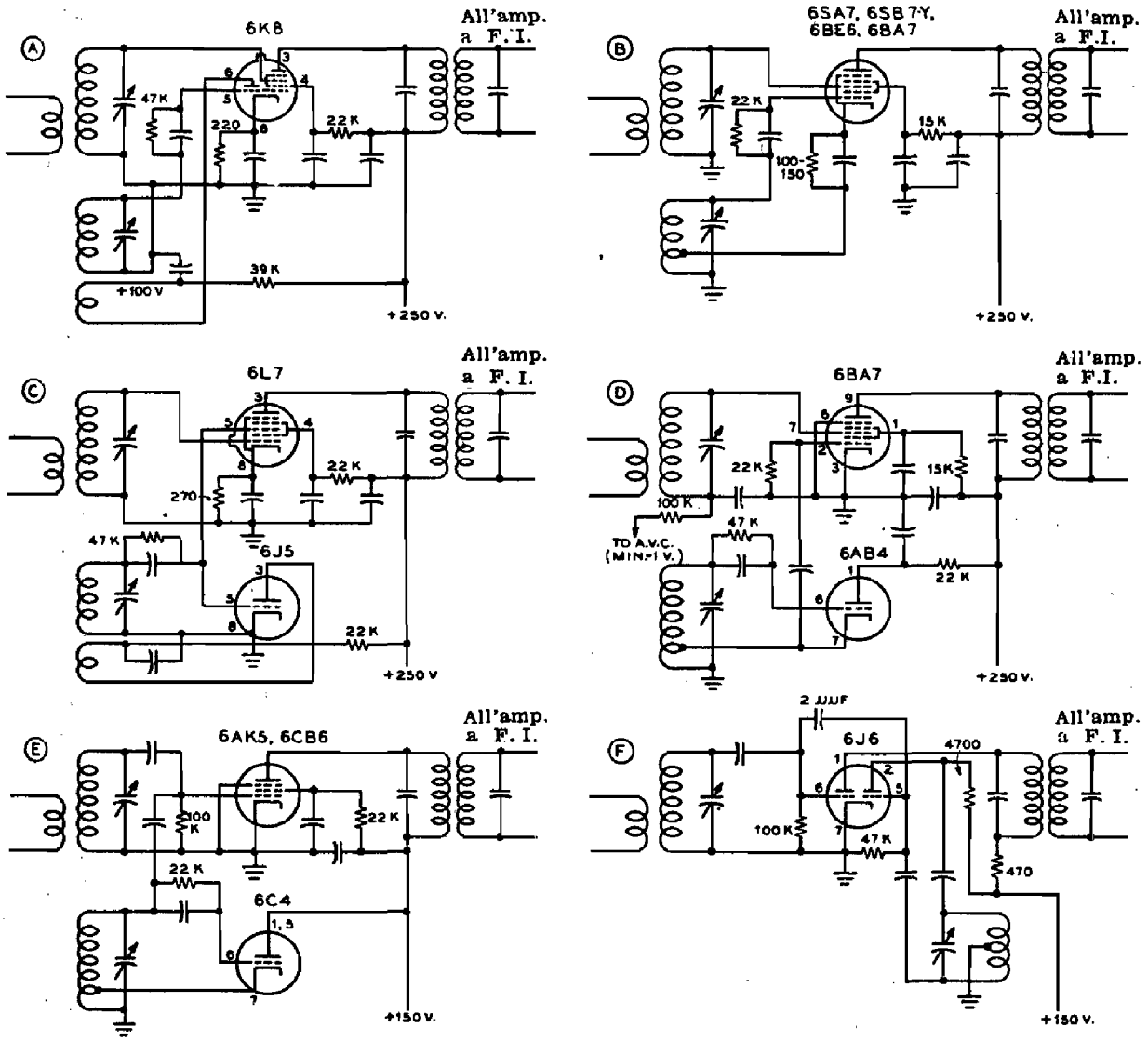


Figura 6.
TIPICI STADI CONVERTITORI DI FREQUENZA (MESCOLATORI)
Nel testo sono trattati i vantaggi relativi ai differenti circuiti.

la frequenza di 1010KH$_z$, ed entrambi tali segnali verranno inviati all'entrata dell'amplificatore a frequenza intermedia. Nel ricevitore supereterodina, perciò, i due segnali verranno separati molto più agevolmente, dato che le loro frequenze differiscono dell'1 per cento, ossia 10 volte dippiù che per il ricevitore a circuiti accordati.

Lo stadio convertitore Lo stadio convertitore, altrimenti detto stadio « mescolatore » nei ricevitori supereterodina può essere di uno dei seguenti due tipi:

1) esso può impiegare un tubo « convertitore » in unico bulbo, come sono i tipi 6K8, 6SA7 oppure 6BE6;

2) esso può impiegare due tubi, o due gruppi diversi di elettrodi nello stesso bulbo, per formare il dispositivo oscillatore-mescolatore.

Nella figura 6 è illustrato un gruppo di circuiti di entrambi i tipi, nei qua-

li è messa in atto l'esperienza più recente per quanto concerne gli stadi convertitori di frequenza.

I convertitori con tubo multigriglia, come sono quelli di figura 6 (A) e 6 (B), sono relativamente semplici e di poco costo ed essi sono in grado di dare risultati soddisfacenti per la maggior parte delle applicazioni pratiche. Con i tubi convertitori del tipo 6SB7-Y oppure 6BA7 possono essere ottenuti risultati soddisfacenti nella ricezione di segnali relativamente forti (come per esempio quelli delle normali radiotrasmissioni circolari a modulazione di frequenza) fino a frequenze superiori anche a 100 MH_z. Però la resistenza equivalente di disturbo di entrata in tali ricevitori risulta dell'ordine di 200KΩ, che invero è un valore piuttosto alto. Per questo motivo, qualora si vogliano effettuare ricezioni di segnali piuttosto deboli su frequenze alte, è consigliabile far precedere tali tubi da uno o più stadi amplificatori a radiofrequenza.

Il circuito mescolatore, con tubo 6L7, illustrato dalla figura 6 (C) e quello con tubo 6BA7 illustrato nella figura 6 (D) sono anch'essi caratterizzati dall'avere una resistenza equivalente di disturbo di entrata di diverse centinaia di migliaia di Ohm, sicchè anche tali circuiti mescolatori debbono essere fatti precedere da uno o più stadi amplificatori a radiofrequenza aventi amplificazione sufficientemente alta, qualora si desideri un basso fattore di disturbo sul ricevitore. Invece i circuiti mostrati in figura 6 (E) e 6 (F) sono in grado di funzionare con un basso livello di disturbo intrinseco, sicchè questi circuiti possono essere alimentati direttamente dalla antenna senza essere preceduti da stadi amplificatori a radiofrequenza. Si noti che entrambi questi circuiti fanno uso dell'iniezione sulla griglia-controllo tanto del segnale da ricevere, quanto del segnale generato dall'oscillatore locale. Quindi, anche se tali circuiti potrebbero, agli effetti della resistenza equivalente di disturbo non essere preceduti da stadi amplificatori a radiofrequenza, sarà tuttavia necessario porre ugualmente almeno uno stadio amplificatore a radiofrequenza se si vuole contenere entro limiti tollerabili l'intensità di radiazione sull'antenna del segnale dell'oscillatore locale.

Mescolatori a diodo Quando la frequenza di funzionamento di un ricevitore supereterodina risulta più alta di alcune centinaia di megahertz, il rapporto segnale-disturbo esistente sul circuito anodico del tubo mescolatore raggiunge valori proibitivamente bassi quando, come tubo mescolatore, viene impiegato un triodo o un pentodo. Sulle frequenze più alte della frequenza limite superiore dei normali tubi mescolatori vengono impiegati più comunemente, invece di tubi a molti elettrodi, tubi mescolatori del tipo a diodo. Il diodo può essere o a vuoto spinto e riscaldamento indiretto, come per esempio il 9005 specialmente progettato per funzionare su frequenze ultra-elevate, oppure può essere a cristallo, come per esempio i diodi della serie da 1N21 a 1N28. Nella sezione 6-9 di questo stesso capitolo verranno trattati più dettagliatamente i circuiti mescolatori a diodo e i loro principi di funzionamento.

6-4 Disturbo del mescolatore e frequenze immagini

Gli inconvenienti comuni a tutti i ricevitori supereterodina sono il disturbo provocato dal mescolatore e la ricezione di frequenze immagini. Poichè entrambi tali inconvenienti possono venire eliminati — o almeno attenuati — con lo stesso rimedio, essi verranno considerati insieme.

Disturbo del mescolatore Il disturbo provocato dal mescolatore consiste in un effetto di tipo granulare ed è reso evidente dal soffio avvertibile sulla uscita ad audiofrequenza del ricevitore. Esso è causato dalle piccole irregolarità che avvengono nella corrente anodica dello stadio mescolatore e che sono in grado di generare un disturbo tale da coprire la ricezione dei segnali più deboli. Un disturbo di natura identica si ha normalmente anche negli stadi amplificatori, ma poichè la conduttanza dello stadio mescolatore è considerevolmente più bassa di quella di uno stadio amplificatore impiegante lo stesso tubo, il disturbo causato dal mescolatore risulta proporzionalmente maggiore di quello di uno stadio amplificatore che faccia uso di un tubo uguale o similare.

Sebbene questo disturbo non possa venire eliminato, tuttavia i suoi effetti possono venire fortemente ridotti se si fa precedere lo stadio mescolatore da uno o più stadi amplificatori, aventi amplificazione sufficiente e che siano accordati sulla frequenza del segnale da ricevere. Naturalmente tali stadi amplificatori dovranno avere un alto rapporto segnale-disturbo. Con questo rimedio si otterrà che il segnale di uscita dallo stadio mescolatore risulta molto maggiore rispetto al disturbo generato dentro lo stadio mescolatore stesso.

Se si aumentasse l'amplificazione a valle dello stadio mescolatore non si otterrebbe alcun vantaggio per quanto concerne la eliminazione del disturbo provocato dal mescolatore; un aumento della selettività, a valle dello stadio mescolatore, dà un qualche risultato agli effetti della attenuazione del disturbo del mescolatore, ma questo rimedio non può essere spinto molto poichè con esso viene a ridursi la larghezza della bandapassante a frequenza intermedia, col risultato che vengono attenuate fortemente le bande laterali di frequenza relativamente alta, che sono molto importanti per la intelligibilità di un segnale modulato con voce.

Mescolatori a triodo I triodi aventi alta transconduttanza consentono di attuare gli stadi mescolatori più silenziosi, poichè, pur dando una amplificazione un po' minore, forniscono un rapporto segnale-disturbo migliore rispetto ai tubi multigriglia di tipo equivalente.. Tuttavia, per frequenze inferiori a 30MH$_z$, è possibile costruire ricevitori supereterodina nei quali il disturbo del mescolatore sia ad un livello pressocchè corrispondente ai disturbi atmosferici, senza far ricorso a triodi mescolatori. Inoltre, in pratica, si sono incontrate difficoltà nell'impiego di triodi come mescolatori, nei quali l'iniezione dei segnali venga effettuata sulla griglia-controllo. Tali difficoltà consistono in trascinamento di frequenza, reazioni etc. Per questo motivo i tubi multigriglia sono quelli che più fre-

quentemente vengono impiegati come mescolatori, specialmente alle frequenze più basse.

Sulle frequenze altissime, per le quali la ricezione di segnali deboli è limitata dai disturbi intrinseci dell'apparato piuttosto che dai disturbi atmosferici, vengono invece usati quasi totalmente mescolatori a triodo. Un eccellente tipo di tubo mescolatore, adatto a frequenze fino a 600MH$_z$ è il doppio triodo miniatura 6J6, con le griglie montate in derivazione.

Tensione di iniezione L'ampiezza della tensione di iniezione si ripercuote sulla transconduttanza di conversione di un mescolatore e quindi, se si desidera il migliore rapporto segnale-disturbo, tale tensione deve avere un valore corretto. Quando si usa per la griglia di iniezione la polarizzazione negativa fissa, il valore della tensione di iniezione risulterà alquanto critico. Se si fa invece uso della polarizzazione catodica, il valore della tensione di iniezione non sarà più così critico. Se infine la griglia di iniezione del tubo mescolatore è autopolarizzata per corrente di griglia, la tensione di iniezione non sarà affatto critica, purchè però essa superi un determinato valore. Quando si effettua l'iniezione sulla griglia controllo del tubo mescolatore, la tensione di iniezione dovrà aggirarsi fra 1 e 10V, mentre dovrà essere di circa 45V se l'iniezione viene effettuata sulla griglia schermo o sulla griglia di soppressione.

Frequenze immagini Vi sono sempre due frequenze di segnali di entrata al ricevitore che, combinandosi con una determinata frequenza dell'oscillatore locale, danno luogo alla stessa frequenza risultante (frequenza intermedia). Per esempio: si consideri una supereterodina il cui oscillatore locale funzioni su frequenza più alta rispetto a quella del segnale, come avviene normalmente in pratica in tutti i ricevitori. Si supponga che il segnale che deve essere ricevuto abbia la frequenza di 14.100 KH$_z$. Supponendo che l'amplificatore a frequenza intermedia sia accordato su 450KH$_z$, il circuito di entrata del mescolatore dovrà essere sintonizzato su 14.100KH$_z$ mentre l'oscillatore locale dovrà funzionare su 14.100 + 450KH$_z$ ossia su 14.550KH$_z$. Si supponga ora che sulla antenna arrivi un forte segnale avente una frequenza uguale a quella dell'oscillatore locale più quella di media frequenza (nel nostro caso 14.550 + 450 ossia 15.000KH$_z$) e che tale segnale non venga attenuato dagli stadi amplificatori a radiofrequenza, sicchè esso pervenga ugualmente sul mescolatore. Esso, mescolandosi con la frequenza dell'oscillatore locale (14.550 KH$_z$) darà luogo, per differenza, al valore di frequenza su cui è accordato l'amplificatore a frequenza intermedia (450KH$_z$) e quindi esso verrà ugualmente ricevuto. Si noti che la differenza fra la frequenza del segnale che si desidera ricevere e quella dell'immagine è sempre il doppio del valore della frequenza intermedia.

Le immagini danno luogo a « segnali ripetuti » nella manovra del condensatore variabile di sintonia.

Il solo sistema col quale le immagini potrebbero venire eliminate nel caso particolare suddetto sarebbe quello di dare al circuito di entrata del mescolatore e

ai circuiti che lo precedono, una selettività tale che il segnale a 15.000KH$_z$ non raggiunga più la griglia dello stadio mescolatore oppure, se anche la raggiunge, esso abbia una ampiezza così bassa da non dare più luogo ad interferenza.

Per ogni determinato valore di frequenza intermedia, l'interferenza causata dalle immagini cresce man mano che cresce la frequenza sulla quale sono accordati i circuiti di entrata del ricevitore e ciò perchè, man mano che tale frequenza aumenta, diminuisce la differenza percentuale fra la fraquenza che si vuol ricevere e la frequenza immagine e quindi i circuiti di accordo a radiofrequenza del ricevitore non riescono più a selezionare così bene la frequenza desiderata dalla frequenza immagine.

Per « rapporto di immagine » si intende il rapporto fra l'ampiezza del segnale di entrata alla frequenza immagine, che all'uscita dà un certo livello, e l'ampiezza del segnale, avente la frequenza sulla quale sono accordati i circuiti di entrata del ricevitore, che dia lo stesso livello di uscita.

Tanto più alto è il rapporto di immagine tanto migliore è il ricevitore per quanto concerne i disturbi dovuti alla interferenza di immagine.

Se fra il circuito mescolatore e l'antenna vi è un solo circuito accordato, e se il valore di frequenza intermedia adoperato è compreso fra 400 e 500KH$_z$, alla frequenza di circa 2000KH$_z$ sarà facilmente ottenibile un rapporto di immagine di 60db ed oltre. Al di sopra di tale frequenza è necessario interporre fra il mescolatore e l'antenna un altro circuito accordato col quale aumentare la selettività sul circuito di griglia dello stadio mescolatore. Facendo così, potrà essere mantenuto un buon rapporto di immagine anche per frequenze più alte di 2000KH$_z$.

Stadi a radiofrequenza Nel paragrafo precedente si è visto che può essere necessario far precedere il mescolatore da circuiti accordati posti fra esso e l'antenna. Allo scopo di ottenere una riduzione del disturbo provocato dal mescolatore e per aumentare il rapporto di immagine, sarà conveniente impiegare in tali circuiti accordati tubi amplificatori onde formare così stadi amplificatori a radiofrequenza. Questi stadi possono costituire parte del radioricevitore; quando sono incorporati nel radioricevitore, formano ciò che viene semplicemente denominato « amplificatore a radiofrequenza ».

Quando invece gli stadi amplificatori costituiscono, rispetto al ricevitore, una unità separata, munita di un proprio comando di sintonia, allora vengono denominati « preselettore ».

Negli amplificatori a radiofrequenza o nei preselettori comunemente vengono usati uno o due stadi.

In alcuni preselettori è fatto uso di reazione per ottenere una maggiore amplificazione e una selettività più spinta.

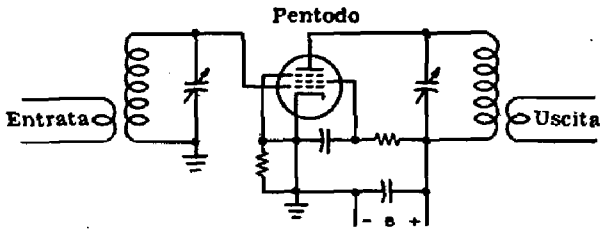


Figura 7.
TIPICO STADIO AMPLIFICATORE A RADIOFREQUENZA A PENTODO

Negli amplificatori a radiofrequenza e nei preselettori vengono raramente usati più di due stadi, dato che con due stadi si ottiene normalmente una amplificazione sufficiente a ridurre fortemente il disturbo provocato dal mescolatore.

Stadi a radiofrequenza per frequenze altissime In linea generale, i disturbi atmosferici nel campo di frequenza superiori a 30MHz sono molto bassi, al punto che, in pratica, il disturbo generale dentro lo stesso ricevitore è maggiore dei disturbi captati dall'antenna. Pertanto è della più grande importanza che il disturbo generato internamente al ricevitore sia mantenuto al minimo livello possibile.

Alle frequenze molto superiori ai 300MHz non vi è tanto da fare, allo stato attuale della tecnica, per ottenere una riduzione dei rumori generati dentro il ricevitore e particolarmente nello stadio convertitore di frequenza. Ma nel campo delle frequenze comprese fra 30 e 300MHz il fattore di disturbo di un ricevitore ben progettato, essendo determinato dagli stadi a radiofrequenza e particolarmente dal primo stadio, può venire sufficientemente ridotto con adeguati accorgimenti, che sono state trattati più dettagliatamente nella sezione 5-10 del Capitolo 5°.

I normali ricevitori per frequenze altissime, tanto professionali quanto per modulazione di frequenza e per ricezioni televisive, fanno uso di un pentodo miniatura come primo stadio amplificatore a radiofrequenza. Il tubo 6AK5 è il migliore fra quelli attualmente disponibili e i tubi 6CB6 e 6AG5 danno anch'essi ottime prestazioni, assai prossime a quelle del tubo 6AK5. Qualora però l'amplifiicazione del primo stadio a radiofrequenza non fosse così importante e invece si volesse ottenere il migliore fattore di disturbo possibile, nel primo stadio a radiofrequenza sarà opportuno impiegare un triodo invece di un pentodo.

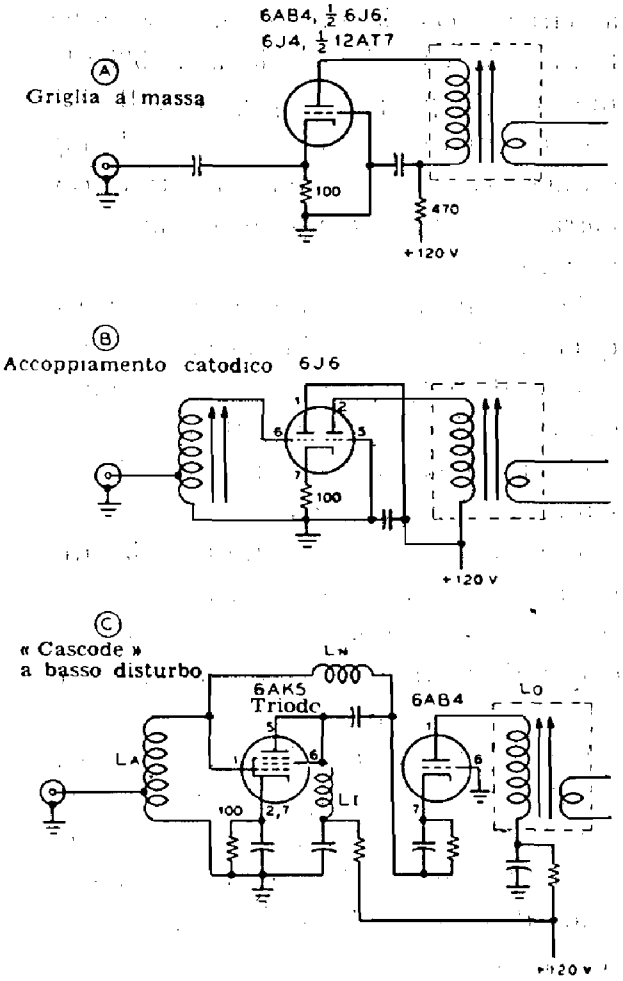


Figura 8.
TIPICI STADI AMPLIFICATORI A RADIOFREQUENZA A TRIODO, PER FREQUENZE ALTISSIME
Gli stadi amplificatori a triodo danno un contributo minimo al disturbo in uscita per un determinato livello di segnale e da ciò deriva il loro frequente uso nella gamme di frequenza altissime.

Nella figura 8 sono rappresentati tre tipi di stadi amplificatori a radiofrequenza a triodo comunemente usati per amplifiicare frequenze altissime.

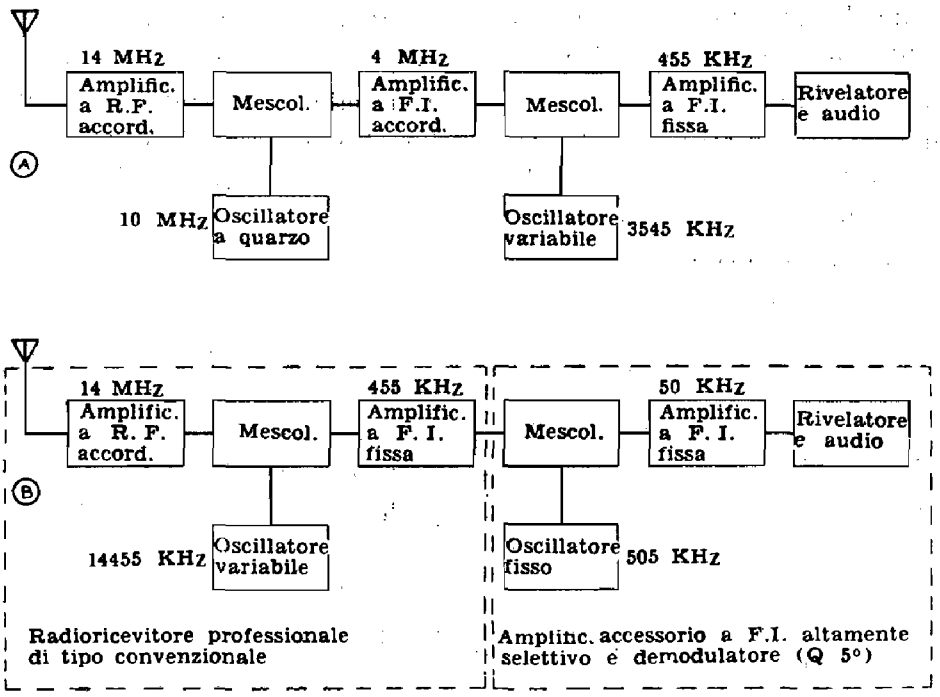


Figura 9.
TIPICI RICEVITORI SUPERETERODINA A DOPPIA CONVERSIONE DI FREQUENZA
In (A) è illustrato lo schema a blocchi di un ricevitore supereterodina a doppia conversione di frequenza, di tipo commerciale. In (B) è illustrata l'applicazione di un canale ausiliario a frequenza intermedia, altamente selettivo, che ha lo scopo di migliorare la selettività di un radioricevitore professionale di tipo convenzionale, mediante l'uso della doppia conversione di frequenza.

Il circuito (A) impiega pochi componenti e fornisce una amplificazione piuttosto modesta ma con livello di disturbo estremamente basso. Esso è quello che dà i risultati migliori quando si voglia evitare che il primo stadio a radiofrequenza sia alimentato direttamente da una linea di trasmissione coassiale a bassa impedenza.

Nella figura 8 (B) è rappresentato uno stadio che fornisce una amplificazione maggiore di quello della figura 8 (A), ma che richiede in entrata un circuito di adattamento di impedenza. L'amplificazione effettiva di questo circuito risulterà alquanto ridotta quando con esso si vuole amplificare una banda larga di frequenze, poichè il Gm effettivo del doppio tubo con accoppiamento catodico risulta alquanto minore di metà del Gm di uno qualunque dei due tubi, considerato a solo.

Nella figura 8 (C) è rappresentato il circuito « cascode », recentemente divenuto di impiego assai diffuso che, malgrado sia alquanto complesso, fornisce una amplificazione totale all'incirca uguale a quella di un pentodo, mentre ha una bassa resistenza equivalente di disturbo, quasi uguale a quella di uno stadio a triodo.

Doppia conversione di frequenza

Come si è detto in precedenza, se si fa uso di un alto valore di frequenza intermedia, si viene a migliorare il rapporto di immagine — a scapito però della selettività — otte-

nendo così che il segnale desiderato e la immagine abbiano frequenze molto distanti l'una dall'altra.

Per ottenere contemporaneamente un buon rapporto di immagine anche alle frequenze più alte e una buona selettività, viene spesso impiegato il sistema denominato a « doppia conversione di frequenza ».

In tale sistema il segnale in arrivo viene convertito dapprima su una frequenza intermedia più alta; quindi viene amplificato e poscia nuovamente convertito, questa volta su una frequenza molto più bassa.

La prima frequenza intermedia è quella che determina la necessaria separazione fra il segnale che si vuol ricevere e la sua immagine, mentre la seconda frequenza intermedia è quella che dà il maggior contributo alla selettività.

Il sistema a doppia conversione di frequenza, così come è illustrato in figura 9, si presta, al momento attuale, a due applicazioni generali. La prima applicazione si prefigge lo scopo di ottenere una stabilità estremamente elevata in un ricevitore professionale, mediante l'impiego di un quarzo che controlli la frequenza del primo oscillatore. Tale sistema, usato in alcuni radioricevitori professionali Collins ed impiegato anche nel convertitore di frequenza controllato a quarzo, descritto nel capitolo 20°, ha quindi il primo oscillatore controllato a quarzo. Questo è seguito da un amplificatore a frequenza intermedia sintonizzabile il quale a sua volta è seguito da uno stadio mescolatore e da un altro amplificatore a frequenza intermedia. Quest'ultimo lavora su una frequenza fissa e molto più bassa rispetto al primo canale a frequenza intermedia.

Con un dispositivo di questo tipo, la stabilità di tutto il ricevitore risulta uguale alla stabilità dell'oscillatore che alimenta il secondo stadio di conversione di frequenza, mentre la selettività è determinata dalla ampiezza di banda passante del secondo amplificatore a frequenza intermedia fissa.

La seconda applicazione che frequentemente si attua del principio della doppia conversione di frequenza è quella che consente di ottenere un altissimo grado di selettività globale di un radioricevitore professionale. In questo tipo di applicazione, illustrato dalla figura 9 (B), un radioricevitore professionale di tipo normale viene modificato in maniera tale che il suo amplificatore a frequenza intermedia (che normalmente funziona su una frequenza compresa fra 450 e 915KH$_z$) invece di alimentare un rivelatore e quindi un amplificatore ad audiofrequenza, alimenta un secondo stadio mescolatore. Questo stadio funziona su una frequenza fissa e a sua volta alimenta un canale amplificatore ad audiofrequenza. Questo canale accessorio a frequenza intermedia (spesso denominato Q 5°) normalmente funziona su una frequenza di 175KH$_z$, 85KH$_z$ o anche 50KH$_z$.

6-5 Circuiti accordati sulla frequenza del segnale

I circuiti accordati sulla frequenza del segnale, nel canale ad alta frequenza di una supereterodina e di ricevitori a circuiti accordati, sono costituiti da bobine, che possono essere a solenoide o a nido d'ape e di condensatori variabili collegati in derivazione sulle bobine. Spesso è in questi circuiti accordati l'ori-

gine delle buone o cattive prestazioni di un radioricevitore.

Le bobine a nido d'ape sono normalmente usate per frequenze non superiori a 2000 KH_z, mentre a frequenze superiori, danno migliore risultato le bobine di tipo solenoidale ad un solo strato.

Impedenza e Q I due fattori di maggiore importanza che determinano rispettivamente la amplificazione per stadio e la selettività di un amplificatore sintonizzato sono l'impedenza e il Q del circuito accordato.

Come è già stato detto nel Capitolo 3°, per Q si intende il rapporto fra la reattanza e la resistenza di un circuito.

Poichè la resistenza dei moderni condensatori è bassa alle frequenze ordinarie, la resistenza del circuito normalmente si riduce solo a quella relativa alla bobina. La resistenza che si considera nell'eseguire i calcoli del Q non è la resistenza a corrente continua del conduttore che costituisce la bobina, ma la resistenza a radiofrequenza. La resistenza a corrente continua ordinariamente può essere trascurata, dato che è molto minore della resistenza a radiofrequenza. Questa resistenza è determinata anzitutto dall'effetto pellicolare o « skin effect » ed è influenzata da molti fattori quali la dimensione del filo, il tipo di filo, la vicinanza di oggetti metallici, un deficiente isolamento, per esempio, del supporto bobina, che abbia forti perdite.

Dalle curve riportate nel Capitolo 3° è facile vedere che ai più alti valori di Q corrispondono la maggiore selettività dei circuiti e la maggiore tensione a radiofrequenza che si sviluppa ai capi dei circuiti accordati stessi. L'aumento della tensione è dovuto all'aumento della impedenza dei circuiti accordati conseguente all'aumento del Q.

Frequentemente è possibile ottenere un aumento dell'impedenza di un circuito risonante, e conseguentemente un aumento della amplificazione offerta dallo stadio amplificatore, aumentando le reattanze impiegate nel circuito, ossia impiegando induttanze di valore maggiore e condensatori di capacità minore. In altri termini aumentando il rapporto L/C.

Resistenza di entrata Un altro fattore che influisce sul funzionamento dei circuiti accordati è la resistenza di entrata dei tubi impiegati su tali circuiti. Alle frequenze corrispondenti alle radioaudizioni ad onda media, la resistenza di entrata dei più comuni tubi amplificatori è così alta da poter essere trascurata. Man mano che

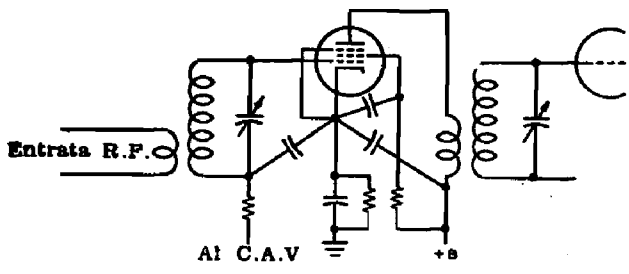


Figura 10.
SCHEMA ILLUSTRATIVO DEI CONDENSATORI DI FUGA COLLEGATI AD UN PUNTO COMUNE

Per ridurre l'effetto nocivo che la induttanza del circuito catodico ha sulle frequenze altissime, tutti i ritorni dei condensatori di fuga dovranno essere collegati ad un unico terminale dello zoccolo del tubo. I tubi aventi due uscite di catodo potranno dare prestazioni migliori se il ritorno di griglia viene inviato ad un terminale di catodo mentre i ritorni dei condensatori di fuga anodico e di griglia-schermo vengono inviati al terminale del catodo che, internamente al tubo, è collegato alla griglia di soppressione.

la frequenza aumenta, però, la resistenza di entrata diviene sempre più bassa, fino a che essa raggiunge, per frequenze piuttosto alte, un valore tanto basso che rende impossibile ottenere una qualche amplificazione dallo stadio amplificatore a radiofrequenza.

I due elementi che determinano la diminuzione della resistenza di entrata dei tubi al crescere della frequenza sono: il tempo di transito necessario ad un elettrone per spostarsi dal catodo alla griglia e l'induttanza del collegamento di catodo, che risulta comune ai circuiti di griglia e anodico. Man mano che la frequenza diviene più alta, il tempo di transito diviene una parte sempre più apprezzabile della durata del ciclo del segnale a radiofrequenza, generandosi in tal modo una corrente di griglia. Il risultato di ciò è equivalente a quello che si otterrebbe se fra la griglia del tubo e il catodo venisse posta una resistenza.

Comando unico delle supereterodine Poichè l'oscillatore di una supereterodina deve funzionare sempre e in qualunque posizione del condensatore variabile di accordo, su una frequenza che differisca rispetto al segnale di entrata del valore della frequenza intermedia, è necessario in esso porre in atto un qualche accorgimento che consenta di avere, fra la frequenza generata dall'oscillatore locale e la frequenza accordata dagli stadi amplificatori a radiofrequenza una differenza costante. Su tale differenza vanno appunto accordati i trasformatori a frequenza intermedia.

Il metodo normale per realizzare il comando unico consiste nel far funzionare l'oscillatore su una frequenza più alta di quella del segnale da ricevere impiegando, sul circuito dell'oscillatore, un condensatore di compensazione in serie che riduca il rapporto di gamma coperta dall'oscillatore, dato che la gamma coperta dall'oscillatore deve essere più stretta di quella coperta dal circuito di entrata del mescolatore. Alle frequenze superiori a 7000 KH_z e con i normali valori di frequenza intermedia, la differenza in percentuale fra i due rapporti di gamma è così piccola, che può essere trascurata, specialmente nei ricevitori progettati per coprire soltanto una stretta gamma di frequenze, come sono i ricevitori per bande dilettantistiche. In questo caso quindi può essere eliminato il condensatore di compensazione in serie.

Nella figura 11 è illustrato il sistema

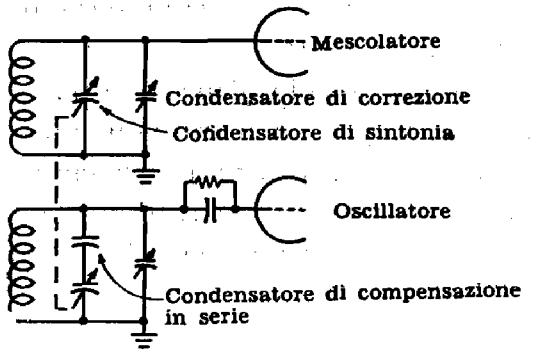


Figura 11.
CONDENSATORE DI COMPENSAZIONE IN SERIE, IMPIEGATO NELL'OSCILLATORE AD ALTA FREQUENZA DI UNA SUPERETERODINA

Il condensatore di compensazione in serie consente l'uso di un comando unico nella supereterodina, mediante un condensatore variabile a più sezioni di identiche capacità. Il condensatore di compensazione in serie diminuisce la variazione totale di frequenza dell'oscillatore, consentendo in tal modo di mantenere costante la differenza di frequenza fra l'oscillatore e lo stadio amplificatore a radio-frequenza. Su tale valore di differenza di frequenza vengono accordato i trasformatori a frequenza intermedia della supereterodina.

di accordo di un mescolatore e del relativo oscillatore, quest'ultimo con un condensatore di compensazione in serie.

Il valore del condensatore di compensazione varia considerevolmente in funzione dei diversi valori che può assumere la frequenza intermedia e in funzione delle gamme da ricevere. Per gamme aventi frequenze molto basse, normalmente viene usato un condensatore di compensazione in serie da 0,0001 μF mentre per le gamme di frequenza più alta tale valore arriverà anche a 0,01 μF.

I ricevitori supereterodina progettati per coprire una sola gamma d'onda, come quelli del tipo « personale » per la ricezione delle radioaudizioni ad onda media, spesso ottengono il parallelismo fra la curva di frequenza dell'oscillatore e quella dei circuiti a radiofrequenza, mediante una sagomatura delle lamine del condensatore variabile corrispondenti alla sezione oscillatrice del condensatore stesso, che così risulta diversa rispetto alla sagomatura delle lamine impiegate nella sintonia degli stadi a radiofrequenza.

Cambio della gamma di frequenza Le frequenze che un radioricevitore può sintonizzare possono venire cambiate modificando le dimensioni delle bobine di accordo e dell'oscillatore locale, oppure modificando le capacità di accordo di tali due circuiti, o infine modificando tanto le bobine quanto le capacità, contemporaneamente.

Nei ricevitori ad onde corte normalmente è impiegato quest'ultimo sistema. Infatti in essi, per passare da una gamma all'altra, vengono cambiate le bobine e si fa uso di un condensatore variabile di piccola capacità per sintonizzare le onde corte, mentre si impiegherà un condensatore variabile di capacità maggiore quando si voglio sintonizzare le onde medie e le onde medio-corte.

In pratica, nei radioricevitori, le bobine possono essere cambiate in due modi: con un commutatore, comandabile dal pannello frontale e che serve a commutare nei circuiti di accordo le bobine, che avranno dimensioni differenti in funzione della gamma di frequenze che si vuol ricevere; oppure le bobine, di dimensioni differenti, possono venire inserite manualmente nel ricevitore, mediante apposite spine e prese disposte in esso. Quando, per ricevere una banda di frequenze, le bobine da inserire sono parecchie, le bobine stesse potranno venir sistemate in un unico listello che così consentirà di inserirle tutte contemporaneamente.

Sintonia con espansione di gamma Nei radioricevitori nei quali siano montati condensatori di sintonia di capacità piuttosto alta, in modo da poter così sintonizzare la gamma delle onde corte impiegando il minimo numero di bobine, la sintonia si manifesta piuttosto difficoltosa a causa della grande ampiezza della gamma coperta. Ciò costringe ad affettuare con il condensatore variabile di sintonia una manovra di accordo estremamente delicata.

Per ovviare a questo inconveniente occorre impiegare un sistema che renda meno rapida la variazione della frequenza di sintonia, ossia che consenta di eseguire la cosidetta espansione di gamma.

Quantitativamente, l'espansione di gamma viene normalmente progettata

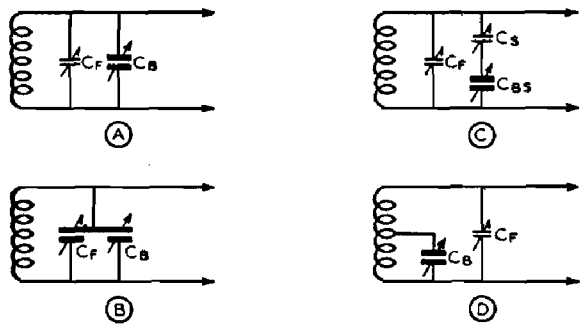


Figura 12.
CIRCUITI ESPANSORI DI GAMMA
In (A) e in (B) sono illustrate due versioni dell'espansore di gamma in derivazione. In (C) è rappresentato l'espansore di gamma in serie e in (D) l'espansore di gamma è inserito su una presa intermedia della bobina.

in modo che possa coprire una gamma di larghezza aritmeticamente costante al variare delle gamme d'onda ricevute o, ciò che è lo stesso, in modo che larghezza percentuale sia inversamente proporzionale alla frequenza della gamma da ricevere.

Tipi di espansori di gamma Gli espansori di gamma possono essere di due tipi: elettrici o meccanici. I sistemi meccanici consistono nell'introdurre una forte demoltiplica del condensatore variabile principale di sintonia in modo che, azionando la manopola dell'espansore di gamma, il condensatore variabile possa ruotare più lentamente che quando viene azionata la manopola principale di sintonia. Con questo sistema spesso si fa uso di una scala graduata apposita per l'espansore di gamma o di un indice posto sulla manopola dell'espansore di gamma e di una scala graduata per indicarne la posizione. Tuttavia vi è un limite pratico nella entità della espansione di gamma ottenibile per via meccanica, determinato dai giochi e dagli attriti presenti nel movimento di sintonia. Tali giochi possono essere ridotti soltanto con l'impiego di parti meccaniche estremamente costose. Per questo motivo in molti ricevitori si fa uso di un espansore di gamma misto, costituito cioè da una combinazione fra espansione di gamma ottenuta per via meccanica e espansione ottenuta per via elettrica. Con tale sistema, nella manopola a demoltiplica di accordo principale si ha una moderata rapidità di variazione di frequenza mentre la sintonia fine viene ottenuta mediante l'espansore di gamma elettrico, costituito da un condensatore variabile di piccola capacità, posto in derivazione sul condensatore variabile principale, e da un dispositivo di demoltiplica anche per il condensatore variabile dell'espansore, che ne faciliti la sintonia fine.

Il vantaggio principale del sistema misto, consiste nella relativa rapidità con la quale il ricevitore può venire spostato da una banda dilettantistica ad un'altra e nella accuratezza della sintonia che può essere ottenuta mediante l'espansore di gamma elettrico.

In qualche caso il condensatore variabile di piccola capacità dell'espansore di gamma ha una sola sezione, che viene montata in derivazione sulla sezione oscillatrice del condensatore variabile principale, dato che la curva di selettività dei circuti amplificatori a radiofrequenza è normalmente così larga da consentire, senza apprezzabili attenuazioni, lievi variazioni della frequenza di funzionamento dell'oscillatore locale.

Capacità parassita dei circuiti Tanto in questo libro quanto negli altri trattati che riguardano la radio, spesso viene menzionata la capacità parassita o capacità resi-

dua dei circuiti. Come capacità residua di un circuito accordato si intende la capacità che rimane in derivazione alla bobina quando vengono poste al loro minimo valore le capacità variabili e cioè la capacità del condensatore principale di accordo, la capacità del condensatore dell'espansione di gamma e la capacità del condensatore di compensazione in serie.

La capacità residua può essere attribuita a due cause principali. La prima risiede nella capacità di entrata e di uscita del tubo quando è in funzione: la capacità di entrata varia alquanto col variare della condizione del tubo da freddo (capacità statica) a caldo (capacità di lavoro). Altre cause di variazione della capacità di entrata di un tubo sono: la impedenza di carico anodico, la polarizzazione negativa di griglia, la frequenza sulla quale il tubo lavora. Tuttavia, fatta eccezione per i tubi ad altissima transconduttanza, le capacità di entrata misurate sui tubi e riportate sulle loro caratteristiche sono sufficientemente vicine al valore effettivo della capacità di entrata del tubo, purchè questo venga impiegato nel campo di frequenze prescritto per quel tubo. Invece nei tubi ad altissima transconduttanza, la capacità effettiva risulterà considerevolmente diversa da quella stabilita dal costruttore del tubo e riportata nei dati caratteristici, anche quando le condizioni di lavoro risultano solo di poco differenti rispetto a quelle prescritte.

La seconda causa di capacità residua e che può essere facilmente individuabile, risiede nella capacità minima del condensatore variabile posto in derivazione sul circuito e nella capacità fra i collegamenti e massa.

Nei ricevitori atti a ricevere le gamme di frequenza alte e accuratamente progettati, vengono messi in atto tutti gli accorgimenti possibili per mantenere al minimo questo tipo di capacità residua, dato che un valore alto di detta capacità riduce la ampiezza di gamma copribile con una determinata bobina e impedisce il raggiungimento di un buon rapporto L/C. Conseguentemente i circuiti accordati vengono ad avere impedenza bassa e quindi la amplificazione ottenibile risulta ridotta.

Una buona parte della capacità residua è dovuta altresì alla capacità distribuita della bobina e alla capacità esistente fra i terminali di collegamento e massa.

I valori di capacità residua possono variare da 10 a 75μμF nei ricevitori per frequenze elevate; i valori più bassi sono quelli che si hanno nei ricevitori impieganti tubi a ghianda o del tipo miniatura e nei quali si faccia uso di condensatori variabili di accordo di capacità estremamente bassa. I valori più alti di capacità residua sono quelli che si incontrano nei ricevitori multigamma aventi commutatore di gamma, condensatori variabili di grande capacità e tubi di tipo normale.

6-6 Circuiti accordati a frequenza intermedia

Gli amplificatori a frequenza intermedia impiegano normalmente alcuni tipi di circuiti passabanda. Il circuito passabanda corrisponde esattamente al siginificato della parola stessa e cioè è un circuito che lascia passare una banda di frequenze. I circuiti passabanda possono essere progettati in modo da

possedere vari gradi di selettività in funzione delle particolari applicazioni alle quali essi vengono destinati.

Trasformatori a frequenza intermedia I trasformatori a frequenza intermedia ordinariamente consistono in due o più circuiti accordati, accoppiati l'uno all'altro mediante uno dei diversi sistemi di accoppiamento impiegabili con circuiti accordati.

Nella figura 13 sono rappresentati alcuni sistemi di accoppiamento con i quali possono essere realizzati gli amplificatori a frequenza intermedia.

Il circuito illustrato in (A) rappresenta un trasformatore a frequenza intermedia di tipo usuale con accoppiamento induttivo fra la bobina del circuito accordato anodico del primo stadio e quella del circuito accordato di griglia del secondo stadio.

Man mano che viene aumentato l'accoppiamento, la curva di selettività si appiattisce e quando viene aggiunto l'accoppiamento noto col nome di « accoppiamento critico », il vertice della curva comincia a rivolgersi verso il basso. Se, al di là di tale valore, l'accoppiamento viene ancora aumentato, sul vertice della curva viene a formarsi un avvallamento rivolto in basso.

Gli avvolgimenti per questo tipo di trasformatore a frequenza intermedia, come pure per molti altri tipi, saranno quasi sempre effettuati con bobine a nido d'ape piccole e piatte montate o su un tubo di bakelite, nel caso di bobine in aria, oppure su un nucleo ferromagnetico costituito da polvere di ferro finissima, per i trasformatori a frequenza intermedia a nucleo di ferro.

I circuiti mostrati nelle figure 13 (B) e 13 (C) sono molto simili fra loro. La sola differenza fra i due sta nel tipo di accoppiamento mutuo usato, poichè in B è usato l'accoppiamento induttivo mentre in C è impiegato quello capacitivo.

Il funzionamento dei due circuiti è pressocchè uguale: i loro componenti costituiscono tre circuiti risonanti. Nel circuito della figura 13 (B) per esempio, il circuito risonante comprende L_1, C_1, C_2 ed L_2, tutti collegati in serie. La frequenza di questo circuito risonante è esattamente uguale a quella sulla quale risuona ogni singola bobina con relativo condensatore, dato che le bobine e i condensatori hanno lo stesso valore su ambedue i lati di entrata e di uscita del circuito e la frequenza di risonanza dei due condensatori e delle due bobine in serie è la stessa di quella che si avrebbe con una sola bobina ed un solo condensatore.

La seconda frequenza di risonanza di tutto il circuito è determinata dalle caratteristiche di ciascuna metà di esso compresa la parte di accoppiamento mutuo che le compete. Nella figura 13 (B) questa seconda frequenza risulterà più bassa della prima, poichè la frequenza di risonanza di L_1 C_1 e l'induttanza M, oppure quella di L_2 C_2 ed M, è più bassa di quella del circuito risonante costituito solo da L_1 o L_2 con la relativa capacità C_1 o C_2, risultando l'induttanza M aggiunta ad entrambi i circuiti.

Un effetto opposto avviene con il circuito della figura 13 (C) nel quale l'accoppiamento è costituito da una capacità. Pertanto nella figura 13 (C) la seconda frequenza di risonanza risulta più alta della prima.

In entrambi i casi quindi, i circuiti

hanno due frequenze di risonanza, che danno luogo ad un appiattimento del vertice della curva di selettività. L'ampiezza di questo vertice appiattito viene regolata variando la reattanza del componente di accoppiamento mutuo. Man mano che aumenta detta reattanza (aumentando per la figura 13 (B) il valore dell'induttanza e per la figura 13 (C) diminuendo il valore del condensatore) le due frequenze di risonanza tendono a distanziarsi sempre più e la curva di selettività risultante viene sempre più ad allargarsi.

Nel circuito della figura 13 (D) si ha un accopiamento induttivo fra la bobina centrale e ciascuna delle due altre bobine. Ne risulta che la bobina centrale funziona come un accopiatore a sintonia acuta fra gli altri due circuiti. Un segnale che avesse una frequenza leggermente diversa dalla frequenza di risonanza del circuito accordato centrale non indurrà più alcuna corrente in tale circuito, come invece avviene per i segnali la cui frequenza sia esattamente uguale alla frequenza di risonanza. Quando viene indotta una piccola corrente sulla bobina centrale, questa a sua volta trasferisce una corrente ancora minore al circuito accordato di uscita.

Quindi, impiegando il circuito della figura 13 (D), si ottiene il risultato che l' accopiamento effettivo fra le bobine estreme aumenta man mano che ci si avvicina alla frequenza di risonanza; rimane pressochè costante per una piccola banda all'intorno della frequenza di risonanza e quindi diminuisce dopo che la banda di risonanza sia stata oltrepassata.

Un altro dispositivo passa-banda, che dà un risultato oltremodo soddisfacente poichè fornisce una curva di risonanza i cui rami ascendente e discendente sono molto ripidi mentre il vertice è sufficientemente appiattito, è il circuito ad accopiamento mutuo negativo illustrato nella figura 13 (E). In questo circuito, la energia viene trasferita dal circuito di entrata al circuito di uscita a mezzo di entrambe le bobine ad accopiamento mutuo negativo, M e della comune reattanza capacitativa C. Le bobine ad accopiamento mutuo negativo sono avvolte l'una dentro l'altra sullo stesso supporto di bobina e vengono connesse ai circuiti accordati, con polarità opposte.

I trasformatori a frequenza intermedia sono normalmente accordabili entro una piccola banda di frequenze allo scopo di permettere un accurato allineamento del circuito nel quale i trasformatori stessi vengono impiegati.

La regolazione della frequenza può essere fatta o mediante un condensatore variabile posto in derivazione sull'induttanza fissa o mediante una induttanza variabile posta in derivazione su un condensatore fisso.

Nei primi si fa normalmente uso di compensatori a mica a pressione (costituiti da due lamine metalliche con interposto un foglio sottile di mica e fatti in modo che la distanza fra le due lamine possa essere variata con una regolazione a vite). Quando si fa uso di tali compensatori, i trasformatori a frequenza intermedia verranno denominati « accordati a mica ». Nei trasformatori a frequenza intermedia con induttanza fissa, la variazione della capacità può essere eseguita anche con piccoli compensatori variabili in aria, e allora si dirà che i trasformatori sono « accordati in aria ». Questi ultimi sono quelli che danno ri-

sultati migliori per la loro stabilità nel tempo.

I trasformatori a frequenza intermedia con induttanza variabile e capacità fissa impiegano normalmente un nucleo di ferro finemente polverizzato e vengono denominati « trasformatori accordati a permeabilità ».

Fattore di forma E' evidente che per lasciar passare le bande laterali di modulazione e per compensare gli eventuali slittamenti di frequenza tanto dell'onda portante del trasmettitore quanto dell'oscillatore locale del ricevitore, l'amplificatore a frequenza intermedia deve lasciar passare non una sola frequenza, ma tutta una banda di frequenze. L'ampiezza di questa banda passante normalmente sarà da circa 5 ad 8KH$_z$ (quest'ultimo valore come larghezza massima per un buon radioricevitore professionale). Essa viene definita, arbitrariamente, come la distanza fra due frequenze alle quali corrisponda una attenuazione di 6 db valutata rispetto alla uscita sulla frequenza centrale della banda passante.

Però è evidente che per selezionare un segnale da un altro segnale interferente che sia più potente rispetto al segnale che si vuol ricevere, una attenuazione del segnale interferente di soli 6 db non è sufficiente. L'attenuazione che invece è necessario dare al segnale interferente affinchè non danneggi la ricezione di un altro segnale, deve essere di almeno 60 db.

E' chiaro che un canale ideale a frequenza intermedia dovrebbe attenuare di 60 db le frequenze molto prossime a quella che si vuol ricevere, mentre dovrebbe avere una banda passante (con 6 db al massimo di attenuazione) la più larga possibile per consentire una soddisfacente ricezione dei segnali.

Per fattore di forma si intende il rapporto fra il numero di Kilohertz fuori risonanza per il quale si abbia una attenuazione di 60 db e quello per il quale la attenuazione sia di 6 db.

La curva ideale di selettività è un rettangolo, al quale competerebbe un fattore di forma di 1. Nei normali radioricevitori professionali il fattore di forma della curva di selettività a frequenza intermedia si aggira da 3 a 5.5.

Il sistema più pratico per ottenere un basso fattore di forma con un dato numero di circuiti accordati è quello di impiegarli a coppia, come nella figura 13 (A) regolandoli all'accoppiamento critico (il valore di accoppiamento al quale le due punte di risonanza cominciano appena a diventare evidenti). Se, malgrado ciò, la curva di risonanza dovesse essere troppo acuta ossia se la banda passante dovesse risultare troppo stretta, allora occorrerà impiegare bobine con Q più basso, sempre però mantenendo al valore critico l'accoppiamento fra i vari circuiti. Man mano che si abbassa il Q, sarà necessario attuare un accoppiamento più stretto fra i circuiti, se si vuol mantenere l'accoppiamento al valore critico.

All'opposto, se la banda passante è troppo larga si dovrà fare uso di bobine con Q più alto, mantenendo però sempre al valore critico l'accoppiamento. Se si volesse rendere più stretta la banda passante, occorrerà fare uso di un accoppiamento più lasco piuttosto che aumentare il valore di Q; mantenendo in questo caso l'accoppiamento al valore critico si otterrebbe un fattore di forma non buono.

La banda passante relativa a diverse coppie di circuiti accordati identiche e accoppiate al valore critico non risulterà più stretta di quella relativa ad una sola coppia. Invece il fattore di forma verrà fortemente migliorato per ogni coppia di circuiti accordati che si viene ad aggiungere. Il numero di tali coppie può arrivare anche a 5, al di là del quale diviene praticamente insignificante l'ulteriore miglioramento che si può ottenere sul fattore di forma aggiungendo ancora altre coppie di circuiti accordati.

I radioricevitori professionali che si trovano normalmente in commercio, se di buona qualità, impiegano da 3 a 4 trasformatori a frequenza intermedia a due circuiti accordati ciascuno, e questi circuiti sono regolati sull'accoppiamento critico o leggermente minore al valore critico.

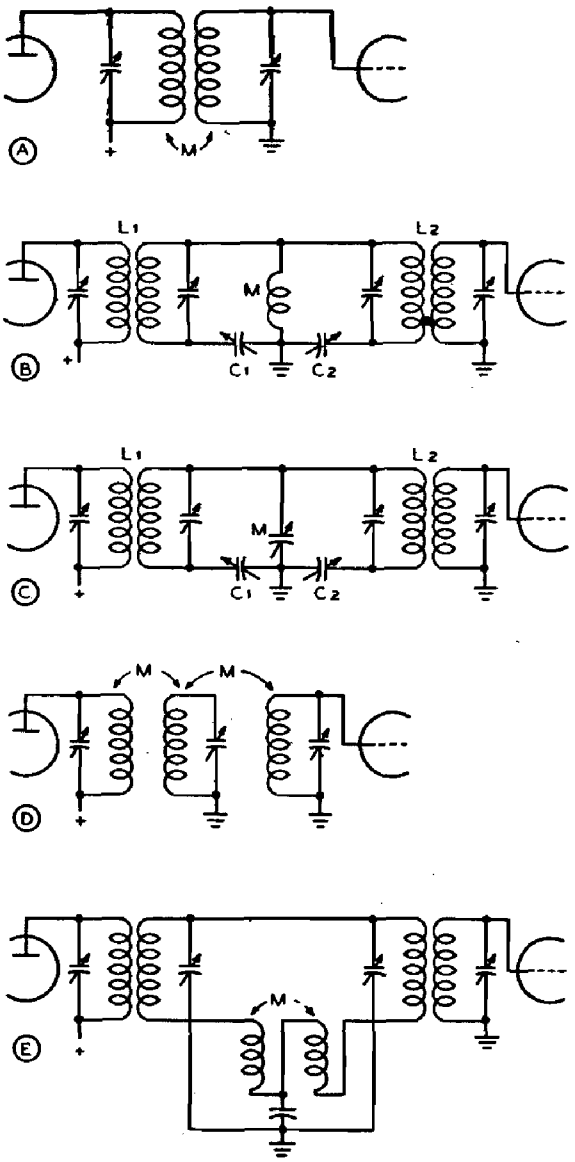


Figura 13.
DISPOSITIVI DI ACCOPPIAMENTO PER AMPLIFICATORI A FREQUENZA INTERMEDIA
I dispositivi di accoppiamento fra due stadi illustrati sopra danno un migliore fattore di forma (curva di selettività laterale più ripida) di quello che potrebbe ottenersi con lo stesso numero di circuiti accordati accoppiati ma nei quali venissero usati tubi.

Effetto Miller Come detto precedentemente, la capacità dinamica di entrata di un tubo varia leggermente col variare della polarizzazione negativa di griglia applicata al tubo. Poichè ai tubi amplificatori a frequenza intermedia dei ricevitori per radiotelefonia viene normalmente applicata la tensione di regolazione automatica di sensibilità, si ha che la capacità effettiva griglia-catodo viene a modificarsi col variare dell'ampiezza dei segnali ricevuti. Ne deriva quindi un effetto corrispondente a quello che si avrebbe disaccordato leggermente i trasformatori a frequenza intermedia.

Questo effetto è noto col nome di «effetto Miller» e deve essere ridotto al minimo se si vuole che non divenga fonte di inconvenienti. La riduzione dell'effetto Miller potrà essere conseguita sia usando nei trasformatori a frequenza intermedia un rapporto L/C basso, sia incorporandovi una piccola controreazione, che può essere facilmente ottenuta lasciando una parte della resistenza di polarizzazione catodica di uno o più tu-

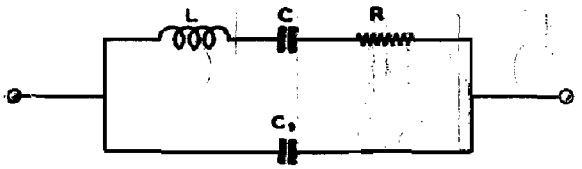


Figura 14.
CIRCUITO ELETTRICO EQUIVALENTE DI UN QUARZO PER FILTRI
Il quarzo equivale ad una induttanza di valore estremamente alto in serie ad una capacità e a una resistenza di piccolo valore, con in derivazione su tutto il circuito una capacità un po' più grande ma pur sempre piccola (data dalla capacità del contenitore e dei collegamenti).

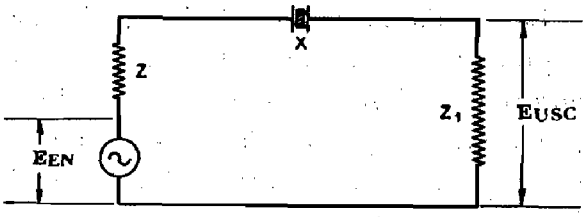


Figura 15.
CIRCUITO ELETTRICO EQUIVALENTE DI UN FILTRO A QUARZO
Per una data tensione fornita dal generatore, la tensione che si sviluppa ai capi di Z_1 dipende dal rapporto fra impedenza di X e la somma delle impedenze Z e Z_1. Poichè il quarzo ha un Q molto alto, la sua impedenza cambia rapidamente al variare della frequenza.

bi priva del condensatore di fuga a radiofrequenza.

Filtri a quarzo La banda passante di un amplificatore a frequenza intermedia può essere resa estremamente stretta se si fa uso di un filtro a quarzo piezoelettrico, impiegato come circuito risonante in serie in un dispositivo a ponte noto con il nome di « filtro a quarzo ». Il fattore di forma viene ad essere molto cattivo (equivalente a quello che si può ottenere nel caso in cui la selettività fosse data da un solo circuito accordato normale). Ma la banda passante sarà estremamente stretta. Questa banda passante stretta è la conseguenza del Q estremamente alto che ha il quarzo, ciò che rende il filtro a quarzo molto utile nella ricezione di segnali telegrafici ad onde persistenti non modulate.

La banda passante di un filtro a quarzo a 455KH$_z$ può risultare anche più stretta di 50H$_z$, mentre la banda passante più stretta che può essere ottenuta con circuiti accordati di tipo normale è di circa 5KH$_z$.

Il circuito elettrico equivalente di un filtro a quarzo è illustrato nella figura 14. Per una data frequenza, L risulta estremamente alta, C estremamente bassa ed R (supponendo di impiegare un buon quarzo avente Q alto) risulterà estremamente bassa. La capacità C_1 rappresenta la capacità in derivazione sul quarzo, costituita dalla capacità degli elettrodi, dalla capacità dei collegamenti e può risultare varie volte maggiore della capacità C. A causa di tale capacità in derivazione, il quarzo può funzionare come circuito risonante in derivazione, ad una frequenza leggermente maggiore della sua frequenza di risonanza serie. Nei filtri a quarzo viene però impiegata la caratteristica di risonanza in serie del quarzo.

Il circuito elettrico equivalente ad un filtro a quarzo di tipo usuale è quello riportato in figura 15. Se l'impedenza $Z+Z_1$ è bassa in confronto alla impedenza del quarzo X quando questo è alla risonanza, allora la corrente viene a passare prevalentemente attraverso Z_1 e la tensione che si sviluppa su Z_1 risulterà inversamente proporzionale alla impedenza di X, che ha una curva di risonanza estremamente acuta.

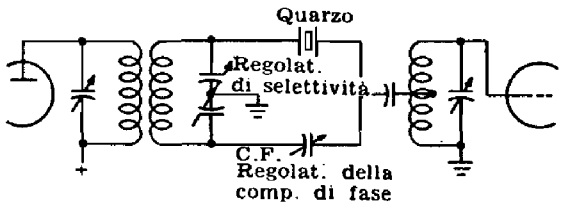


Figura 16.
CIRCUITO TIPICO DI FILTRO A QUARZO

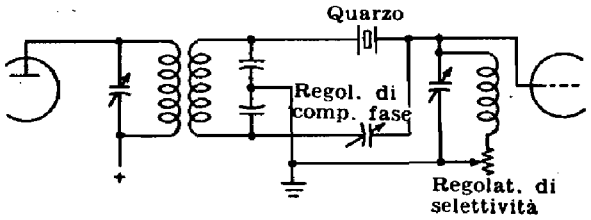


Figura 17.
FILTRO A QUARZO A SELETTIVITA' VARIABILE
Questo circuito consente una regolazione della selettività maggiore di quello della figura 16 e con esso non è necessario l'uso di un condensatore variabile con statore a sezioni suddivise.

Se la impedenza $Z + Z_1$ è alta in confronto alla impedenza alla risonanza del quarzo X, non vi sarà alcuna apprezzabile caduta di tensione su Z_1 per frequenze diverse rispetto alla frequenza di risonanza di X fino a che venga raggiunta la frequenza alla quale l'impedenza di X risulta prossima a quella di $Z + Z_1$. Ciò ha l'effetto di allargare la curva frequenza/tensione sviluppata su Z_1 o, in altri termini, di ridurre le selettività del filtro a quarzo (ma non del quarzo vero

In pratica, nei circuiti filtro le impedenze Z e Z_1 sono normalmente costituite da circuiti accordati di un tipo qualunque, ma il principio fondamentale di funzionamento del filtro a quarzo rimane sostanzialmente lo stesso indipendentemente dal tipo di circuito usato

Suggerimenti pratici sui filtri E' necessario eseguire la compensazione della capacità esistente ai capi del contenitore del quarzo (indicata con C_1 in figura 14), quando si vuol evitare che attraverso tale capacità sfuggano all'azione del quarzo segnali indesiderati, aventi una frequenza diversa da quella di risonanza del quarzo. Questa compensazione viene ottenuta con un circuito di compensazione di fase che esegue lo sfasamento della tensione proveniente da un circuito bilanciato di entrata e la trasferisce così sul lato di uscita del quarzo con fase tale da neutralizzare la tensione che passa per effetto della capacità del contenitore. Nella figura 16 è rappresentato un caso pratico di circuito filtro. Il condensatore di compensazione di fase è indicato nello schema con CF. Il circuito di entrata bilanciato può essere ottenuto sia con l'uso di un condensatore con statore a e proprio, la cui selettività rimane costante).
due sezioni, come è indicato nello schema, sia con l'uso di una bobina di entrata con presa centrale.

Filtri a selettività variabile Nel circuito della figura 16 la selettività risulta minima quando il circuito di entrata del quarzo viene accordato alla risonanza, poichè appunto sulla risonanza l'impedenza del circuito accordato viene ad essere massima. Man mano che il circuito di entrata viene portato fuori risonanza, invece, la impedenza diminuisce e quindi la selettività diviene maggiore.

In questo circuito, l'uscita dal filtro a quarzo è collegata ad una presa intermedia effetuata sull'avvolgimento di griglia dello stadio a frequenza intermedia, così da ottenere un basso valore di im-

pedenza serie sul circuito di uscita. Occorre ricordare che per avere la selettività massima, l'impedenza totale in serie con il quarzo (tanto del circuito di entrata come quello di uscita), deve essere bassa. Se l'impedenza di uno di essi è permanentemente bassa, mentre l'impedenza dell'altro può venire variata, si realizza la condizione per cui la selettività può venire variata da una forma molto appunita ad una forma piatta.

Il circuito mostrato nella figura 17 fornisce una selettività variabile aggiungendo una impedenza variabile in serie con il circuito del quarzo. In questo caso l'impedenza variabile viene posta in serie con il circuito di uscita del quarzo. La impedenza del circuito accordato di uscita viene variata modificandone il Q. Man mano che il Q viene ridotto (mediante l'aggiunta di una resistenza in serie alla bobina) la impedenza diminuisce e la selettività diviene maggiore. La impedenza del circuito di entrata viene mantenuta ad un valore basso, impiegando un secondario aperiodico sul trasformatore di entrata.

Una variante al circuito illustrato dalla figura 17 può essere attuata ponendo una resistenza variabile in derivazione sulla induttanza e capacità, piuttosto che in serie ad esse. In conseguenza dell'aggiunta di tale resistenza variabile viene a ridursi la impedenza di uscita e conseguentemente si ha un aumento della selettività, Dunque il circuito si comporta in maniera opposta a quello della figura 17: man mano che viene ridotta la resistenza, la selettività tende ad aumentare.

Ancora un'altra variante al circuito della figura 17 si può attuare usando un condensatore variabile di accordo in derivazione sulla bobina di uscita al fine di variarne l'impedenza. Man mano che il circuito di uscita viene portato fuori dalla risonanza, la sua impedenza diminuisce e la selettività aumenta. Qualche volta viene usato un commutatore a molte posizioni e una serie di condensatori fissi per dare una variazione a gradini dell'accordo del circuito di uscita e quindi della selettività del filtro a quarzo.

Zona di reiezione Come si è detto precedentemente, un filtro a quarzo ha tanto una frequenza di risonanza (risonanza serie) quanto una frequenza di antirisonanza (risonanza in derivazione), caratterizate dal fatto che l'impedenza del quarzo diviene estremamente bassa nella risonanza serie e estremamente alta nella risonanza in derivazione.

La frequenza di antirisonanza è solo leggerissimamente superiore alla frequenza di risonanza e la differenza fra le due frequenze dipende dalla capacità che risulta in derivazione al quarzo del filtro e al suo contenitore. Man mano che viene regolato il condensatore di compensazione di fase viene a variare l'effettiva capacità in derivazione sul quarzo. Diviene in tal modo possibile variare leggermente la frequenza di antirisonanza del quarzo senza sbilanciare il circuito al punto che segnali indesiderabili di apprezzabile ampiezza sfuggano attraverso la capacità in derivazione sul quarzo.

All'esatta frequenza di antirisonanza del quarzo, l'attenuazione risulta eccesivamente alta, a causa dell'alta impendedenza offerta dal quarzo appunto su tale frequenza.

Questo fatto, denominato « passo di

reiezione » o « zona di reiezione », può essere utilizzato virtualmente per eliminare la frequenza immagine dell'eterodina o, come si suol dire « gli accordi ripetuti » dei segnali telegrafici ad onde persistenti non modulate.

L'oscillatore eterodina dovrà essere regolato, insieme al condensatore di compensazione di fase, in maniera che la nota di battimento desiderata abbia una immagine che cada nella zona di reiezione, divenendo in tal modo inudibile. L'immagine della nota di battimento è una nota audio, di frequenza uguale a quella che si riceve normalmente, ma posta dall'altra parte rispetto al battimento zero.

Quando l'oscillatore eterodina e il compensatore per la compensazione della fase siano stati regolati nel modo suddetto, si dirà che il ricevitore è regolato per lavorare solo sul segnale utile, cioè a dire senza frequenza immagine.

La zona di reiezione qualche volta può essere impiegata per ridurre l'interferenza che un segnale in fonia esercita su un altro segnale in fonia — che si vuol ricevere — e le cui frequenze siano molto vicine l'una all'altra. In questa applicazione, il filtro viene « allargato » in maniera da consentire la ricezione in fonia senza eccessivo taglio delle bande laterali e il ricevitore viene accordato in modo che la frequenza dell'onda portante del segnale indesiderato cada nella zona di reiezione. Le bande laterali di modulazione del segnale interferente possono anche oltrepassarre la zona di reiezione, ma il battimento delle due onde portanti risulterà efficacemente eliminato el'interferenza risulterà in tal modo grandemente ridotta.

Considerazioni sul filtro a quarzo Quando un filtro è regolato per la ricezione del solo segnale utile, riduce grandemente le interferenze e il rumore di fondo. Quest'ultima caratteristica consente di decifrare segnali così deboli che non sarebbero in altro modo perecepibili, dato che resterebbero coperti dal rumore di fondo e dal soffio. Inoltre quando il filtro viene regolato sulla selettività massima, la banda passante risulterà così stretta, che il segnale ricevuto dovrà avere un alto grado di stabilità, per rimanere dentro la banda passante. Parimenti, l'oscillatore locale del ricevitore dovrà essere altamente stabile oppure sarà necessario che vengano apportati continui ritocchi alla manopola di sintonia.

Un altro effetto che diverrà evidente quando il filtro viene regolato sulla massima selettività è la tendenza che i segnali di manipolazione telegrafica hanno, a produrre un suono di scampanellìo e ad avere una « coda » ossia a venir prolungati. Questo effetto limita la velocità della manipolazione telegrafica decifrabile in maniera soddisfacente e tale limitazione dura per tutto il tempo in cui viene mantenuta al massimo valore la selettività del filtro a quarzo.

Oscillatori eterodina Gli oscillatori eterodina, chiamati anche nel linguaggio dilettantistico, brevemente, b.f.o. (beat frequency oscillator) sono un accessorio necessario per la ricezione di segnali telegrafici ad onde persistenti non modulate, mediante supereretodine nelle quali non vi sia alcuna altra possibilità di modulare in arrivo un segnale telegrafico non modulato.

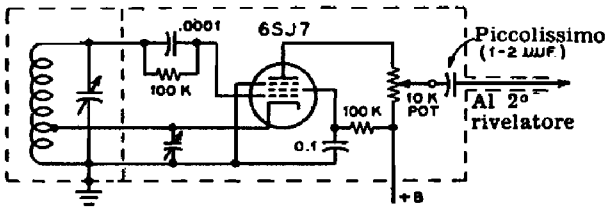


Figura 18.
CIRCUITO OSCILLATORE ETERODINA AD USCITA VARIABILE

Un oscillatore eterodina del quale possa essere variata l'uscita è di notevole aiuto nel decifrare i segnali telegrafici ad onde persistenti non modulate compresi in una gamma di livelli molto ampia. La regolazione dell'uscita dell'oscillatore eterodina è anche necessaria tutte le volte che si vogliano ricevere segnali radiofonici a singola banda laterale.

Il segnale generato dall'oscillatore eterodina verrà inserito o nel secondo circuito rivelatore o immediatamente a monte di questo e dovrà avere una frequenza all'incirca uguale a quella della frequenza intermedia adoperata nel ricevitore. Se per esempio l'amplificatore a frequenza intermedia è accordato su 455KH$_z$, l'oscillatore eterodina deve poter dare una frequenza compresa fra 454 e 456KH$_z$ per produrre una nota di battimento udibile (1000H$_z$) sulla uscita dal secondo rilevatore del ricevitore. Evidentemente in assenza di segnale in arrivo, non sarà avvertibile il funzionamento dell'oscillatore eterodina, che diverrà evidente quando sul secondo rivelatore, oltre al segnale di tale oscillatore, arrivi un segnale attraverso il canale a frequenza intermedia. Naturalmente l'oscillatore eterodina non dovrà essere impiegato nella ricezione di onde portanti modulate, eccetto che come ausilio nella ricerca di stazioni deboli.

La tensione generata dall'oscillatore eterodina e inserita sull'entrata del secondo rivelatore, deve essere appena sufficiente a dare una buona nota di battimento con segnali in arrivo di ampiezza media. Qualora all'entrata del secondo rivelatore venisse applicato un segnale troppo forte erogato dall'oscillatore eterodina, si otterrebbe un soffio a livello eccessivamente alto, che coprirebbe i segnali deboli col suo forte rumore di fondo.

La figura 18 mostra un sistema per regolare manualmente l'uscita di un oscillatore eterodina in modo da farla corrispondere volta per volta alla ampiezza del segnale che si vuol ricevere.

Questo tipo di oscillatore eterodina ad uscita variabile è un utile accessorio per qualunque supereterodina, poichè esso fa in modo che l'uscita dall'oscillatore eterodina sia sufficiente per effettuare battimenti con segnali forti in arrivo o per permettere la ricezione di segnali a singola banda laterale e nello stesso tempo consente di ridurre l'uscita dell'oscillatore eterodina e quindi il soffio per facilitare la ricezione di segnali deboli.

Il circuito illustrato è alquanto migliore di quello nel quale viene modificata la tensione di uno o più elettrodi del tubo oscillatore eterodina, dato che con questo ultimo sistema viene, sia pure leggermente, modificata la frequenza dell'oscillatore eterodina insieme alla ampiezza del segnale da esso generato, rendendo così necessario ritoccare il compensatore di frequenza tutte le volte che venga variata l'ampiegga del segnale fornito dall'oscillatore eterodina.

L'oscillatore eterodina normalmente viene munito di un piccolo compensatore, regolabile dal pannello anteriore del ricevitore, per consentirne la variazione della frequenza di circa 5-10KH$_z$. Quando si voglia ricevere un segnale che

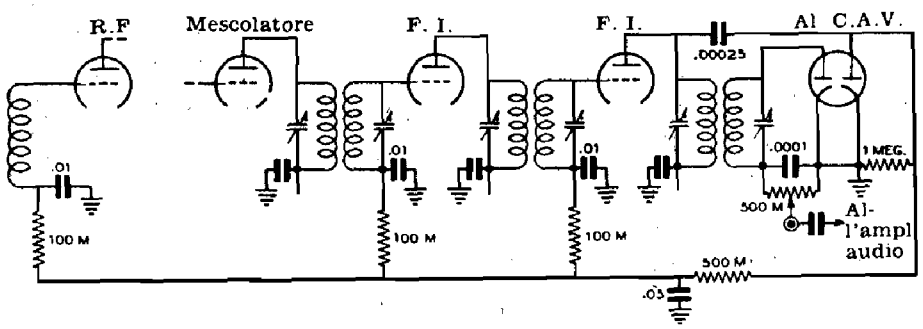


Figura 19.
CIRCUITO TIPICO PER LA REGOLAZIONE AUTOMATICA DELLA SENSIBILITA' CON USO DI UN DOPPIO DIODO

In questo circuito si può far uso di qualunque tipo di tubo a doppio diodo di piccole dimensioni. Si può altresì usare, se lo si desidera, un doppio diodo-triodo la cui sezione a triodo funzioni come primo stadio amplificatore ad audiofrequenza. Il diodo a sinistra funziona da rivelatore mentre il diodo a destra funziona come rettificatore per la regolazione automatica della sensibilità. L'uso dei diodi separati per adempiere a tali funzioni riduce la distorsione quando si ricevono segnali modulati in ampiezza con un'altra percentuale di modulazione.

sia interferito, l'oscillatore eterodina andrà sempre regolato su una frequenza superiore al valore di frequenza intermedia, così da porre l'immagine della eterodina nella zona di reiezione.

Allo scopo di ridurre la tensione del segnale generato dall'oscillatore eterodina e applicato al secondo rivelatore, in modo da portarla ad un livello tale da non provocare il bloccaggio del secondo rivelatore, questa tensione verrà usualmente applicata tramite un condensatore di bassa capacità che quindi presenti una forte reattanza. Questo condensatore sarà normalmente da 1 o 2 μμF.

Occorrerà porre la massima cura per evitare che l'oscillatore eterodina generi armoniche che darebbero luogo a falsi segnali di ricezione. Per evitare che i terminali di antenna del ricevitore captino tali armoniche, sarà inoltre necessario che tutto l'oscillatore eterodina, ivi compresi anche i circuiti che lo collegano al secondo rivelatore, siano accuratamente schermati.

Qualora le armoniche dell'oscillatore eterodina avessero la tendenza a generare fastidi malgrado siano stati effettuati la più completa schermatura e il filtraggio del circuito di alimentazione dell'oscillatore eterodina, si potrà impedire il passaggio di tali armoniche dall'oscillatore eterodina verso tutto il resto del ricevitore mediante l'uso di un filtro passa-basso. Questo filtro andrà posto fra la uscita dell'oscillatore eterodina e il punto del ricevitore in cui il segnale generato dall'oscillatore viene inserito.

Il progetto di tale filtro è stato trattato nel Capitolo 3°.

6-7 Rivelatore, audio e circuiti di regolazione

Rivelatori Il secondo rivelatore che normalmente viene usato nelle supereterodine può essere a diodo, a rivelazione anodica o del tipo ad impedenza infinita. In qualche caso possono venire usati anche rivelatori « a falla di griglia » specialmente nei ricevitori che fanno uso di un solo stadio a frequenza intermedia oppure nei ricevitori non supereterodina, nel qual caso il secondo

rivelatore normalmente viene munito di reazione.

Come secondo rivelatore, più comunemente si fa uso di un diodo poichè esso consente di realizzare un sistema molto semplice per effettuare il controllo automatico di sensibilità (qualche volta chiamato anche controllo automatico di volume, sebbene tale dizione sia impropria). Il diodo costituisce un carico sul circuito accordato sul quale viene inserito e quindi riduce alquanto la selettività di tale circuito. Sarà necessario che l'ultimo trasformatore a frequenza intermedia sia di tipo speciale, con un circuito accordato di uscita a bassa impedenza, onde poter essere caricato con il diodo rivelatore.

Regolatore automatico di sensibilità Gli elementi che costituiscono il dispositivo per la regolazione automatica della sensibilità, sono indicati nella figura 19. In tale dispositivo viene usato un doppio diodo per adempiere la doppia funzione di rivelatore e di rettificatore per la regolazione automatica della sensibilità.

Il diodo a sinistra funziona come semplice rettificatore, nella maniera descritta precedentemente in questo stesso capitolo.

La tensione ad audiofrequenza, sovrapposta ad una tensione continua, si localizza sui capi di un potenziometro da 500.000Ω (che funziona da regolatore manuale di volume ad audiofrequenza) che ha in derivazione un condensatore da 100μμF. Dal potenziometro, la tensione ad audiofrequenza viene inviata all'amplificatore audio.

Il diodo a destra riceve la tensione del segnale direttamente dal primario dell'ultimo trasformatore a frequenza intermedia e adempie la funzione di regolatore automatico di sensibilità. La tensione continua pulsante che si localizza sulla resistenza da 1MΩ (resistenza di carico del diodo regolatore automatico di volume) viene filtrata da un resistenza da 500.000Ω e da un condensatore da 0,05μF e quindi viene inviata a polarizzare negativamente le griglie dei tubi amplificatori a radiofrequenza e a frequenza intermedia; un aumento o una diminuzione dell'ampiezza del segnale causerà un corrispondente aumento o diminuzione della tensione di polarizzazione negativa dei tubi, fornita dal circuito di controllo automatico di sensibilità. Queste variazioni di tensione di polarizzazione porteranno ad una variazione della amplificazione del ricevitore che così, automaticamente, si regola in modo da compensare le variazioni di ampiezza dei segnali ricevuti.

Come è evidente, nel circuito della figura 19 sono state dissociate le funzioni di rivelazione e di controllo automatico di sensibilità, essendosi fatto uso di due diodi separati. In tal modo vengono evitati molti degli effetti dannosi causati da un carico che costituisce quasi un corto-circuito per le correnti ad audiofrequenza. Un carico del genere posto sul circuito rivelatore causerebbe il sorgere di gravi distorsioni, per evitare le quali occorrerebbe aggiungere altri componenti sul circuito di regolazione automatica di sensibilità. Il costo di tali componenti compenserebbe l'economia che si viene a realizzare eliminando il diodo adibito a regolatore automatico di sensibilità.

Anche col circuito della figura 19 si ha un carico per la tensione ad audio-

frequenza sviluppata dal rivelatore, ma tale carico è già quasi trascurabile e lo diverrà completamente se, alla resistenza di griglia dello stadio ad audiofrequenza che segue il rivelatore, si dà un valore molto alto (5MΩ e anche più).

Regolazione automatica di sensibilità nei ricevitori muniti di oscillatore eterodina Nei radioricevitori adatti alla ricezione di segnali radiotelegrafici, e quindi muniti di oscillatore eterodina, l'uso del regolatore automatico di sensibilità determina una fortissima perdita di sensibilità. Ciò è dovuto al fatto che, quando l'oscillatore eterodina è in funzione, il segnale da esso generato e che viene applicato al secondo rivelatore, agisce esattamente come se fosse un forte segnale in arrivo sulla antenna, determinando in tal modo il sorgere di una forte tensione di polarizzazione negativa sulle griglie degli stadi amplificatori a radiofrequenza e a frequenza intermedia. Tale tensione, che viene sviluppata dal circuito del regolatore automatico di sensibilità, riduce fortemente la sensibilità del ricevitore. A causa di quanto sopra è necessario attuare nel ricevitore un mezzo che consenta di rendere inefficiente il circuito del regolatore automatico di sensibilità, quando venga messo in funzione l'oscillatore eterodina. Il sistema più semplice per bloccare l'azione del regolatore automatico di sensibilità, consiste nel porne l'uscita in corto-circuito sulla massa, facendo ciò tutte le volte che viene posto in funzione l'oscillatore eterodina. Ciò può essere ottenuto molto semplicemente mediante un interrutore bipolare il quale, mentre chiude il circuito di alimentazione dell'oscillatore eterodina, pone anche in corto-circuito su massa la tensione sviluppata dal regolatore automatico di sensibilità.

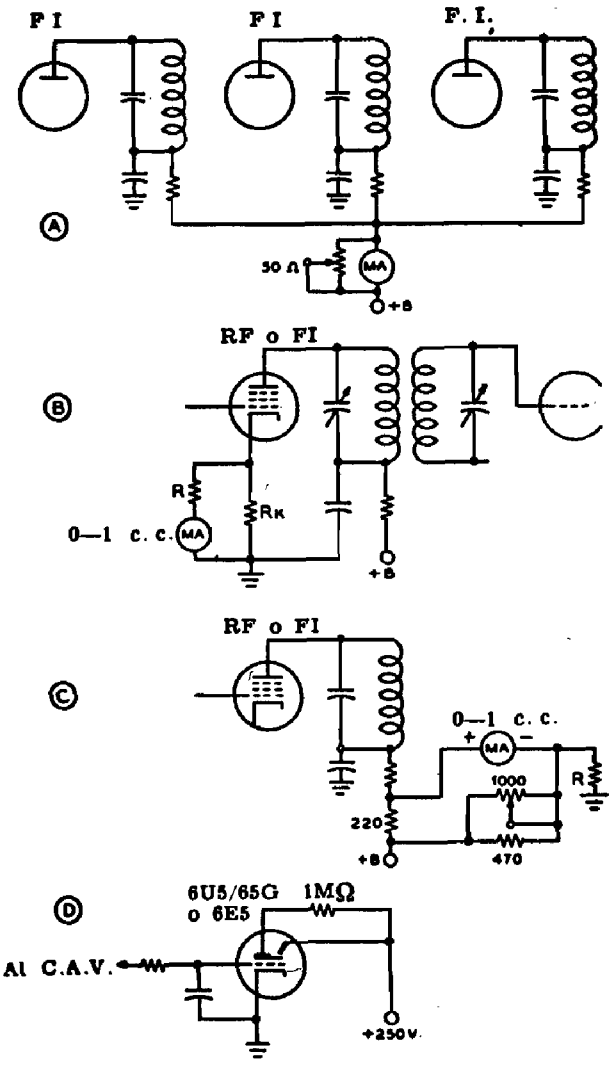


Figura 20.
CIRCUITI PER LA MISURA DELLA INTENSITA' DEI SEGNALI

Sopra sono riportati quattro circuiti che consentono di ottenere la indicazione della intensità dei segnali ricevuti in funzione della ampiezza dell'onda portante in arrivo. I circuiti sono trattati nel testo, nel paragrafo ad essi relativo.

Indicatori del livello del segnale in arrivo Gli indicatori di sintonia servono a due scopi: a dare una indicazione visiva utile per sintoniz-

zare il ricevitore esattamente sulla frequenza del segnale che si vuol ricevere e per misurare la ampiezza relativa del segnale in arrivo. Gli indicatori di sintonia possono essere di due tipi: a strumento ed elettronici.

Quelli a strumento sono costituiti da un milliampermetro a corrente continua inserito nel circuito di alimentazione anodica di uno o più tubi amplificatori a radiofrequenza e a frequenza intermedia, alla maniera indicata in figura 20 (A). Avviene allora che le variazioni della corrente anodica, provocate dalla azione della tensione sviluppata dal regolatore automatico di sensibilità, vengono indicate dallo strumento. Il milliampermetro a corrente continua dovrà avere una portata a fondo scala approssimativamente eguale alla corrente anodica totale assorbita dallo stadio o dagli stadi la cui corrente anodica passa attraverso lo strumento. Il valore di questa corrente può essere stimata prevedendo una corrente anodica per ciascuno stadio di circa 6mA, naturalmente quando nessun segnale entri nel ricevitore. Però si avrà un risultato più soddisfacente se si effettua la misura preventiva della corrente anodica assorbita dallo stadio o dagli stadi la cui corrente deve passare attraverso lo strumento. Tale misura si potrà effettuare per esempio mediante un milliampermetro da 100mA fondo scala. Una volta determinata la corrente che, in assenza di segnale, attraversa lo strumento, si potrà acquistare lo strumento più idoneo, tale cioè che con quel valore di corrente, il suo indice vada quasi a fondo scala. Se lo strumento definitivo dovesse risultare di difficile approvvigionamento, si potrà fare uso di uno strumento più sensibile, derivando sui suoi morsetti una resistenza variabile da 50Ω, con la quale si può regolare la lettura dello strumento in modo che, in assenza di segnale all'entrata del ricevitore, l'indice dello strumento vada a fondo scala.

Quando si fa uso di un normale strumento misuratore posto nel circuito anodico di uno stadio, in modo che possa aversi una indicazione relativa del livello del segnale in entrata al ricevitore, si ha che la deviazione dello strumento diminuisce tanto più quanto più forte è il segnale.

Questo fatto è provocato dall'aumento della tensione negativa di polarizzazione di griglia al crescere del livello del segnale di entrata; man mano che aumenta la polarizzazione di griglia diminuisce la corrente anodica assorbita dai tubi-regolati e quindi la corrente che passa nello strumento indicatore diminuisce.

Per tale motivo, come strumenti indicatori dei segnali di entrata, si fa normalmente uso di speciali milliampermetri con lo zero a destra e ciò specialmente nei radioricevitori commerciali che fanno uso di questo dispositivo per indicare tanto il raggiungimento dell'esatta sintonia quanto il livello dei segnali in arrivo.

Un'altra soluzione consiste nel montare lo strumento con il perno dell'indice in alto, in modo quindi che l'indice si muova verso la destra man mano che aumenta il livello del segnale ricevuto.

Nel caso in cui il catodo di uno o più stadi amplificatori a radiofrequenza o a frequenza intermedia sia collegato a massa tramite una resistenza fissa di autopolarizzazione catodica (e non tramite un potenziometro di regolazione manuale di

sensibilità), si potrà fare uso del circuito della figura 20 (B). Tale circuito impiega un milliampermetro a corrente continua da 1mA fondo scala in serie ad una resistenza da 1000 a 3000Ω. Anche in questo caso il milliampermetro adempie la funzione di indicatore di ampiezza dei segnali in arrivo e la sua indicazione, come per il circuito della figura 20 (A), è opposta all'ampiezza del segnale che si riceve, nel senso che tanto maggiore è tale ampiezza, tanto minore è la corrente che attraversa lo strumento, ossia la deviazione dell'indice. Il circuito della figura 20 (B) viene frequentemente e vantaggiosamente usato nei ricevitori professionali.

Il circuito della figura 20 (C) è molto usato nei ricevitori professionali di classe, dato che esso fornisce una deviazione crescente col crescere della ampiezza del segnale ricevuto. Lo strumento, che è un milliampermetro da 1mA fondo scala, è montato in un circuito a ponte sbilanciato, di cui un lato è costituito da una resistenza sulla quale circola la corrente anodica di un tubo amplificatore a frequenza intermedia, mentre gli altri tre lati sono costituiti da tre altre resistenze. Il valore della resistenza R dovrà essere determinato per approssimazioni successive e il più delle volte sarà di circa 50.000Ω. In qualche caso la tensione di griglia schermo per i tubi amplificatori a radiofrequenza e a frequenza intermedia potrà essere prelevata dall'estremo di R sotto tensione, piuttosto che da un apposito partitore di tensione.

Gli indicatori elettronici di sintonia (spesso denominati anche « occhi magici ») possono essere anch'essi usati come indicatori della ampiezza relativa dei vari segnali ricevuti. A tale scopo si farà uso di un circuito similare a quello della figura 20 (D). Verranno usati tubi del tibo 6U5 oppure 6G5 quando la tensione generata dal regolatore automatico di sensibilità può raggiungere valori compresi fra 5 e 20V, mentre quando tale tensione è dell'ordine dei 2÷8V, sarà conveniente usare i tubi tipo 6E5.

Amplificatori ad audiofrequenza

Gli amplificatori ad audiofrequenza vengono impiegati in tutti i radioricevitori. Lo stadio o gli stadi amplificatori ad audiofrequenza sono normalmente del tipo in Classe A. In qualche radioricevitore si fa uso di uno stadio in controfase in Classe A B.

Nel Capitolo 5° è stato dettagliatamente trattato il funzionamento di questi due tipi di amplificatori.

Lo scopo dell'amplificatore ad audiofrequenza è quello di elevare il segnale, relativamente debole, sviluppato dal rivelatore fino a portarlo ad un livello sufficiente ad azionare una coppia di auricolari telefonici oppure un altoparlante.

Negli amplificatori ad audiofrequenza si può fare uso indifferentemente di triodi, pentodi o tetrodi a fascio. I pentodi e i tretrodi a fascio vengono normalmente impiegati quando si vuol ottenere una maggiore potenza di uscita.

In molti ricevitori e particolarmente in quelli nei quali si fa uso di rettificazione « per caratteristica di griglia » (altrimenti detta « per falla di griglia ») è possibile azionare gli auricolari telefonici inserendoli direttamente sul circuito anodico del tubo rivelatore, senza alcuna ulteriore amplificazione ad audiofrequenza. Qualora tali ricevitori debba-

no azionare un altoparlante, si usa normalmente far seguire allo stadio rivelatore per falla di griglia, un solo tubo, che sarà il più delle volte un pentodo o un tetrodo a fascio.

La maggior parte dei radioricevitori professionali, siano essi di tipo commerciale oppure autocostruiti, impiega come tubo finale un tetrodo a fascio (del tipo ad esempio 6L6 oppure 6V6) oppure un pentodo (ad es. 6F6 oppure 6K6GT) col quale tubo viene alimentato l'altoparlante. Se con un tubo del genere non vengono presi opportuni accorgimenti, si può avere un peggioramento del rapporto segnale/disturbo del ricevitore, provocato dalla caratteristica in salita della curva di risposta di tale stadio verso le più alte frequenze audio. In conseguenza di ciò si avrà normalmente un aumento del livello del soffio emesso dall'altoparlante, rispetto al livello di riproduzione delle frequenze audio più basse. A tale inconveniente si può porre rimedio inserendo, in derivazione sul primario del trasformatore di uscita, un condensatore a mica o a carta da circa 3000μμF di capacità. Mediante l'uso di un condensatore inserito in tal modo si ottiene una maggiore uniformità della impedenza di carico del tubo finale ad audiofrequenza al variare della frequenza: poichè tanto l'altoparlante quanto il trasformatore di uscita presentano sul tubo finale una impedenza che cresce col crescere della frequenza, il condensatore posto in derivazione su essi tende a rendere maggiormente costante l'impedenza totale, dato che al crescere della frequenza diminuisce la sua impedenza.

Un sistema molto più efficace per migliorare la caratteristica di frequenza di uno stadio di uscita nello stesso tempo riducendone la distorsione armonica, consiste nell'impiego di un circuito di controreazione posto fra l'anodo del tubo finale di uscita e l'anodo del tubo preamplificatore ad audiofrequenza che precede il tubo finale. Questo stadio preamplificatore normalmente impiega un tubo 6SJ7. Nella figura 27 del Capitolo 5° è illustrata una tale applicazione della controreazione.

6-8 Soppressione dei disturbi

Il problema della soppressione dei disturbi interessa l'ascolto effettuato in località nelle quali esistano interferenze causate da linee elettriche di trasporto di energia, da apparecchiature elettriche e dai dispositivi di accensione dei motori a scoppio.

I disturbi emanati da tali fonti possono essere di livello tale da soverchiare i segnali delle stazioni che si vogliono ricevere.

Per ridurre questi disturbi vi sono due sistemi:

1) Applicare opportuni filtri sulla rete di alimentazione a corrente alternata, in vicinanza dell'origine dei disturbi, qualora i disturbi fossero generati da una apparecchiatura elettrica.

2) Impiegare, dentro il ricevitore, un circuito per la limitazione dei disturbi, nel caso in cui questi disturbi fossero provocati dai dispositivi di accensione dei motori a scoppio e quindi fossero di difficile eliminazione all'origine.

Filtri sulla rete di alimentazione Molte apparecchiature elettrodomestiche, quali frullatori elettrici, ferri da stiro, frigoriferi, aspirapol-

vere, ventilatori, etc, sono fonti di disturbi di carattere intermittente. Una cura radicale di tali disturbi può essere fatta semplicemente ponendo nelle immediate vicinanze dell'apparecchio disturbatore un filtro sulla rete di alimentazione. Questo filtro, nel caso di apparecchiature di piccola potenza, potrà essere costituito semplicemente da un condensatore da 0,1μF inserito in derivazione sui terminali che collegano l'apparecchio disturbatore alla rete di alimentazione.

Quando l'apparecchio disturbatore è un frigorifero o un ventilatore o una lampada a raggi ultravioletti o altri tipi di apparecchiature, che danno disturbi che non vengono eliminati mediante l'impiego di un solo condensatore, potrà essere più efficace l'uso di due condensatori sui morsetti che collegano l'apparecchio disturbatore al cordone di alimentazione dalla rete. Il punto comune ai due condensatori dovrà essere collegato a terra.

Nei casi di interferenze ancora più gravi, si potrà fare uso di filtri addizionali ,costituiti da impedenze a radiofrequenza impieganti filo di sezione adeguata alla corrente che vi deve passare, collegate in serie su ambedue i conduttori di alimentazione dell'apparecchio disturbatore.

Nel montare i vari tipi di filtro, si tenga presente che la loro efficacia è tanto maggiore, quanto più vicini sono i filtri all'apparato disturbatore.

In molti casi si potrà avere vantaggio anche collegando a terra la parte metallica dell'apparecchio stesso.

Limitazioni dei picchi dei disturbi Vi sono numerosi tipi di circuiti limitatori di disturbi che danno benefici risultati contro i disturbi ad impulso, quali quelli generati dalla eccensione dei motori a scoppio, dagli interruttori etc. Per i loro risultati positivi, tali circuiti vengono oggi impiegati in quasi tutti i radioricevitori professionali.

Il loro principio di funzionamento si basa sul fatto che molti tipi di disturbo sono costituiti da una serie di impulsi di durata estremamente breve ma di ampiezza assai forte. Ad esempio i disturbi causati dai sistemi di accensione dei motori a scoppio possono avere una ampiezza di picco di alcune decine di volte più grande dei segnali radio che si vogliono ricevere, pur avendo tali disturbi una potenza media anche di molto inferiore a quella dei segnali stessi.

Se, durante l'impulso del disturbo, il ricevitore viene reso inefficiente, l'orecchio umano quasi non avverte tale istante di interruzione di ricezione e comunque non si ha alcuna perdita di comprensibilità del segnale ricevuto.

Vi sono circuiti limitatori che effettivamente fanno scomparire la ricezione durante gli impulsi dei disturbi, mentre altri tipi di circuiti limitatori « limitano » soltanto l'impulso del disturbo in modo che questo, quando raggiunge gli auricolari telefonici o l'altoparlante, abbia una ampiezza che non oltrepassi un valore prefissato.

Il picco del disturbo è normalmente di durata così breve che esso non darebbe in sè e per sè inconvenienti, eccetto quello che conseguirebbe al sovraccarico del ricevitore nell'istante in cui si ha il disturbo. Tale sovraccarico durerà normalmente un po' dippiù rispetto alla durata dell'impulso di disturbo, date le costanti di tempo dei vari stadi del ricevitore.

C_1 = 0,1 μF a carta
C_2 = 50 μμF a mica
C_3 = 100 μμF a mica
C_4 = 0,01 μF a carta
C_5 = 0,01 μF a carta
R_1 = 1 MΩ 0,5 W
R_2 = 1 MΩ 0,5 W
R_3 = 220.000 Ω 0,5 W
R_4 = 220.000 Ω 0,5 W
R_5 = 1 MΩ 0,5 W
R_6 = 1 MΩ 0,5 W
R_7 = 2MΩ potenziometro

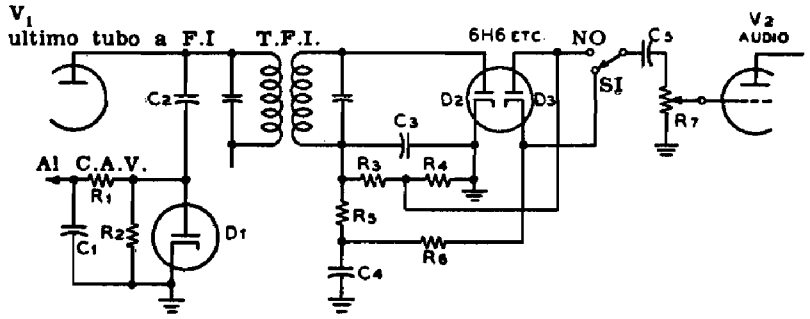


Figura 21.
CIRCUITO LIMITATORE DI DISTURBI CON ASSOCIATO CAV
Questo limitatore è del tipo in serie ed è autoregolato sulla ampiezza del segnale nella ricezione in fonia. Perchè esso possa funzionare correttamente, l'onda deve avere una ampiezza tale da sviluppare parecchi volt sul secondario dell'ultimo trasformatore a frequenza intermedia (TFI).

Ma questo inconveniente è meno grave di quello che avviene nella membrana dell'altoparlante o dell'auricolare telefonico: il picco di tensione, estremamente breve, che viene applicato alla membrana dà luogo ad uno spostamento eccezionale di questa e una volta cessato l'impulso, la membrana continua a vibrare a causa del suo momento di inerzia, compiendo ogni volta una serie di oscillazioni smorzate. Questi movimenti della membrana dell'altoparlante o dell'auricolare generano dei disturbi tali da soverchiare completamente il segnale che si vuol ricevere.

Se si effettua la limitazione della ampiezza di picco del disturbo, in modo che essa risulti uguale alla ampiezza media del segnale ricevuto, l'interferenza che il disturbo così ridotto può provocare sarà trascurabile, purchè il disturbo si ripeta ad un ritmo relativamente lento, come è quello causato dalla eccensione dei motori a scoppio.

Generalmente tutti i limitatori di picco dei disturbi, praticamente impiegati in radiotelefonia, fanno uso di uno o due diodi utilizzati come limitatori in serie o in derivazione nel sistema ad audiofrequenza. Quando un impulso disturbatore supera un valore prestabilito, il diodo limitatore agisce rispettivamente come un circuito aperto o come un cortocircuito a seconda che esso è impiegato come circuito limitatore in serie o in derivazione.

Il limite di livello al di là del quale il limitatore entra in funzione viene stabilito in maniera che non vengano tagliati i picchi di modulazione del segnale che si riceve poichè in tal caso si pregiudicherebbe la comprensibilità della ricezione. Se però si tiene molto alto tale limite, allora il risultato del limitatore di disturbi risulterà ridotto e anche quasi nullo. La regolazione del limite di intervento va compiuta quindi in modo che non si abbia eccessiva distorsione del segnale audio ricevuto, ottenendosi così la massima efficacia possibile del limitatore di disturbi.

Siccome l'azione del limitatore di picco è tanto più necessaria quanto più deboli sono i segnali ricevuti e siccome tali segnali sono normalmente così deboli da non porre in azione il regolatore automatico di sensibilità, se si mantiene fisso il limite di livello, al di là del quale

agisce il limitatore, si otterrà che questo limite potrà essere adeguato nella ricezione di segnali forti ma non sarà idoneo invece per la ricezione di segnali deboli o debolissimi. Per tale ragione il regolatore di livello di intervento del limitatore spesso viene connesso al sistema di regolazione automatica di sensibilità in modo da ottenere una regolazione automatica, anzichè manuale, del livello di intervento del limitatore.

La soppressione degli impulsi disturbatori, mediante la limitazione dei picchi ad audiofrequenza, si può ottenere in maniera soddisfacente agendo sull'entrata del sistema ad audiofrequenza del radioricevitore. Per tale motivo nelle supereterodine si trovano spesso riunite in un unico circuito la funzione di secondo rilevatore con quella di limitatore dei disturbi.

Il valore della limitazione che si può ottenere da un circuito limitatore è, come si è già detto, funzione della distorsione ad audiofrequenza che può essere tollerata. Siccome una distorsione eccessiva danneggerebbe la comprensibilità di un segnale più di quanto non la danneggi il rumore di fondo, il livello di intervento del limitatore dovrà essere scelto come compromesso fra intelligibilità e disturbi, in base al circuito col quale il limitatore è realizzato.

I limitatori di picco dei disturbi, associati al secondo rivelatore, sono molto più efficaci quando l'ampiezza di banda del canale a frequenza intermedia a banda stretta del ricevitore è larga, poichè un amplificatore a frequenza intermedia a banda stretta allungherebbe la durata degli impulsi di tanto quanto è il tempo che essi impiegano a raggiungere il secondo rivelatore. A tale aumento della durata degli impulsi corrisponde, per quanto si è già detto, una diminuzione di efficacia della azione del limitatore.

Le supereterodine per frequenze altissime hanno un canale a frequenza intermedia di larghezza considerevolmente più ampia di quanto sarebbe necessario per lasciar passare, senza alcuna sensibile attenuazione, le bande laterali di modulazione. (Ciò è suggerito dalla necessità di tollerare sensibili derive di frequenza dell'oscillatore locale).

Per tale motivo i ricevitori per frequenze altissime si prestano meglio alla azione del limitatore di disturbi di quanto non si prestino i normali radioricevitori professionali e civili, aventi un canale a frequenza intermedia con 8KH$_z$ di larghezza di banda passante. Per contro, quando si fa uso di un filtro a quarzo posto sulla condizione di selettività massima, l'impiego del circuito limitatore dei picchi di audiofrequenza risulterà di scarsa efficacia.

Considerazioni pratiche sui circuiti limitatori del picco dei disturbi

Sono stati sviluppati molti tipi di circuiti limitatori, alcuni dei quali tanto complessi, da impiegare cinque e più tubi elettronici. Non sempre la loro efficacia è tale da compensare la loro complessità e quindi il loro costo. Fermeremo perciò la nostra attenzione su due tipi di circuiti limitatori, molto simili fra loro e di notevole semplicità. Essi hanno una efficacia quasi eguale a quella di altri circuiti limitatori, anche del tipo più complesso e per la loro costruzione richiedono soltanto l'uso di un diodo e di poche resistenze e condensatori. Per la loro semplicità quindi tali circuiti limitatori possono

venire montati anche nei ricevitori già costruiti, ma che siano sprovvisti di limitatore di disturbi. Questi due tipi di circuiti limitatori, sia pure con qualche variante per quanto riguarda i valori delle resistenze e dei condensatori, sono attualmente impiegati in molti radioricevitori professionali costruiti da varie fabbriche.

Con riferimento alla figura 21, si vede in essa riportato lo schema elettrico convenzionale del circuito del secondo rivelatore, del regolatore automatico di sensibilità e dell'entrata al primo stadio ad audiofrequenza. A tali circuiti, come risulta dalla figura 21, è stato aggiunto un diodo D_3 che può essere o un diodo separato o un diodo facente parte, come nel caso della figura 21, di un tubo a doppio diodo.

Il diodo D_3 agisce come un interruttore che consente alla tensione ad audiofrequenza di raggiungere la griglia del primo stadio amplificatore audio, quando il diodo conduce.

Il diodo è polarizzato da una tensione continua ottenuta in maniera identica a quella della regolazione automatica di sensibilità, e la polarizzazione è tale che gli impulsi di corta durata non vengono trasmessi attraverso il diodo quando la loro tensione superi quella dell'onda portante di oltre il 60 per cento. Si ottengono quindi anche tagli dei picchi di modulazione vocale, ma questi tagli non sono tali da pregiudicare gravemente la comprensibilità del segnale.

E' evidente che il diodo in serie taglia soltanto i picchi positivi di modulazione, limitando la modulazione positiva a circa il 60 per cento. I picchi negativi di modulazione o la modulazione debole vengono automaticamente limitati al 100 per cento dal rivelatore, dato che ovviamente la tensione rettificata fornita dal diodo rivelatore non può essere minore di zero.

La limitazione dei picchi di modulazione ad un valore inferiore al 60 per cento darebbe come risultato un leggero miglioramento nella riduzione dei disturbi, però simile risultato non sarebbe tale da giustificare il necessario aumento del numero dei componenti richiesti per attuare un circuito limitatore notevolmente più complesso.

E' importante che nel circuito si faccia uso di resistenze aventi esattamente il valore riportato nello schema di figura 21, se si vogliono ottenere i migliori risultati. Le resistenze R_3 e R_4 potranno invece avere una tolleranza del 10 per cento rispetto ai valori prescritti dallo schema. Inoltre la tensione dell'onda portante rettificata e che si sviluppa ai capi del condensatore C_3, dovrà essere almeno di 5V se si vuole un buon funzionamento del limitatore.

Il limitatore potrà funzionare bene anche quando si ricevono segnali telegrafici con onda portante non modulata purchè l'ampiezza della tensione di iniezione generata dall'oscillatore eterodina non sia tanto alta. E' quindi da preferire l'uso di oscillatori eterodina ad ampiezza regolabile dal pannello del ricevitore. Qualora non fosse così agevole regolare la tensione sviluppata dall'oscillatore eterodina, occorrerà regolare in maniera permanente tale tensione in modo che essa sia la minima possibile, compatibilmente con una soddisfacente nota di battimento. Una volta raggiunta una tale condizione, regolando opportunamente il regolatore manuale di sensibilità a radiofrequenza e il regolatore

di volume ad audiofrequenza, si potrà ottenere una buona efficacia del circuito limitatore unitamente ad una buona nota di battimento.

Naturalmente nelle considerazioni di cui sopra si suppone che il regolatore automatico di sensibilità venga sempre disinserito quando si ricevono segnali in telegrafia ad onde persistenti non modulate.

Altro tipo di circuito limitatore

In molti casi il circuito di figura 22 dà risultati migliori, come efficacia, rispetto al circuito di figura 21. Rispetto a quest'ultimo circuito, quello di figura 22 richiede soltanto l'uso di una resistenza e di un condensatore in più. Il circuito della figura 22 comporta una perdita di livello di uscita minore rispetto a quello della figura 21.

Il circuito limitatore della figura 22 può fare uso con uguale efficacia, di tubi multipli a diodo-triodo o a diodo-pentodo (6R7, 6SR7, 6Q7, 6SQ7 o diodi-triodi similari e 6B8, 6SF7 o diodi-pentodi similari). Tali tubi adempiranno la doppia funzione di diodo rivelatore e di primo stadio ad audiofrequenza. Invece come diodo limitatore di disturbi occorrerà usare un diodo apposito D_2. Questo diodo può essere metà di un doppio diodo 6H6, 6AL5, 7A6 etc. oppure può essere un triodo collegato a diodo, come ad esempio 6J5, 6C4 o similari.

Si noti che il ritorno del regolatore di volume dovrà essere collegato al catodo del diodo rivelatore e non a massa, quando si fa uso di un tubo doppio come secondo rivelatore e primo stadio amplificatore ad audiofrequenza. Ne consegue che nel circuito della figura 22 esisterà un collegamento fra i punti segnati con X poichè i tubi D_1 e V_1 hanno il catodo in comune. Evidentemente, se lo si desidera, nel circuito della figura 22 potrà venire usato un doppio diodo come D_1 e D_2, analogamente a come è stato fatto per il circuito della figura 21. Nel circuito della figura 22 quando si inserisce o meno il limitatore, azionando l'interruttore S, non si ha alcuna variazione del volume della ricezione.

In qualunque circuito limitatore a diodo, come sono i due circuiti delle figure 21 e 22 che sono stati testè descritti, è essenziale che la presa centrale del secondario di accensione del diodo limitatore di disturbi sia collegato a massa sul punto più vicino possibile. Conseguentemente non si dovrà mai collegare a massa un estremo del secondario di accensione dei riscaldatori dei tubi, ma invece tale secondario dovrà essere munito di presa centrale. Se, invece di collegare a massa la presa centrale si collegasse un estremo del secondario, ne deriverebbe un forte ronzio captato dal circuito limitatore, causato dagli alti valori delle resistenze che vengono impiegate nel circuito limitatore.

Il circuito della figura 22 è stato impiegato, con ottimi risultati in molti ricevitori autocostruiti e trovasi anche impiegato in ricevitori professionali di tipo residuato, quali i BC312, BC347 e BC348. Lo stesso circuito è attualmente impiegato da vari costruttori di ricevitori radio professionali.

Per ultimo si può dire che una prova della efficacia dei circuiti limitatori impiegati in qualunque ricevitore professionale può essere effettuata assai bene ascoltando i segnali « Loran » (segnali per radionavigazione) sulla banda dei

Questo circuito è del tipo autoregolato e dà minore distorsione per un dato grado di modulazione rispetto agli altri tipi di circuiti limitatori di uso più frequente.
R_1 = 470 KΩ 0,5 W
R_2 = 470 KΩ 0,5 W
R_3 = 100 KΩ 0,5 W
R_4 = 1 MΩ 0,5 W
R_5 = 1 MΩ 0,5 W
R_6 = MΩ potenziometro
C_1 = 250 μμF a mica (circa)
C_2 = 0,01 μF a carta
C_3 = 0,01 μF a carta
C_4 = 0,01 μF a carta
D_1, D_2 = 6H6, 6AL5, 7A6 oppure la sezione diodo di un tubo 6S8 GT

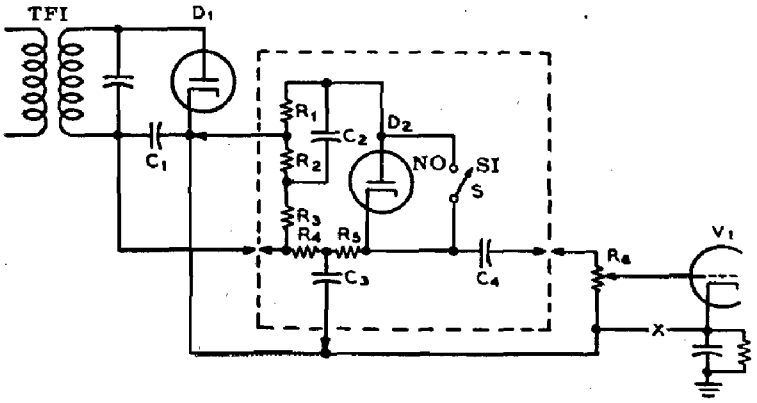


Figura 22.
VARIANTE AL CIRCUITO LIMITATORE DI DISTURBI

160 metri di lunghezza d'onda. Quando il limitatore è disinserito si deve ottenere, ricevendo una di tali stazioni, un rumore acuto di raspa. Inserendo invece il limitatore di disturbi tale rumore dovrà ridursi in maniera sensibile e al suo posto si dovrà sentire un rumore di fondo simile ad un ronzìo di alternata.

6-9 Considerazioni particolari sul progetto dei ricevitori per frequenze ultraelevate

Circuiti a linea di trasmissione Man mano che i segnali da ricevere divengono di frequenza più alta, risulta sempre più difficile ottenere una soddisfacente selettività e una impedenza alta da un ordinario circuito risonante ad induttanza-capacità. D'altro canto le sezioni con conduttori paralleli in quarto d'onda o una linea di trasmissione concentrica, al crescere della frequenza di lavoro non solo danno risultati sempre migliori, ma divengono anche di dimensioni sempre meno ingombranti.

Sintonia con linea accorciabile I tubi e i condensatori di sintonia collegati su una estremità aperta di una linea di trasmissione, costituiscono una capacità che rende la lunghezza di risonanza minore di un quarto di lunghezza d'onda. L'entità dell'accorciamento per una determinata reattanza capacitiva è data dalla impedenza caratteristica della sezione di linea. Essa è data dall'equazione

$$\frac{1}{2\pi fc} = Z_0 \tan l$$

nella quale $\pi = 3{,}1416$, f è la frequenza, c è la capacità, Z_0 è la impedenza caratteristica della linea e tan l è la tangente della lunghezza elettrica in gradi.

La reattanza capacitiva di un condensatore è

$$\frac{1}{2\pi fc} \text{ Ohm.}$$

Alla risonanza, questa deve essere uguale alla impedenza caratteristica della

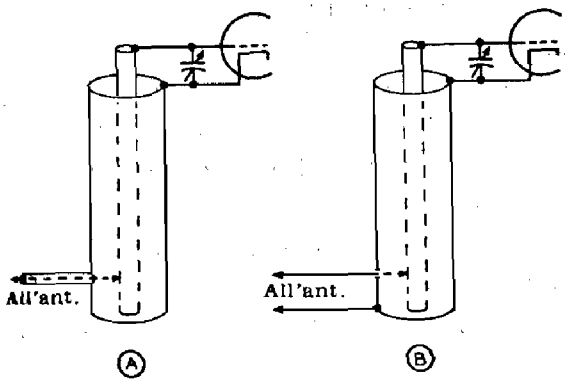


Figura 23.
ACCOPPIAMENTO DI UNA ANTENNA AD UN CIRCUITO RISONANTE COASSIALE
In (A) è rappresentato il sistema preferito per accoppiare una linea coassiale ad un circuito risonante. In (B) è rappresentata una variante da impiegare con una linea di alimentazione di antenna del tipo a filo.

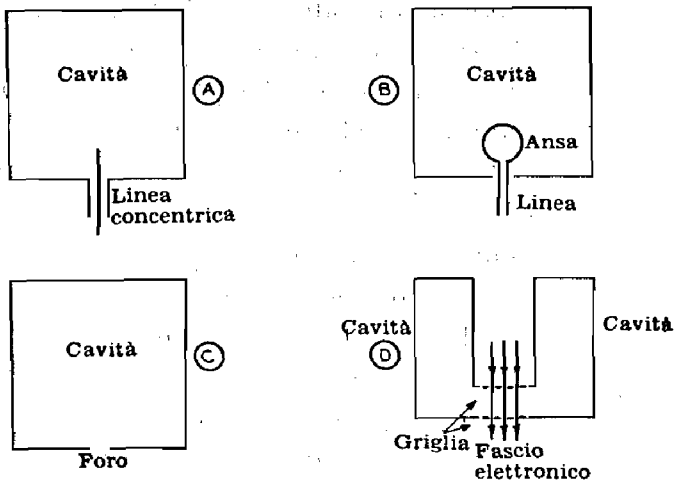


Figura 24.
SISTEMI PER ECCITARE UNA CAVITA' RISONANTE

linea moltiplicata per la tangente della sua lunghezza elettrica (in gradi, ad es. 90 gradi è uguale ad un quarto di onda). E' evidente che una capacità doppia risuonerà con una linea la cui impedenza sia metà; e inoltre che una data capacità ha un effetto di carico doppio quando la frequenza è anch'essa doppia.

Accoppiamento a linee E' possibile eseguire un accoppiamento con una linea a due tubi paralleli eseguendo una presa direttamente su uno solo o su entrambi i tubi preferibilmente mediante condensatori di blocco, nel caso fosse presente qualche tensione continua. Più comunemente però una spira di accoppiamento ad U viene accoppiata induttivamente al ponticello di sintonia o ponticello di accorciamento tanto su detto ponticello come sui due tubi e in qualche caso sul ponticello e sui tubi contemporaneamente. Così facendo si otterrà normalmente un carico bilanciato.

Qualora venisse accoppiato un circuito chiuso sbilanciato verso massa, qualunque sbilanciamento riflesso sui tubi potrà venire ridotto mediante un semplice schermo di Faraday, costituito da alcuni fili paralleli situati fra la spira di accoppiamento ad U e i tubi. Questi tubi dovranno essere saldati soltanto ad una estremità e collegati a massa (a pettine).

Potrà essere effettuata una presa sbilanciata su un circuto risonante coassiale, direttamente sul conduttore interno, nel punto in cui l'impedenza risulti perfettamente adattata. Per basse impedenze, come ad esempio per una linea di alimentazione concentrica, si potrà inserire una piccola ansa (di mezza spira) attraverso un foro fatto sul conduttore esterno del circuito coassiale. Essa ha l'effetto di una metà di spira di accoppiamento ad U consigliabile per eseguire l'accoppiamento fra linee di alimentazione bilanciate e linee risonanti coassiali.

Le dimensioni dell'ansa e la sua vicinanza col conduttore interno determinano l'adattamento di impedenza e il ca-

rico. Tali anse accoppiate in vicinanza del disco di accorciamento non provocheranno alcuna apprezzabile alterazione della sintonia, purchè non vi sia un accoppiamento eccessivo.

Cavità risonanti Per cavità si intende una camera metallica chiusa, nota altresì col nome « rumbatron ». La cavità, che presenta tanto induttanza quanto capacità, sostituisce i circuiti accordati a induttanza-capacità e quelli con linea di trasmissione caricata con capacità, nelle frequenze estremamente elevate, alle quali frequenze le induttanze e le capacità convenzionali, anche se di progetto più raffinato, non avrebbero significato fisico per le dimodo con cui risuonerebbe un ambiente chiuso le cui pareti siano riflettenti.

Siccome l'energia elettromagnetica e l'energia elettrostatica ad essa associata oscillano nell'interno della cavità risonante, questa nel suo comportamento risulta simile alle guide d'onda.

Il modo con cui una cavità funziona è subordinato al modo con cui viene iniettata l'energia a microonde.

Una cavità risuona su un gran numero di frequenze, ognuna di esse relativa ad una particolare modalità di oscillazione o ad una particolare conformazione di onde stazionarie. La frequenza di funzionamento più bassa in un risonatore a cavità è unicamente quella che viene usata.

La frequenza di risonanza di una cavità può venir variata, se lo si vuole, a mezzo di spine mobili, come è visibile nella figura 25 (A) oppure mediante un disco metallico mobile (vedi figura 25 (B)).

Una cavità che, per una certa frequenza, fosse troppo piccola non oscillerà mai su quella frequenza.

Le frequenze di risonanza di cavità mensioni e i valori elettrici estremamente piccoli che esse dovrebbero assumere.

Le cavità per microonde hanno un alto valore di Q e sono superiori ai convenzionali circuiti accordati. Esse possono essere impiegate alla maniera di un ondametro ad assorbimento oppure come circuiti accordati per altri strumenti di misura a radiofrequenza e nei trasmettitori e ricevitori per microonde.

Le cavità risonanti sono normalmente chiuse da tutti i lati e tutte le loro pareti sono costruite in materiale elettricamente conduttore. Però, in alcuni tipi, vengono effettuate piccole aperture per consentirne l'eccitazione.

Le cavità risonanti sono state prodotte in molti formati, compreso il piano-sfera, la sfera schiacciata, la sfera con cono rientrante di varie dimensioni, il cilindro, il prisma (compreso il cubo), l'ellissoide, l'ellissoide iperboloide, e varie altre forme.

Le cavità sono, in effetti, circuiti lineari e nel campo delle frequenze super-elevate (s.h.f.) sono sempre superiori ai classici risonatori coassiali.

La cavità risuona quasi allo stesso semplici aventi forma sferica, cilindrica e cubica possono essere calcolate in maniera molto elementare.

La lunghezza d'onda è legata alle dimensioni della cavità (entrambe espresse in centimetri) dalle seguenti semplici formule valide per la risonanza:

Cilindro: $\lambda_r = 2{,}6 \times$ raggio

Cubo : $\lambda_r = 2{,}83 \times$ metà di un lato

Sfera : $\lambda_r = 2{,}28 \times$ raggio

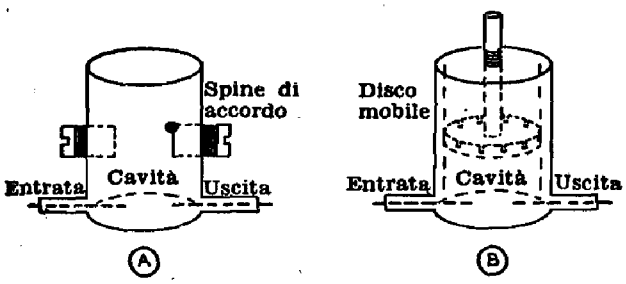


Figura 25.
SISTEMI DI ACCORDO PER CAVITA' RISONANTI CILINDRICHE

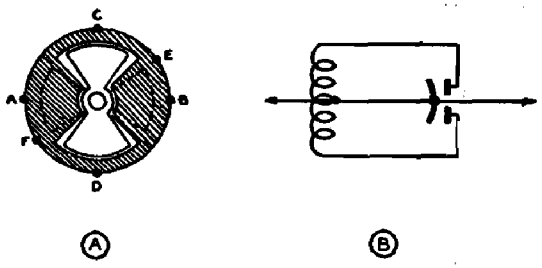


Figura 26.
IL CIRCUITO RISONANTE A FARFALLA
In (A) è visibile l'aspetto fisico del circuito a farfalla così come viene impiegato nel campo delle frequenze altissime e nelle frequenze più basse del campo delle frequenze ultraelevate. In (B) è riportata la rappresentazione elettrica del circuito.

Circuito a farfalla Contrariamente al risuonatore a cavità che nella sua forma convenzionale è un dispositivo che può essere accordato su una banda di frequenze relativamente stretta, il circuito a farfalla è un risuonatore sintonizzabile, che permette di coprire una gamma di frequenze ultraelevate sufficientemente larga.

Il circuito a farfalla è molto simile ad un circuito misto — di tipo convenzionale — con induttanza e capacità variabili eccetto che, apparentemente, sembra che sia variabile solo la capacità mentre in effetti varia anche l'induttanza.

Il Q di questo dispositivo è alquanto minore di quello di un circuito accordato con linea coassiale, tuttavia esso è sufficiente per numerose applicazioni.

La figura 26 A illustra la costruzione di una singola sezione a farfalla. Il rotore sagomato a farfalla, dal quale il dispositivo prende il nome, ruota rispetto allo statore che è di natura tutta particolare. I due gruppi di alette statoriche — o settori — sono in effetti collegati l'uno all'altro a mezzo di una lamina metallica semicircolare, solidale con i due settori, che costituisce l'induttanza del circuito. Quando il rotore viene posto in modo da riempire la zona priva di alette (nella posizione cioè illustrata dalla figura 26 (A)) la induttanza e la capacità del circuito risulteranno ridotte al minimo. Quando invece il rotore occupa la posizione indicata dalle linee tratteggiate nella stessa figura 26 (A), l'induttanza e la capacità risultano massime.

Il campo di sintonia del circuito a farfalla può essere in pratica da 1,5: I a 3,5: I.

Sui punti A e B vanno eseguite le connessioni al resto del circuito. Se si desidera un funzionamento bilanciato tanto il punto C quanto il punto D potranno costituire la presa centrale (punto elettrico centrale).

L'accoppiamento potrà essere eseguito mediante una piccola ansa di una sola spira posta in vicinanza dei punti E od F.

Come indica il circuito equivalente riportato in figura 26 (B), il circuito a farfalla consente la variazione continua tanto della capacità quanto della induttanza, mentre nello stesso tempo elimina qualsiasi contatto strisciante o rotante.

Si possono allineare molte sezioni a

farfalla allo stesso modo con cui vengono costruiti i condensatori variabili. Allineando tante sezioni, l'effetto delle induttanze, che vengono poste in derivazione fra loro, porterà ad una diminuzione dell'induttanza rispetto a quella di una sola sezione. La capacità invece risulterà aumentata rispetto alle capacità delle singole sezioni, come pure aumentato risulterà il rapporto fra capacità massima e minima rispetto a quello di una singola sezione.

I circuiti a farfalla vengono applicati particolarmente su oscillatori e trasmettitori, su ricevitori supereterodina e su frequenzimetri eterodina, nei campi di frequenza compresa fra 100 e 1000 MH_z.

Circuiti per ricevitori I tipi di circuiti risonanti descritti nei paragrafi precedenti hanno largamente sostituito i circuiti convenzionali ad induttanza-capacità, alle frequenze superiori a 100 MH_z. Le linee accordabili mediante accorciamento e i circuiti a farfalla sono impiegati nel campo di frequenze superiori a 100MH_z fino a circa 3500MH_z e al disopra di 3500MH_z vengono più frequentemente usate le cavità risonanti. Queste vengono anche molto frequentemente usate alle frequenze comprese fra 2000 e 3500MH_z. Anche in un ricevitore ben progettato, l'agitazione termica del primo circuito accordato viene amplificata dai tubi successivi e diviene predominante nell'uscita. Quindi per ottenere un buon rapporto segnale-disturbo si deve tendere ad avere dallo stadio a radiofrequenza la massima amplificazione col minimo livello possibile di disturbo.

Il soffio potrà venire ridotto sensibilmente se si tien conto di quanto segue: lo stadio mescolatore può dare una amplificazione di 0,3 volte rispetto a quella che sarebbe ottenibile dallo stesso tubo, sulla stessa frequenza, come amplificatore a radiofrequenza. Per tale motivo è necessario far precedere lo stadio mescolatore da uno stadio amplificatore a radio-frequenza più che possibile efficiente. Altrettanto importante è avere, nello stadio amplificatore a radiofrequenza, una buona selettività al fine di ridurre i disturbi che si produrrebbero nello stadio mescolatore sommando ai disturbi sulla frequenza che si vuol ricevere anche quelli sulla frequenza immagine, dato che entrambi tali disturbi verrebbero convogliati sul canale a frequenza intermedia del ricevitore.

La frequenza limite del funzionamento di un tubo viene aumentata quando vengono ridotti più che possibile i collegamenti esterni che fanno parte del circuito accordato. Tanto i collegamenti quanto i componenti ingombranti sarà meglio che vengano considerati come parti delle linee di trasmissione piuttosto che resistenze, capacità o induttanze concentrate.

Sebbene triodi e pentodi di piccole dimensioni possano funzionare pressocchè normalmente anche a frequenze altissime, sarà sempre consigliabile l'uso di questi tubi sulle frequenze non superiori a circa 100MH_z, dato che la frequenza alla quale essi possono lavorare è limitata dalla capacità di entrata, dalla conduttanza di entrata e dal tempo di transito degli elettroni. La resistenza di entrata di questi tubi si riduce a valori molto bassi sulle frequenze altissime, e tale riduzione limita l'amplificazione ottenibile dallo stadio e rende più larga la curva di selettività dei circuiti accordati, associati con tali tubi.

Tubi per frequenze altissime

Il primo tubo di un ricevitore per altissime frequenze è il più importante ai fini di elevare il segnale ad un livello superiore al disturbo generato negli stadi successivi. E' per questa ragione che oggi sono senz'altro preferiti, negli stadi amplificatori a radiofrequenza, i piccoli tubi per frequenze altissime.

Con vari espedienti sono stati modernizzati tanto i tubi che fanno uso della classica griglia controllo, quanto i diodi. Tali tubi, così modificati, sono in grado di funzionare alle frequenze più alte: in alcuni tipi, addirittura a 4000MH$_z$. Al di là di tale frequenza, il tempo di transito diviene il fattore determinante la limitazione di frequenza, e per funzionare su frequenze ancora superiori si debbono impiegare principi nuovi.

In generale i miglioramenti che sono stati apportati ai tubi esistenti, per consentirne il funzionamento su frequenze più alte, sono così riassumibili:

1) si è ridotta la distanza fra gli elettrodi, in modo da diminuire il tempo di transito;

2) si è ridotta la superficie degli elettrodi in modo da diminuire le capacità interelettrodiche;

3) si sono accorciati i collegamenti degli elettrodi sia montando tutto il gruppo di elettrodi più vicino alla base del tubo sia portando i collegamenti degli elettrodi direttamente fuori dal bulbo di vetro nei punti più vicini agli elettrodi stessi.

Mediante la riduzione della induttanza dei collegamenti e della capacità interelettrodica, ottenute nella costruzione dei tubi, si è potuto conseguire un aumento sostanziale delle frequenze di risonanza di entrata e di uscita.

I tubi nei quali sono stati apportati uno o più dei miglioramenti suddetti sono: gli ultimi tipi di tubi « loctal », i tubi a ghianda per alte frequenze, i tubi a disco e i tubi a faro (ad elettrodi disposti in piani paralleli). Il triodo 6J4 può funzionare fino a 500MH$_z$. Il tipo 6F4, triodo a ghianda, può arrivare a 1200MH$_z$. Il diodo 1A3 a disco ha una frequenza di risonanza di 1000MH$_z$ mentre il diodo a ghianda 9005 risuona alla frequenza di 1500 MH$_z$. Il tubo a faro 2C40 può essere usato come oscillatore fino a frequenze di 3500MH$_z$.

Rettificatori a cristallo

Sono passati più di due decenni da quando il cristallo (minerale) aveva un ampio uso nei radioricevitori. Dopo, col diminuire del prezzo dei tubi, il fragile e relativamente insensibile rivelatore a cristallo venne interamente abbandonato nei radioricevitori e venne, ancora per qualche anno, usato come semplice rettificatore per gli strumenti impiegati negli ondametri ad assorbimento.

Attualmente il rivelatore a cristallo ha assunta nuova importanza nelle radiocomunicazioni a microonde. Esso viene, in tale campo, impiegato come rivelatore e come mescolatore, per i ricevitori, e trova anche impiego negli strumenti di misura alle radiofrequenze estremamente alte.

Nel campo di frequenze usate per le comunicazioni a microonde, il rettificatore a cristallo è l'unico rivelatore e mescolatore che dia risultati soddisfacenti.

I vantaggi grandissimi che il rivelatore a cristallo fornisce sono: la capacità estremamente bassa; il superamento del-

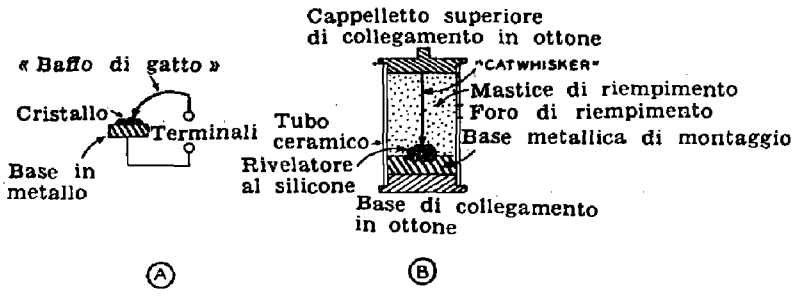


Figura 27.
IL DIODO A CRISTALLO PER MICROONDE
In (A) *sono illustrate* le *parti essenziali* di un diodo a cristallo, mentre (B) raffigura il modo con cui è costruito un normale diodo a cristallo per microonde.

la difficoltà costituita dal tempo di transito, e la struttura a due terminali. Per il suo funzionamento non occorre alcuna batteria o alimentazione a corrente alternata.

Il rivelatore a cristallo consiste essenzialmente di un piccolo pezzo di siliconi o di germanio montato in una custodia di materiale plastico a bassa temperatura di stampaggio. I contatti sul cristallo sono effettuati mediante fili sottili che lo toccano elasticamente, noti anche col nome di «baffi di gatto» o «catwhisker». Nella figura 27 A è visibile tale disposizione.

E' al di fuori dello scopo di questo libro trattare i complessi fenomeni fisici che danno origine alla rettificazione con cristalli. E' sufficiente dire che la corrente che circola attraverso il contatto del « baffo di gatto » e il cristallo, in una direzione, risulta da alcune centinaia ad alcune migliaia di volte maggiore di quella che circola nella direzione opposta. Conseguentemente una corrente alternata (anche se ha la frequenza corrispondente ad un microonda) verrà rettificata dal rivelatore a cristallo. Il carico, attraverso il quale circola la corrente fornita dal rettificatore, potrà essere collegato in serie o in derivazione con il cristallo, sebbene il primo tipo di collegamento sia quello più ampiamente usato. L'esistenza di asperità sulla superficie del cristallo può portare ad una rettificazione più efficiente quando, mediante il « baffo di gatto » vengano ricercati quei punti che danno i migliori risultati.

Quando il « baffo di gatto » è, in una maniera qualunque, fissato permanentemente dopo che sia stato trovato un punto di contatto col cristallo a cui corrisponda una forte sensibilità, si dirà che si è realizzato un « rivelatore fisso a cristallo ». Questo non richiederà più alcuna messa a punto.

Nella figura 27 B è illustrata la struttura fondamentale di un moderno rivelatore fisso a cristallo, del tipo di quelli sviluppati durante la II Guerra Mondiale per applicazioni nel campo delle microonde e particolarmente nei radar. Dopo che in tali rivelatori il« baffo di gatto » sia stato già sistemato, durante la fabbricazione, in modo che esso tocchi il cristallo di germanio o di siliconi nel punto di maggiore sensibilità, viene

iniettato un mastice di riempimento, attraverso un foro appositamente predisposto, allo scopo di fissarlo permanentemente al suo posto.

6-10 Messa a punto dei ricevitori

I semplici ricevitori a reazione richiedono ben poca messa a punto, la quale si limita solo all'accertamento di una corretta copertura della gamma di frequenze che si desidera ricevere e al controllo del disinnesco delle oscillazioni.

I radioricevitori del tipo a circuiti accordati e quelli a supereterodina necessitano di un allineamento perfetto, se si vogliono ottenere sensibilità e selettività spinte al massimo valore possibile.

Si potranno ottenere buoni risultati da un radioricevitore solo quando esso sia stato correttamente allineato e messo a punto. Qui di seguito si danno le principali norme da seguire in pratica nella esecuzione di tale messa a punto.

Strumenti Un piccolo numero di strumenti sarà sufficiente a provare e allineare un ricevitore professionale. I più importanti di questi strumenti di misura sono: un oscillatore modulato e un voltmetro per tensioni continue e alternate.

Il voltmetro è essenziale nel determinare le tensioni applicate su ogni circuito e su ogni punto dei circuiti, tensioni che sono fornite dall'alimentatore. Se il voltmetro per tensioni alternate è del tipo a rettificatore ad ossido, potrà essere usato anche come misuratore di uscita, collegandolo sull'uscita del ricevitore quando a questo si invia un segnale modulato. Se il segnale ha una nota di modulazione buona, come quello fornito dagli oscillatori di misura, lo strumento di uscita fornirà il valore del segnale rivelato. A questo modo saranno leggibili, sul voltmetro per tensioni alternate, i risultati dei vari allineamenti e i miglioramenti che si conseguono man mano che tali allineamenti vengono effettuati.

Allineamento di un radioricevitore a circuiti accordati a radiofrequenza Il procedimento con cui va effettuato l'allineamento di un ricevitore avente molti stadi accordati a radiofrequenza è esattamente lo stesso di quello che si attuerebbe se il ricevitore avesse un solo stadio. Qualora il rivelatore, che segue a tali stadi accordati a radiofrequenza, è del tipo a reazione, l'allineamento va eseguito partendo dallo stadio immediatamente a monte del rivelatore, mantenendo sempre il circuito del rivelatore sintonizzato sul segnale a radiofrequenza di misura. Per ultimo quindi verrà accordato lo stadio di antenna o ricevendo il segnale emesso da una stazione oppure accoppiando molto lascamente alla antenna il generatore di segnali modulati.

Durante tali regolazioni, il comando di sensibilità a radiofrequenza verrà mantenuto sempre sulla sensibilità massima, naturalmente purchè l'amplificatore a radiofrequenza sia stabile e non dia luogo ad autooscillazioni.

In mancanza di strumenti, i ricevitori possono essere allineati soddisfacentemente in base al livello di disturbi da essi captati, facendo cioè in modo che tali disturbi divengano i più forti possibili.

Allineamento delle supereterodine L'esecuzione dell'allineamento di una supereterodina è un compito impegnativo, che richiede molta cura e molta pazienza. Esso non deve mai essere intrapreso senza una conoscenza approfondita dei problemi relativi a tale allineamento e va eseguita soltanto quando si è certi di avere molto tempo a disposizione per effettuarla. Non vi sono possibilità di procedure più rapide; tutti i circuiti vanno regolati uno per uno e accuratamente se si vuol ottenere il massimo possibile di prestazioni da parte del radioricevitore. La precisione ottenibile in ciascuna regolazione è funzione della precisione con la quale sono state effettuate le regolazioni ad essa precedenti.

Per l'allineamento di una supereterodina sono necessari:

1) un buon generatore di segnali a radiofrequenza (oscillatore modulato) che copra la gamma o le gamme a radiofrequenza che il ricevitore deve poter ricevere e anche la gamma relativa alla frequenza intermedia del ricevitore. Tale generatore deve essere munito di attenuatore.

2) una buona dotazione di morsetti a molla (coccodrilli), giraviti, giraviti in materiale isolante (come quelli impiegati per effettuare la neutralizzazione dei trasmettitori). Questi ultimi sono necessari per eseguire le varie regolazioni sui trasformatori a frequenza intermedia e a radiofrequenza e sui compensatori, senza alterarne le caratteristiche elettriche con la vicinanza di parti metalliche.

3) un tipo adeguato di indicatore di accordo, come ad esempio un voltmetro elettronico o un voltmetro con raddrizzatore ad ossido di rame.

Durante l'esecuzione dei vari allineamenti che vedremo, e a meno che non sia altrimenti prescritto, il regolatore di sensibilità a radiofrequenza del ricevitore dovrà essere posto in modo da dare la massima sensibilità possibile; l'oscillatore eterodina deve essere disinserito e il regolatore automatico di sensibilità deve essere anche lui disinserito oppure cortocircuitato a massa. Qualora il segnale di uscita fosse eccessivo, si dovrà ruotare indietro o l'attenuatore del generatore di segnali o il regolatore di amplificazione ad audiofrequenza del ricevitore: non si dovrà invece mai ridurre il comando di sensibilità a radiofrequenza.

Allineamento a frequenza intermedia Dopo aver sottoposto il ricevitore ad una accurata ispezione dal punto di vista meccanico ed elettrico e dopo aver corretti gli eventuali errori di collegamento, sostituendo eventualmente quelle parti o componenti difettosi, si potrà procedere all'allineamento a frequenza intermedia del ricevitore come primo passo verso l'allineamento e la messa a punto completa del ricevitore.

Con il generatore di segnali regolato in modo da dare un segnale modulato sulla frequenza alla quale deve funzionare il canale a frequenza intermedia del ricevitore, si collega la massa del generatore a quella del ricevitore, mentre il terminale « caldo » dell'uscita dal generatore verrà collegato alla griglia controllo dell'ultimo stadio a frequenza intermedia, mediante un piccolo condensatore fisso. Si regoleranno entrambi i compensatori dell'ultimo trasformatore a frequenza intermedia (uno di essi è

dello stadio amplificatore mentre l'altro è del circuito di rivelazione) sulla risonanza, che viene indicata dalla massima deviazione dello strumento misuratore di uscita.

Tutti gli altri stadi a frequenza intermedia verranno regolati alla stessa maniera, spostando man mano il terminale caldo del generatore, stadio per stadio, verso gli stadi ad alta frequenza del ricevitore e man mano diminuendo, con l'attenuatore del generatore, l'ampiezza del segnale da questo fornito. L'ultima regolazione verrà effettuata sul primo stadio amplificatore a frequenza intermedia, con il terminale caldo dell'oscillatore modulato inserito sulla griglia controllo del tubo mescolatore. Qualche volta sarà necessario isolare la griglia controllo del mescolatore dal suo circuito accordato, collegandola invece a massa attraverso una resistenza da 1000 a 5000 Ω e accoppiando l'uscita del generatore di segnali a tale griglia mediante un condensatore di piccola capacità.

Quando anche l'ultimo trasformatore a frequenza intermedia sia stato messo a punto, è buona regola ritornare ancora una volta ad allineare tutti i trasformatori con la massima precisione possibile.

Frequenze intermedie con filtri a quarzo Vi sono vari sistemi per effettuare l'allineamento di un canale a frequenza intermedia che comprenda un circuito filtro a quarzo. Fra tali sistemi quello che qui si descrive dà i migliori risultati in ricevitori di qualsiasi tipo. Si invia alla griglia dello stadio, che precede il filtro a quarzo, un segnale non modulato, fornito da un generatore che sia in grado di dare l'esatta frequenza sulla quale lavora il filtro a quarzo del ricevitore. Dopo aver collegata l'uscita del generatore a tale griglia, si sposta lentissimamente la frequenza del generatore, con il filtro a quarzo inserito, fino a che venga trovata la frequenza corrispondente esattamente alla frequenza del quarzo, denotata dal raggiungimento di un massimo nel livello del segnale di uscita del radioricevitore. Come indicatore si potrà usare molto efficacemente l'indicatore di campo del radioricevitore, mentre il suono emesso dall'altoparlante potrà aiutare ad ottenere l'esatta sintonia del generatore. Una volta trovata la frequenza corrispondente alla massima uscita dal filtro a quarzo, si allineeranno tutti i trasformatori a frequenza intermedia su tale frequenza.

Regolazione dell'oscillatore eterodina Anche quando sul pannello anteriore del ricevitore non vi sia alcuna manopola per regolare la frequenza dell'oscillatore eterodina, tale regolazione risulta assai semplice. Per effettuarla è soltanto necessario sintonizzare il ricevitore su un qualunque segnale, e tale accordo verrà denotato dall'indicatore di sintonia e, dopo aver inserito l'oscillatore eterodina, regolare il suo compensatore o i suoi compensatori fino a raggiungere la nota di battimento desiderata. Mettendo a punto a questo modo l'oscillatore a battimenti, si potrà ottenere che la nota di battimento risulti più forte su un « lato » del segnale piuttosto che sull'altro, cosa quanto mai utile nella ricezione dei segnali telegrafici ad onda portante non modulata

L'oscillatore eterodina non dovrà es-

sere regolato per un battimento a frequenza nulla, col ricevitore esattamente sintonizzato sul segnale, poichè ciò provocherebbe un segnale di battimento forte tanto su un lato come sull'altro rispetto alla risonanza e conseguentemente alla massima ampiezza del segnale di battimento non corrisponderebbe la massima sensibilità del ricevitore.

Allineamento a radiofrequenza L'allineamento degli stadi a radiofrequenza di un ricevitore autocostruito è un lavoro relativamente semplice, che consiste anzitutto nel portare l'oscillatore locale a coprire il desiderato campo di frequenza e successivamente nell'accordare i vari circuiti a radiofrequenza in modo che essi diano la massima amplificazione possibile. Però se il campo di frequenza coperto dal ricevitore è troppo ampio, si dovrà procedere per approssimazioni successive in modo da ottenere un parallelismo soddisfacente fra la curva di variazione di frequenza dell'oscillatore e quella degli stadi a radiofrequenza.

I radioricevitori professionali costruiti dalle Case specializzate dovranno sempre essere allineati seguendo le istruzioni contenute nel libretto di istruzioni per la manutenzione, normalmente fornito assieme al ricevitore.

CAPITOLO SETTIMO

Generazioni dell'energia a radiofrequenza

I trasmettitori radioprofessionali o per radioaudizioni circolari sono costituiti da una sorgente di energia a radiofrequenza, o « portante »; da un sistema di modulazione dell'onda portante, consistente nella sovrapposizione su questa di una informazione che potrà essere costituita dalla voce, dalla manipolazione telegrafica, etc...; da un sistema di antenna, comprendente la linea di alimentazione, atta ad irradiare la energia a radiofrequenza che contiene l'informazione. Come facente parte del trasmettitore potrà anche considerarsi l'alimentatore, il quale serve a convertire una tensione primaria (di rete, di batterie, etc.) nel gruppo di tensioni necessarie per il funzionamento delle parti a radio-frequenza e ad audiofrequenza di tutto il trasmettitore. Gli alimentatori verranno separatamente trattati nel capitolo 25°.

La modulazione ad audiofrequenza, come ad esempio quella di una voce, viene normalmente attuata variando l'ampiezza oppure la frequenza dell'onda portante a radiofrequenza, in concomitanza con le componenti del segnale di informazione che deve essere trasmesso.

I procedimenti per eseguire la modulazione di ampiezza sono dettagliatamente descritti nel Capitolo 8°, mentre nel Capitolo 9° trovansi descritti quelli relativi alla modulazione di frequenza.

La modulazione radiotelegrafica (manipolazione) normalmente viene eseguita in uno dei seguenti modi: interrompendo l'onda portante; facendone variare la frequenza oppure sovrapponendo all'onda portante a radiofrequenza una nota ad audiofrequenza. In ognuno dei casi suddetti, l'alterazione dell'onda portante dovrà essere effettuata conformemente ai punti e alle linee che costituiscono, tradotta in alfabeto telegrafico, l'informazione che deve essere trasmessa.

La complessità della parte generatrice a radiofrequenza di un trasmettitore è in funzione di vari fattori: della potenza che deve essere erogata, della stabilità della frequenza di funzionamento e infine della frequenza sulla quale deve funzionare il trasmettitore.

Un oscillatore che alimenti diretta-

mente una antenna costituisce la forma più semplice di trasmettitore. D'altro canto anche un moderno trasmettitore ad alta frequenza è un generatore, sia pure estremamente complesso. In effetti un trasmettitore di questo tipo comprende normalmente le seguenti parti: un oscillatore a quarzo di grande stabilità o quanto meno un oscillatore autocontrollato, per stabilizzare la frequenza di uscita; una serie di stadi moltiplicatori di frequenza; uno o più stadi amplificatori, per elevare la potenza fino al livello al quale si vuole alimentare il sistema di antenna e infine un sistema di filtri atti ad evitare che l'energia a frequenza armonica generata dal trasmettitore raggiunga il sistema di antenna e venga da questo irradiata.

7-1 Oscillatori autocontrollati

Nel Capitolo 5° è stato spiegato come le proprietà amplificatrici di un tubo elettronico, avente tre o più elettrodi, possono essere utilizzate nel generare una corrente alternata la cui frequenza viene determinata dai valori dei componenti associati al tubo.

Un tubo elettronico funzionante in un circuito del genere costituisce ciò che viene chiamato un « oscillatore » e la sua funzione è essenzialmente quella di convertire la corrente continua di alimentazione in una corrente alternata a radiofrequenza, avente una frequenza stabilita.

Gli oscillatori che effettuano il controllo della frequenza dei trasmettitori possono essere suddivisi in due classi generali: autocontrollati e controllati a quarzo.

Vi è un gran numero di tipi di oscillatori autocontrollati, ognuno dei quali è particolarmente indicato per certi tipi di applicazioni. Essi possono essere suddivisi nelle seguenti categorie: oscillatori a griglia negativa; oscillatori ad accoppiamento elettronico; oscillatori a resistenza negativa; oscillatori a modulazione di velocità; oscillatori magnetron.

Oscillatori a griglia negativa L'oscillatore a griglia negativa consiste essenzialmente in un amplificatore con tubo elettronico, nel quale una certa parte dell'energia esistente sul circuito di uscita viene trasferita su quello di entrata, in maniera da mantenere il circuito in oscillazione.

La griglia controllo in questi oscillatori è polarizzata negativamente rispetto al catodo.

Nella figura 1 sono riportati gli schemi elettrici dei tipi più comuni di oscillatori a griglia negativa.

L'Hartley Nella figura 1 (A) è illustrato il circuito oscillatore che attualmente viene più generalmente applicato: questo circuito è comunemente denominato « oscillatore Hartley ».

Descriveremo il funzionamento di questo oscillatore a titolo di esempio del funzionamento di tutti gli oscillatori a griglia negativa; la sola reale differenza fra i vari circuiti di questa categoria consiste infatti nel modo con cui l'energia per l'eccitazione viene trasferita dal circuito anodico al circuito di griglia.

Quando all'oscillatore Hartley, illustrazione in figura 1 (A), viene applicata la tensione anodica, il subitaneo flusso di corrente anodica derivante dalla applicazione della tensione anodica, che scorre nella bobina, causerà il sorgere di un campo elettromagnetico concatenato con la bobina stessa. L'aumento di

questo campo causerà una caduta di tensione, fra una spira e l'altra, su tutta la bobina. Poichè la parte della bobina nella quale circola la corrente anodica è induttivamente accoppiata a quella relativa alla griglia, in quest'ultima parte di bobina verrà a formarsi una tensione indotta, che viene quindi applicata alla griglia.

Poichè la presa intermedia per il catodo è posta fra il terminale della bobina collegato all'anodo e l'altro terminale collegato alla griglia, la tensione indotta sulla griglia viene ad agire in maniera da aumentare ulteriormente la corrente anodica del tubo. Questa azione durerà per un tempo relativamente breve, determinato dai valori della induttanza e della capacità contenute nel circuito accordato, fino a che l'effetto volano del circuito accordato spinge tale azione fino ad un massimo, dopo di che avviene l'inversione. La corrente anodica allora comincia a diminuire, e con essa diminuisce anche il campo magnetico attorno alla bobina. Ad un certo istante tale corrente avrà raggiunto un valore minimo, dopo il quale inizia nuovamente la fase ascendente della corrente anodica, con una ampiezza maggiore di quella del primo ciclo.

Mentre la frequenza delle oscillazioni è determinata dai valori di induttanza e capacità facenti parte del circuito, l'ampiezza delle oscillazioni aumenterà durante un periodo di tempo cortissimo, dopo di che si fermerà su un certo limite, che è funzione della tensione anodica applicata al tubo oscillatore.

Il Colpitts Nella figura 1 (B), è rappresentata una versione di circuito oscillatore Colpitts. E' facile rilevare che esso è sostanzialmente uguale all'oscillatore Hartley, eccetto che la presa intermedia per il catodo è determinata dal rapporto fra le capacità di due condensatori collegati in serie, mentre nell'Hartley la presa intermedia è effettuata, come si è detto, sulla bobina del circuito accordato dell'oscillatore.

La capacità di accordo del circuito risonante è costituita dalla capacità risultante dai due condensatori in serie.

L'oscillatore Colpitts è normalmente meno suscettibile a dare origine ad oscillazioni parassite (spurie) rispetto all'oscillatore Hartley.

Per ottenere il migliore funzionamento degli oscillatori Hartley e Colpitts, la tensione alternativa esistente fra griglia e catodo, che è determinata o dalla posizione della presa intermedia sulla bobina (Hartley) oppure dal rapporto delle due capacità (Colpitts), dovrà essere da 1/3 ad 1/5 della tensione alternativa esistente fra anodo e catodo.

L'oscillatore con anodo e griglia accordati L'oscillatore con anodo e griglia accordati (T.P.T.G.), illustrato nella figura 1 (C), impiega un circuito accordato nel circuito anodico ed un altro circuito accordato nel circuito di griglia. Il trasferimento di energia (reazione) dal circuito anodico al circuito di griglia avviene a mezzo della capacità interelettrodica fra anodo e griglia del tubo. La necessaria inversione di fase nella tensione di reazione è ottenuta ponendo la capacità del circuito di accordo di griglia su un valore maggiore di quello necessario per ottenere l'accordo mentre alla capacità del circuito di accordo anodico verrà dato un valore minore di quello necessario per un esatto accordo.

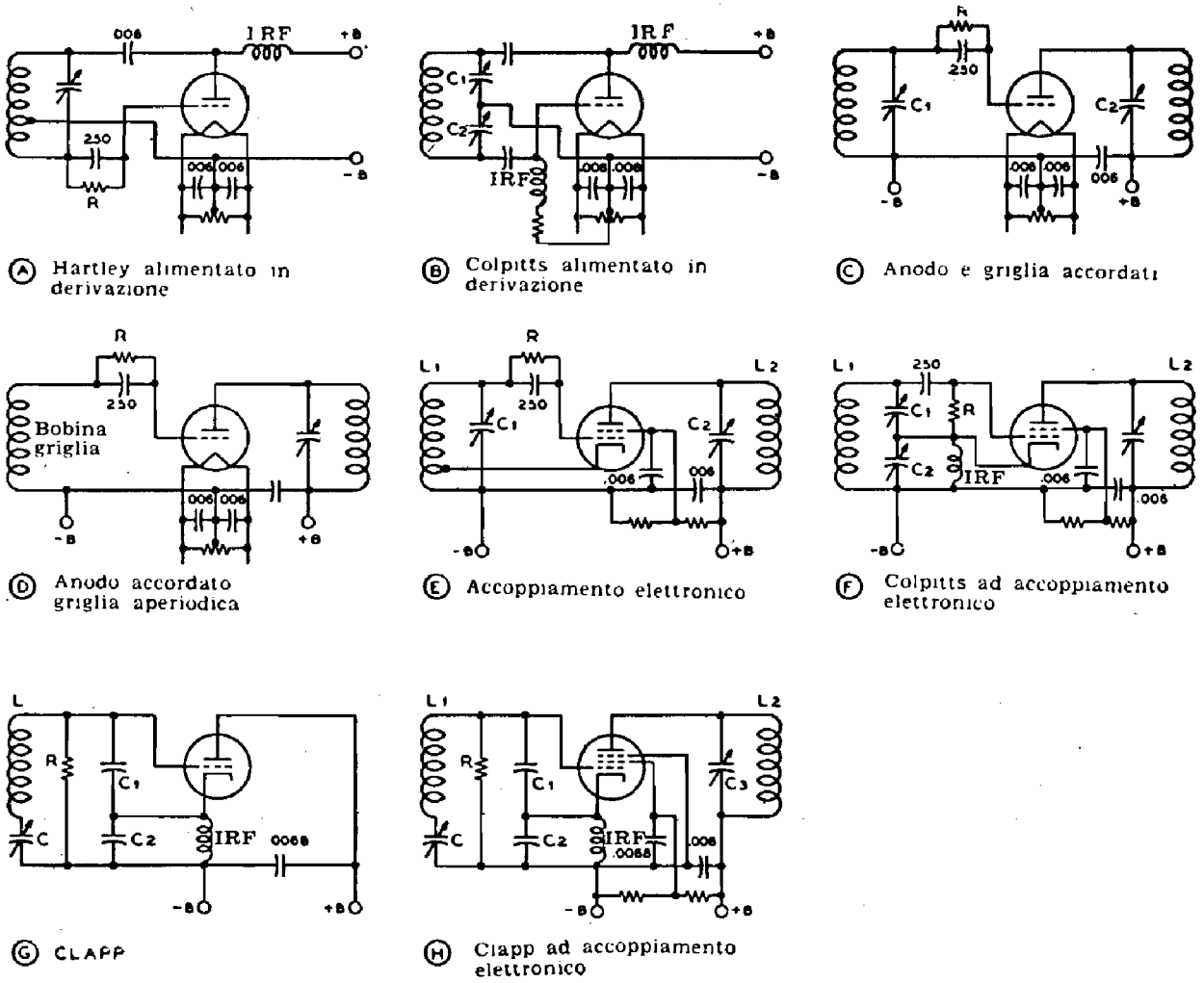


Figura 1.
TIPI COMUNI DI OSCILLATORI AUTOECCITATI

I valori dei condensatori fissi possono variare alquanto nelle applicazioni pratiche. Nel circuito oscillatore Clapp riportato negli scemi (G) ed (H) i condensatori C_1 e C_2 dovranno avere una reattanza da 50 a 100 Ω, calcolata alla frequenza di lavoro dell'oscillatore. L'accordo di questi due tipi di oscillatore viene effettuato mediante il condensatore C. Nei circuiti (E), (F) ed (H) la sintonia del circuito accordato collegato all'anodo del tubo oscillatore ha, sulla frequenza di oscillazione, un effetto relativamente piccolo. Se lo si vuole, il circuito accordato anodico potrà anche essere sintonizzato su una frequenza armonica della frequenza di oscillazione, oppure potrà essere usato un circuito a risonanza piatta.

Qualora si volesse attuare, invece del circuito oscillatore della figura 1 (C), quello della figura 1 (D), occorrerà sostituire, al circuito accordato di griglia, una bobina avente una risonanza piatta. Si avrà così il circuito oscillatore denominato T.N.T. (anodo accordato-griglia aperiodica).

Oscillatori ad accoppiamento elettronico

In tutti i circuiti oscillatori finora descritti è possibile prelevare energia dal circuito oscilatore accoppiando al circuito accordato, un carico esterno. Poichè il circuito accordato determina la frequenza di oscillazione del tubo, qualun-

que variazione che subisca il circuito esterno si ripercuoterà sulla frequenza dell'oscillatore, venendone alterata la parte che ne determina la frequenza. Queste variazioni daranno quindi luogo ad instabilità di frequenza.

La parte determinante la frequenza di un oscillatore può essere accoppiata al circuito di carico attraverso una corrente elettronica, come è illustrato in figura 1 (E) ed 1 (F). In tali circuiti, la griglia schermo del tubo agisce come l'anodo di un circuito oscilatore, e l'anodo invece agisce come elettrodo per accoppiare l'oscillatore al carico. Risulta inoltre evidente la somiglianza fra il circuito catodo-griglia-griglia schermo di questi oscillatori e il circuito catodo-griglia-anodo dei corrispondenti prototipi già descritti a proposito degli oscillatori Hartley e Colpitts.

L'oscillatore ad accoppiamento elettronico ha una buona stabilità di frequenza al variare del carico e della tensione di alimentazione. Il motivo per cui le variazioni di carico hanno poco effetto su tale oscillatore, risiede nel fatto che l'accoppiamento fra il circuito oscillatore ed il carico viene ottenuto a mezzo di una corrente elettronica che, passando attraverso gli altri elettrodi, raggiunge l'anodo. Questo è elettrostaticamente schermato, rispetto alla parte che determina la frequenza di oscillazione, dalla griglia schermo, che a sua volta è collegata a massa mediante condensatori di fuga.

La stabilità degli oscillatori ad accoppiamento elettronico, nei confronti delle variazioni delle tensioni di alimentazione, può essere spiegata al seguente modo: in corrispondenza ad un aumento della tensione di griglia schermo, la frequenza tende a variare in un certo senso. Invece, ad un aumento della tensione anodica, corrisponde una variazione di frequenza in senso opposto. Se si attua una corretta proporzione fra le due resistenze che determinano, agendo come partitori di tensione, la tensione di alimentazione della griglia schermo, sarà posibile rendere la frequenza dell'oscillatore sostanzialmente indipendente dalle variazioni della tensione anodica.

L'oscillatore Clapp Nella figura 1G è illustrato un circuito oscillatore di tipo alquanto moderno e che è in grado di dare una eccellente stabilità di frequenza. Confrontando i vari oscillatori di tipo normale, rappresentati dalle figure da 1A a 1F, all'oscillatore Clapp, il cui circuito è quello della figura 1G, risulta subito evidente una differenza fondamentale: il circuito accordato che determina la frequenza di lavoro, nell'oscillatore Clapp è un circuito risonante in serie mentre in tutti gli altri circuiti oscillatori esso è del tipo in derivazione. Inoltre i condensatori C_1 e C_2 sono di capacità relativamente grande, confrontata con gli usuali valori che vengono impiegati nell'oscillatore Colpitts. Infatti i condensatori C_1 e C_2 avranno una capacità prossima a circa 0,001 oppure 0,0025μF, per un oscillatore Clapp funzionante su una frequenza di circa 1800 KH_z.

L'oscillatore Clapp funziona alla seguente maniera: alla frequenza di risonanza del circuito accordato dell'oscillatore (L-C) la impedenza di detto circuito risulta minima (dato che esso funziona in risonanza in serie) e perciò attraverso il circuito accordato passerà la

massima corrente. Si noti inoltre che i condensatori C_1 e C_2 sono entrambi sottoposti alla corrente che passa nel circuito risonante serie, sicchè su tali condensatori, alla frequenza di risonanza, si viene a costituire una sensibile caduta di tensione. La caduta di tensione che si localizza su C_1 viene applicata come eccitazione alla griglia del tubo oscillatore, mentre l'uscita amplificata da questo tubo si localizza su C_2 e agisce come segnale di pilotaggio per mantenere in oscillazione il circuito.

I condensatori C_1 e C_2 dovranno avere la capacità più grande possibile, se si vuole consentire al circuito di oscillare con tutta tranquillità su tutto il campo di frequenze di funzionamento determinato dal condensatore variabile. Quanto maggiore è la capacità dei condensatori C_1 e C_2, tanto più piccolo diviene l'accoppiamento fra il circuito oscillatore e il tubo e conseguentemente tanto migliore sarà la stabilità della frequenza generata dall'oscillatore al variare delle caratteristiche del tubo.

Impiegando tubi ad elevata G_m, come ad esempio i tipi 6AC7, 6AG7 e 6CB6, si potranno usare valori di capacità C_1 e C_2 maggiori di quelli che dovrebbero essere usati con la quasi totalità dei tubi di tipo normale, quali il tipo 6SJ7, il tipo 6V6 ed altri tipi similari e quindi la stabilità di frequenza, con tubi ad elevata G_m, risulterà migliore.

In generale si può dire che la reattanza dei condensatori C_1 e C_2 dovrà essere, alla frequenza di lavoro dell'oscillatore, dell'ordine di 40-120Ω e i valori più bassi di reattanza verranno adottati quando si fa uso di tubi a più elevata G_m. I valori più alti di reattanza verranno usati quando il G_m del tubo impiegato è dell'ordine di 2000 micromho, come è il caso del tubo tipo 6SJ7.

Nelle applicazioni pratiche si riscontrerà che la potenza di uscita dell'oscillatore Clapp ha la tendenza a variare col variare della frequenza di oscillazione determinata dal valore della capacità C di accordo. Più particolarmente, l'uscita aumenterà man mano che la capacità di C aumenta, mentre diminuirà, fin quasi ad annullarsi, quando la capacità di C diminuisce. Infatti, se i condensatori C_1 e C_2 hanno una capacità molto alta, il circuito tenderà a smettere di oscillare in prossimità della posizione del condensatore variabile C alla quale corrisponda la minima capacità. Per tale motivo i condensatori C_1 e C_2 non potranno avere capacità molto alta, ma dovranno avere una capacità relativamente piccola, in modo che la loro reattanza non sia tanto bassa. Altrimenti, meglio ancora, il campo di frequenza coperto dall'oscillatore potrà venire ristretto, (ponendo in derivazione sul condensatore variabile un condensatore fisso), in modo che la capacità totale, anche quando la capacità del condensatore variabile è minima, risulti sufficientemente alta al punto da mantenere innescate le oscillazioni.

Nell'oscillatore Clapp a triodo, come quello illustrato in figura 1G, la tensione di uscita viene normalmente prelevata dal catodo del tubo oscillatore, mediante un accoppiamento capacitivo fra tale catodo e la griglia dello stadio che deve essere pilotato dall'oscillatore. Tale stadio potrà essere un amplificatore, un duplicatore di frequenza, o uno stadio separatore. Però nel caso in cui si desideri isolare maggior-

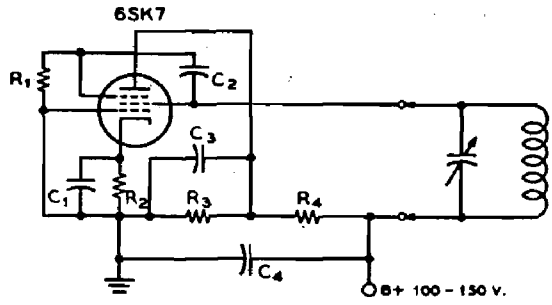
mente gli stadi successivi dallo stadio oscillatore — ossia rendere questo ancora più indipendente rispetto alle variazioni che possono avvenire nello stadio successivo ad esso — sarà consigliabile impiegare l'oscillatore Clapp ad accoppiamento elettronico, come quello illustrato dalla figura 1H. In questo caso l'uscita verrà prelevata dal circuito anodico del tubo, o mediante un accoppiamento capacitivo sul circuito accordato anodico, come è il caso della figura 1H, oppure alimentando l'anodo attraverso una impedenza a radiofrequenza, o infine mediante un circuito a risonanza piuttosto piatta posto sul ritorno dell'anodo.

In alternativa, si potrà prelevare energia dal circuito oscillatore Clapp eseguendo sul circuito di uscita L_2-C_3 un secondario di accoppiamento (link).

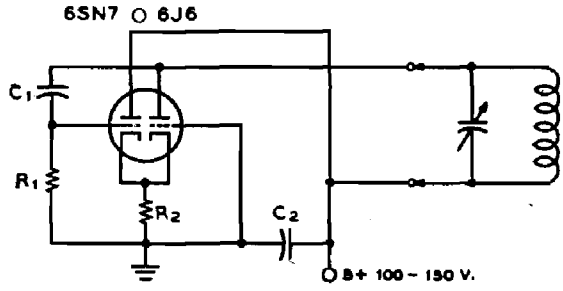
Circa il dimensionamento di C_1 e C_2 e il comportamento del circuito accordato di griglia dell'oscillatore Clapp ad accoppiamento elettronico, valgono evidentemente gli stessi suggerimenti che sono stati dati a proposito dell'oscillatore Clapp a triodo, conforme alla figura 1G.

Oscillatori a resistenza negativa Gli oscilatori a resistenza negativa vengono frequentemente impiegati in quei casi nei quali sia necessaria una straordinaria stabilità della frequenza, come ad esempio nei misuratori di frequenza.

Esempi di circuiti oscillatori a resistenza negativa sono il dynatron, che era in voga alcuni anni addietro, e il più recente transitron. In tali circuiti oscillatori è fatto uso della caratteristica a resistenza negativa esistente fra vari elettrodi di alcuni tipi di tubi multigriglia.



(A) Oscillatore transitron



(B) Oscillatore con accoppiamento catodico

Figura 2.
CIRCUITI OSCILLATORI A DUE TERMINALI
Entrambi i circuiti possono essere usati tanto come oscillatori ad audio-frequenza quanto per frequenze anche altissime, semplicemente ponendo un circuito accordato sintonizzato sulla giusta frequenza, fra i punti indicati dagli schemi. Per entrambi gli oscillatori vengono qui sotto forniti i valori idonei per i componenti.

OSCILLATORE TRANSITRON

C_1 = 0,01 μF a mica per funzionamento in radiofrequenza; 10 μF elettrolitico per funzionamento in audiofrequenza (a. f.)
C_2 = 50 μμF a mica per r. f. 0,1 μF a carta per a. f.
C_3 = 0,003 μF a mica per r.f. 0,5 μF a carta per a.f.
C_4 = 0,01 μF a mica per r.f. 8 μF elettrolitico per a.f.
R_1 = 220 KΩ 0,5 W a grafite
R_2 = 1800 Ω 0,5 W a grafite
R_3 = 22 KΩ 2 W a grafite
R_4 = 22 KΩ 2 W a grafite

OSCILLATORE CON ACCOPPIAMENTO SUL CATODO

C_1 = 50 μμF a mica per r. f. 0,1 μF a carta per a.f.
C_2 = 0,003 μF a mica per r.f. 8 μF elettrolitico per r.f.
R_1 = 47 KΩ 0,5 W a grafite
R_2 = 1000 Ω 1 W a grafite

Nel dynatron, la resistenza negativa è una conseguenza dell'emissione secondaria di elettroni da parte dell'anodo

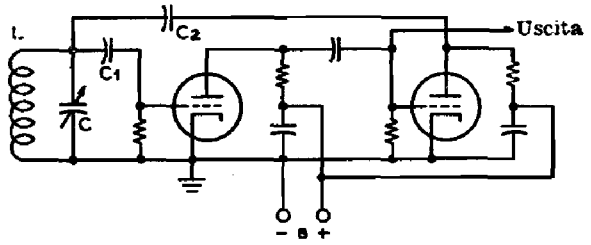


Figura 3.
IL CIRCUITO OSCILLATORE FRANKLIN
In questo oscillatore viene impiegato un tubo apposito come invertitore di fase, per riportare in opportuna fase una parte dell'uscita sull'entrata, allo scopo di tenere innescata la oscillazione. I valori di C_1 e C_2 dovranno essere i più bassi possibili purchè venga consentito il mantenimento delle oscillazioni sulla desiderata gamma di frequenze.

di un tetrodo. Proporzionando opportunamente le tensioni sugli elettrodi del tubo, si può far sì che ad un aumento della tensione di griglia schermo corrisponda una diminuzione della corrente di griglia-schermo, dato che l'aumentata tensione della griglia schermo pone questa nella condizione di attrarre un maggior numero di elettroni emessi — per emissione secondaria — dell'anodo. Siccome la corrente totale della griglia-schermo, quella cioè che viene fornita dal suo circuito di alimentazione, diminuisce con l'aumentare della tensione imposta alla griglia-schermo, si usa dire che in tali condizioni la griglia-schermo costituisce una resistenza negativa.

Se in serie con la griglia-schermo si pone un qualunque tipo di circuito accordato, o anche un circuito a resistenza-capacità, il circuito si porrà in oscillazione, naturalmente purchè l'impedenza del circuito esterno sia sensibilmente maggiore della resistenza negativa.

Nel transitron si ottiene un effetto di resistenza negativa similare a quello del dynatron. Nel circuito del transitron si fa uso di un pentodo con la griglia di soppressione accoppiata alla griglia-schermo. La resistenza negativa è in questo caso ottenuta dalla combinazione della emissione secondaria con l'accoppiamento inter-elettrodico ed è notevolmente più stabile rispetto a quella derivante dalla incontrollata emissione secondaria che avviene nel dynatron.

In figura 2 è riportato lo schema elettrico fondamentale del circuito oscillatore transitron.

La principale differenza fra oscillatore a griglia negativa e oscillatore a resistenza negativa consiste nel fatto che nel primo il circuito accordato deve agire da invertitore di fase, allo scopo di consentire al tubo di amplificare e pertanto è il circuito accordato che agisce come resistenza negativa; negli oscillatori a resistenza negativa, invece, è il tubo stesso a determinare la propria inversione di fase. Perciò un oscillatore a resistenza negativa richiede soltanto una bobina, senza alcuna presa intermedia e un solo condensatore, per costituire il circuito accordato. Per tale motivo tale tipo di oscillatore viene anche denominato « oscillatore a due terminali ». Inoltre, poichè la costante di tempo di un circuito a resistenza-capacità può essere impiegata come dispositivo per determinare la frequenza di oscillazione, con gli oscillatori a resistenza negativa potranno essere attuati gli oscillatori ad audiofrequenza variabile, che ne costituiscono la principale applicazione.

L'oscillatore Franklin L'oscillatore Franklin fa uso di due tubi in cascata per ottenere l'effetto di reazione negativa.

I tubi possono essere entrambi triodi, oppure tetrodi o anche pentodi. Può essere altresì usato un tubo a doppio triodo oppure un tubo avente una sezione a triodo e una sezione multigriglia.

Il vantaggio principale di questo tipo di circuito oscillatore consiste nel fatto che il circuito accordato che determina la frequenza ha soltanto due terminali e che uno degli estremi di tale circuito è collegato a massa.

Il secondo tubo agisce da invertitore di fase per dare un effetto similare a quello che si ottiene nei circuiti dynatron e transitron, eccetto che la transconduttanza effettiva è molto più alta.

Se si elimina il circuito accordato e lo si sostituisce con una resistenza, il circuito oscillatore Franklin assume la configurazione di un oscillatore a rilassamento o multivibratore.

Stabilità dell'oscillatore

E' stato riscontrato sperimentalmente che l'oscillatore Clapp è quello che ha la più grande stabilità, rispetto a tutti gli altri circuiti oscillatori che abbiamo in precedenza descritti, poichè nell'oscillatore Clapp è possibile attuare un accoppiamento minimo fra il tubo oscillatore e il circuito accordato ad esso associato. Però questa stabilità intrinseca dell'oscillatore Clapp vale solamente per quanto concerne le eventuali variazioni delle caratteristiche del tubo; invece la instabilità del circuito accordato, provocata dalle variazioni delle condizioni di temperatura e di umidità, avrà sull'oscillatore Clapp una influenza molto maggiore di quella che tale instabilità ha con gli altri tipi di oscillatori. Per ottenere con l'oscillatore Clapp un adeguato grado di stabilità di frequenza occorre attuare alcuni accorgimenti, che si possono così compendiare: la costruzione meccanica dei componenti impiegati nel circuito oscillatore deve essere eccezionalmente robusta; i valori degli elementi determinanti la frequenza debbono rimanere più costanti possibile al variare dell'umidità e della temperatura; sarà opportuno infine introdurre nel circuito accordato dell'oscillatore un piccolo condensatore a coefficiente di variazione negativo, per compensare le variazioni, normalmente positive al crescere della temperatura, dei valori degli elementi determinanti la frequenza.

Accorgimenti sui trasmettitori con oscillatore a frequenza variabile

Quando un oscillatore a frequenza variabile viene usato per controllare la frequenza di funzionamento di un trasmettitore, debbono essere prese alcune precauzioni per assicurarne la stabilità di frequenza. Tali precauzioni debbono essere attuate specialmente quando la frequenza di funzionamento del trasmettitore non ammette molta tolleranza, quando cioè, non si vogliono generare interferenze sui canali adiacenti.

Gli accorgimenti consistono in:

- alimentazione dell'oscillatore mediante alimentatore che fornisca tensioni stabilizzate;
- impiego di un circuito accordato ben progettato e compensato agli effetti delle variazioni di temperatura;
- impiego di una costruzione meccanica robusta, allo scopo di evitare l'influenza di vibrazioni o scosse meccaniche;
- protezione contro le eccessive varia-

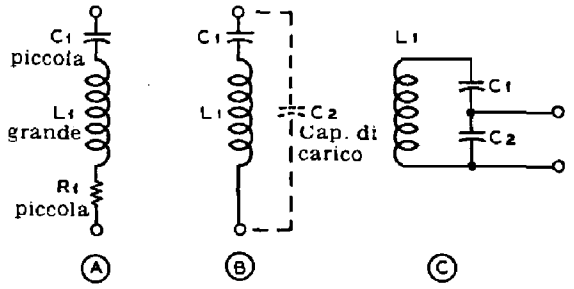


Figura 4.
CIRCUITO ELETTRICO EQUIVALENTE DI UN QUARZO CON CONTENITORE
In (A) è rappresentato il circuito risonante serie, equivalente al cristallo vero e proprio e in (B) è rappresentato il modo con cui la capacità in derivazione (o capacità di carico) agisce sul quarzo. Tale capacità è costituita dalla risultante della capacità fra gli elettrodi del contenitore e di quella dei collegamenti associati al quarzo. Il circuito (C) spiega come possano prendere origine le due frequenze: quella di risonanza (in serie) e quella di antirisonanza (in derivazione). La differenza fra le frequenze relative ai due modi di funzionamento è molto piccola ed è funzione del rapporto di C_1 su C_2.

zioni della temperatura ambiente;

— protezione contro la reazione che, sulla frequenza dell'oscillatore, potrebbe essere determinata dalle altre parti del trasmettitore: tale protezione verrà effettuata mediante schermature, filtraggi dei collegamenti di alimentazione e impiego di uno o più stadi separatori.

In un trasmettitore ad alta potenza è molto probabile che — sia pure in piccola quantità — esista un accoppiamento per dispersione fra l'amplificatore finale e l'oscillatore. Questo fatto potrebbe provocare un apprezzabile peggioramento della stabilità della frequenza emessa dall'oscillatore, nel caso in cui l'oscillatore funzioni sulla stessa frequenza di uscita del trasmettitore. Per tale motivo, l'oscillatore viene normalmente fatto funzionare su una frequenza che sia una subarmonica rispetto alla frequenza di uscita del trasmettitore e verranno perciò impiegati, fra oscillatore e stadio finale di potenza a radiofrequenza, uno o più stadi moltiplicatori di frequenza.

7-2 Oscillatori a quarzo

Il quarzo è un cristallo che trovasi in natura. Esso ha una struttura tale che, quando viene tagliato in lamine o piastrine secondo determinati angoli riferiti agli assi cristallografici, tali piastrine presentano l'effetto piezoelettrico. Questo effetto consiste in una deformazione meccanica delle piastrine quando queste sono sottoposte ad un campo elettrico e, viceversa, quando tali piastrine vengono meccanicamente compresse o comunque deformate, sulle facce opposte di esse si viene a formare una differenza di potenziale.

Il quarzo presenta una risonanza meccanica e la frequenza di vibrazione è tanto più alta quanto più sottile è la piastrina. Il periodo naturale di vibrazione di una piastrina di quarzo, dipende dalle sue dimensioni, dal sistema col quale essa viene elettricamente eccitata e dall'orientamento cristalligrafico in base al quale la piastrina è stata tagliata.

Per le sue proprietà piezoelettriche, è possibile tagliare una piastrina di quarzo in modo che, quando sia munita di eletrodi adeguati, presenti la caratteristica di un circuito risonante in serie, con un altissimo rapporto L/C e un altissimo Q.

Il Q, o fattore di merito, è molte volte più grande di quello che può essere ottenuto con un qualsiasi circuito contenente induttanza e capacità di normali dimensioni fisiche.

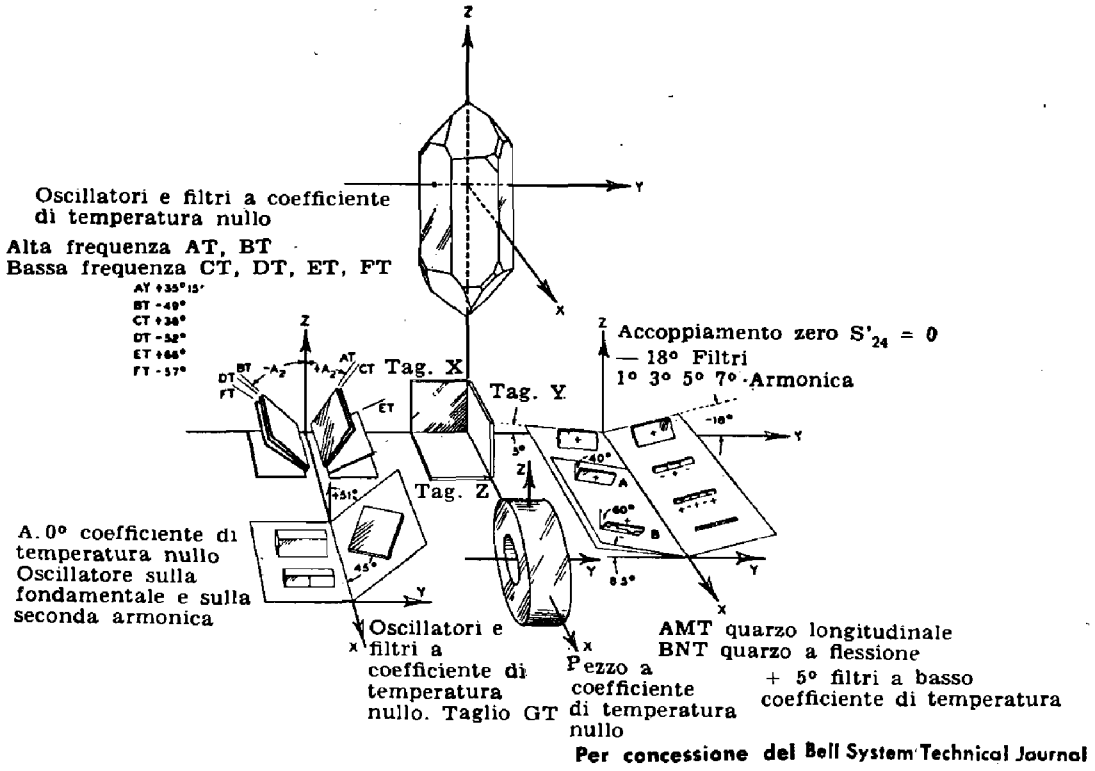


Figura 5.
ORIENTAMENTO DEI NORMALI TAGLI PER IL QUARZO

Nella figura 4 (A) è rappresentato il circuito elettrico equivalente. In essa la componente resistiva è rappresentata soltanto allo scopo di sottolineare il fatto che il Q, sebbene sia altissimo, non ha tuttavia un valore infinito. La capacità derivata sugli elettrodi e quella relativa ai conduttori facenti capo al quarzo (contenitore, piedini del contenitore e collegamenti del circuito) è rappresentata come C_2 nella parte tratteggiata della figura 4B.

In un quarzo per alta frequenza, la capacità derivata su di esso sarà considerevolmente maggiore di quella relativa al circuito equivalente in serie L/C del quarzo e, a meno che la capacità derivata non venga bilanciata con un circuito a ponte, il quarzo presenterà ambedue le frequenze; quella di risonanza, (corrispondente alla risonanza in serie) e quella di antirisonanza (corrispondente alla risonanza in derivazione). Questa seconda sarà alquanto maggiore della frequenza di risonanza in serie e le due frequenze saranno tanto più vicine quanto più alto è il valore della capacità C_2 derivata sul quarzo.

La caratteristica dei quarzi di equivalere a circuiti risonanti in serie, trova impiego nei circuiti-filtro a quarzo dei ricevitori (come risulta da quanto detto nel capitolo 6) e anche in alcuni circuiti oscillatori, nei quali il quarzo viene usato come elemento di reazione selettiva in maniera tale che la fase della reazione sia corretta e che l'ampiezza sia sufficiente a mantenere il quarzo in oscillazione sulla sua frequenza di risonanza in serie.

I materiali finora noti e che presentano effetto piezoelettrico sono: il quarzo, la tormalina, il sale di Rochelle, l'ammonio-di-idrogeno-fosfato e l'etilenediamino-tartrato. Fra tali materiali però il quarzo è quello che viene più ampiamente impiegato per eseguire il controllo di frequenza.

I sistemi di taglio e di spianatura delle piastre di quarzo hanno subito notevoli progressi fino a raggiungere l'attuale stato di sviluppo, che rende possibile l'acquisto di quarzi già lavorati ad un prezzo così basso da scoraggiare chiunque dal tagliare e spianare a mano i quarzi necessari al proprio fabbisogno. Per questo motivo accenneremo soltanto brevemente ai procedimenti di lavorazione del quarzo.

La piastrina di quarzo viene tagliata da un cristallo di quarzo secondo un orientamento prestabilito rispetto agli assi ottico ed elettrico. L'orientamento determina l'attività, il coefficiente di temperatura, il coefficiente di spessore e le altre caratteristiche.

I vari orientamenti o «« tagli » hanno le caratteristiche illustrate in figura 5.

Dopo che sia stata ottenuta la piastrina tagliando il cristallo, essa viene sottoposta ad una spianatura che ne porti la frequenza ad un valore prossimo a quello richiesto. Si tenga presente che la frequenza è inversamente proporzionale alla dimensione di oscillazione (normalmente lo spessore).

La piastrina verrà adesso portata alla esatta frequenza mediante una accurata lappatura, poi mediante immersione in acido fluoridrico e infine mediante argentatura. Quest'ultimo processo consiste nel portare la frequenza del quarzo ad un valore più alto di quello richiesto e successivamente depositare sulla piastrina un elettrodo di argento, aumentandone lo spessore man mano che si vuole ridurre la frequenza di oscillazione del quarzo.

Qualora la piastrina non avesse subìta la immersione in acido fluoridrico, essa dovrà venire sottoposta ad una lappatura ancora più accurata e ad una cottura ripetuta per parecchie volte allo scopo di stabilizzarla, poichè altrimenti tanto la frequenza quanto l'attività del quarzo cambiano notevolmente nel tempo.

Recentemente è stato introdotto il procedimento di sottoporre i quarzi ad una radiazione di raggi X. I quarzi non argentati vengono normalmente montati in contenitori a pressione oppure ad incastro, nei quali contenitori vi sono due elettrodi che vengono premuti contro le facce della piastrina esercitando su esse una lieve pressione.

I quarzi non argentati vengono molto spesso montati in un contenitore « a strato d'aria » nel quale fra il quarzo ed uno o entrambi gli elettrodi viene lasciato un piccolissimo spazio. Rendendo variabile tale strato d'aria, la frequenza del quarzo potrà venire regolata entro stretti limiti (per alcuni tipi circa lo 0,3 per cento).

Il coefficiente di temperatura (cioè la variazione della frequenza con la temperatura), per i quarzi di vari angoli di taglio, è indicato nella figura 5. Questi angoli sono caratteristici; tuttavia fra i vari quarzi, anche se tagliati con lo stesso angolo, vi possono essere anche piccole differenze.

Regolando l'orientamento e il dimensionamento, il « punto di rotazio-

ne » (punto a coefficiente di temperatura nullo) per una piastrina con taglio BT potrà essere portato più basso oppure più alto di 75 gradi.

Nelle piastrine con taglio AT, mediante una accurata regolazione dell'orientamento e delle dimensioni, si può ottenere una caratteristica temperatura – frequenza molto piatta.

Le prime piastrine di quarzo usate erano o di taglio Y oppure di taglio X. Quelle di taglio Y avevano un altissimo coefficiente di temperatura, che peraltro era discontinuo. Quest'ultimo inconveniente causava, in corrispondenza ad alcune temperature critiche, un salto di frequenza.

Le piastrine di taglio X invece avevano un coefficiente di temperatura relativamente cattivo, ma questo coefficiente era più continuo. Se si voleva una altissima stabilità di frequenza era necessario porre il quarzo in un ambiente a temperatura costante. Inoltre le piastrine di quarzo con taglio X erano notevolmente meno attive rispetto a quelle con taglio Y, specialmente quando i quarzi erano provenienti da pezzi difettosi.

Le piastrine di quarzo di taglio AT sono quelle oggi più ampiamente usate per frequenze comprese fra 500KH$_z$ e 6MH$_z$. Tali piastrine hanno una buona attività, possono venire costruite in modo da essere esenti da oscillazioni spurie ed hanno infine una eccellente caratteristica di temperatura. Però, per frequenze superiori a circa 6MH$_z$, esse risulterebbero molto sottili e quindi di difficoltosa produzione e lavorazione. Per tale motivo, per le frequenze comprese fra 6MH$_z$ e 12MH$_z$ vengono preferite le piastrine con taglio BT. Questo taglio va bene anche per frequenze da 500KH$_z$ a 6MH$_z$, ma in questo campo di frequenza è consigliabile l'uso del taglio AT quando si voglia una alta stabilità di frequenza e quando non sia previsto alcun ambiente a temperatura costante nel quale porre il quarzo.

Per le più basse frequenze di lavoro, per quelle cioè dell'ordine di 100KH$_z$, come sono quelle richieste per i campioni di frequenza, è consigliabile l'uso di piastrine con taglio GT, mentre i tagli CT e DT vengono ampiamente usati quando i quarzi debbono avere frequenze fondamentali comprese fra 50 e 500KH$_z$.

Le piastrine con taglio CT, DT e GT sono note col nome di piastrine con « taglio di contorno », poichè esse oscillano in senso longitudinale sulla barretta, che è la forma che vien comunemente data alle piastrine di questo tipo. Con questa forma e questi tagli, i quarzi per frequenze così basse assumono dimensioni fisiche molto minori di quelle che si avrebbero con piastrine tagliate con tagli AT o BT e funzionanti sulle stesse frequenze.

Contenitori per quarzi I quarzi vengono aquistati normalmente già montati e pronti all'impiego. Essi vengono montati a seconda del tipo di quarzo e della sua applicazione e usualmente si può ritenere che i quarzi sono montati nella maniera migliore possibile. Tuttavia è opportuno che i vari tipi di contenitori rispondano al alcune caratteristiche fondamentali. Una di tali caratteristiche è costituita dalla protezione contro la polvere e dalla prevenzione contro l'ossidazione degli elettrodi. Il metodo migliore per ottenere tali prote-

zioni consiste nell'impiegare un contenitore metallico, ermeticamente chiuso, con piedini isolati in vetro e con saldatura fra vetro e metallo. Tale tipo di contenitore però e alquanto costoso.

Qualora le esigenze non fossero molto spinte, potrà essere usato, invece di un contenitore metallico, un contenitore ceramico o in bakelite con coperchio stretto su gomma, per assicurarne una chiusura sufficientemente efficace.

Stabilizzazione della temperatura; termostati

Quando la tolleranza ammissibile sulla frequenza di funzionamento di un trasmettitore non è così rigorosa e quando la temperatura ambiente non varia notevolmente, potranno essere usate piastrine di quarzo con taglio AT oppure con taglio BT con punto di rotazione (punto al quale la variazione di frequenza con la temperatura è nulla) corrispondente alla temperatura media ambiente. Con tali quarzi si otterranno risultati il più delle volte soddisfacenti, senza dover fare ricorso a termostati (forni a temperatura stabilizzata). Però per stazioni di radiodiffusione circolare e per altre applicazioni nelle quali la frequenza debba essere mantenuta rigorosamente costante, sarà necessario impiegare un fornetto a temperatura stabilizzata, entro il quale andrà posto il quarzo. La temperatura del fornetto dovrà essere un po' superiore alla massima temperatura che può raggiungere l'ambiente.

Quarzi a taglio armonico

Così come una corda vibrante può esser fatta oscillare su una frequenza armonica della sua frequenza fondamentale, anche un quarzo potrà essere posto a risonare su una armonica meccanica (e quindi anche elettrica) della sua frequenza fondamentale. Quando il quarzo è contenuto nella sua normale custodia, esso potrà essere eccitato ad oscillare meccanicamente soltanto sulle sue armoniche dispari o « overtones »

Mediante una molatura e una lappatura particolare per il funzionamento in armonica, è possibile ottenere un funzionamento del quarzo che esalti la risonanza sulle armoniche.

Sono disponibili sul mercato quarzi di taglio BT e AT progettati per dare un funzionamento ottimo sulla 3°, 5° e anche 7° armonica meccanica. I tipi a 5° e 7 °armonica, specialmente l'ultimo, necessitano di contenitori speciali e di particolari precauzioni nel circuito oscillatore se si vuole un funzionamento soddisfacente, mentre i quarzi a 3° armonica richiedono un po' più di attenzione rispetto a quelli che lavorano sulla frequenza fondamentale. Inoltre è da tener presente che un quarzo che fornisca un ottimo funzionamento su una particolare armonica non sempre darà un funzionamento altrettanto buono sulle altre armoniche o sulla fondamentale.

Una interessante caratteristica dei quarzi con taglio adatto a funzionare su armonica è che la frequenza armonica non è un multiplo esatto della frequenza fondamentale, ma se ne discosta lievemente.

La frequenza armonica meccanica, per la quale è stato progettato il quarzo, costituisce la « frequenza di lavoro ». Tale frequenza non è la frequenza fondamentale, in quanto il cristallo oscilla sulla sua frequenza di lavoro se e in quanto impiegato nella sua giusta maniera.

Quando si fa uso di un quarzo ad armonica meccanica, occorrerà impiegare sempre nell'oscillatore un circuito accordato selettivo al fine di discriminare la frequenza desiderata dalla frequenza fondamentale e dalle altre frequenze armoniche. Altrimenti il quarzo potrebbe oscillare non sulla frequenza prescritta, bensì su una frequenza ben diversa. Per tale motivo l'oscillatore Pierce, che desciveremo fra poco in questo capitolo, non è adatto ad essere impiegato con quarzi in armonica, poichè in tale circuito oscillatore l'unico elemento sintonizzato è il quarzo stesso.

Corrente nel quarzo; riscaldamento e frattura

Per un dato quarzo, che funzioni come circuito accordato antirisonante, in un dato oscillatore avente una certa impedenza di carico e tensioni anodica e di griglia schermo fisse, la corrente a radiofrequenza che lo attraversa aumenta al crescere della capacità C_2 di figura 4. L'aumento di corrente è causato dal fatto che, aumentando C_2, aumenta il rapporto in salita di C_1 su C_2.

Per una determinata capacità in derivazione (capacità di carico) C_2, la corrente che attraversa il quarzo risulta proporzionale alla tensione a radiofrequenza che esiste ai capi di C_2. Tale tensione potrà essere misurata mediante un voltmetro elettronico avente bassa capacità di ingresso e tale misura dà risultati più attendibili che la misura della corrente a radiofrequenza effettuata con un termogalvanometro collegato in serie ad uno dei terminali del contenitore del quarzo, data la piccola entità della corrente che attraversa il quarzo.

La funzione di un quarzo è quella di fornire un esatto controllo della frequenza e se esso non viene usato in modo da trarsi vantaggio della sua intrinseca alta stabilità, non si ha alcuna ragione di usare un quarzo in un oscillatore. Per tale motivo l'oscillatore a quarzo non dovrà mai esser fatto lavorare con tensione anodica alta nel tentativo di ottenere, direttamente dall'oscillatore a quarzo, una potenza di uscita notevole, poichè un tale funzionamento potrebbe provocare il riscaldamento del quarzo con conseguente deriva di frequenza e possibilità di rottura.

7-3 Circuiti oscillatori a quarzo

Esiste una considerevole confusione sui nomi da dare ai circuiti oscillatori a quarzo, causata dalla tendenza di assegnare ad ogni circuito il nome del suo inventore.

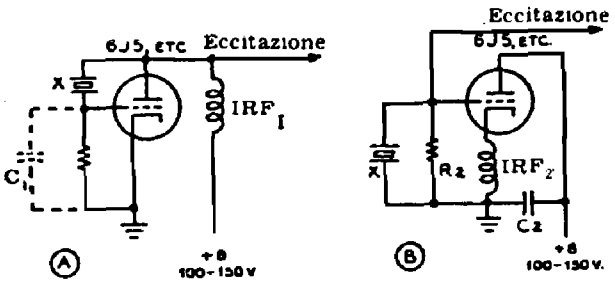
Quasi tutti i fondamentali circuiti oscillatori a quarzo sono stati impiegati per la prima volta, da G. W. Pierce, oppure sono stati da lui sviluppati indipendentemente da quanto avevano fatto gli altri. Ma non in tutta la letteratura viene riconosciuto al Pierce tale merito.

L'impiego dell'oscillatore a quarzo come circuito oscillatore principale nei radiotrasmettitori, ha avuto inizio nel 1924 quando apparve il primo articolo che ne descriveva tale applicazione.

L'oscillatore Pierce

Il circuito della figura 6A costituisce il più semplice tipo di oscillatore a quarzo. Esso è uno di quelli sviluppati da Pierce ed è generalmente conosciuto dai radioamatori col nome di « oscillatore Pierce ».

In tale circuito, il quarzo sostituisce



Oscillatore fondamentale Pierce

Oscillatore « Pierce » a catodo caldo

Figura 6.
IL CIRCUITO OSCILLATORE A QUARZO PIERCE
In (A) è rappresentato il circuito oscillatore a quarzo « Pierce ». Per un funzionamento ottimo, sarà normalmente necessario dare a C_2 una capacità compresa fra 10 e 75 μμF. Se la tensione di alimentazione anodica è più alta di quella indicata in figura, la impendenza a radiofrequenza IRF dovrà venire sostituita da una resistenza da 220 KΩ - 2 W. In (B) è rappresentata un'altra versione di circuito oscillatore a quarzo, con l'anodo a potenziale a radiofrequenza nullo, mentre il catodo sarà sotto tensione a radiofrequenza. Questa variante ha il vantaggio che tutta la tensione a radiofrequenza sviluppata ai capi del quarzo può essere usata come eccitazione dello stadio successivo, dato che un reoforo del quarzo è a massa.

semplicemente il circuito accordato di un oscillatore Colpitts (altrimenti detto ultra-audion). La tensione di eccitazione a radiofrequenza disponibile per lo stadio successivo all'oscillatore, è bassa, dato che è assai minore di quella che si sviluppa ai piedini del quarzo. Se si vuole prelevare dall'oscillatore una tensione di eccitazione, occorrerà eliminare il condensatore C_1 (tratteggiato in figura 6A), e spesso si riscontrerà che tale condensatore dovrà essere eliminato anche al solo scopo di consentire al circuito di oscillare. In ogni caso, il valore di C_1 sarà piccolo e usualmente esso sarà uguale o di poco maggiore alla capacità distribuita del circuito anodico verso massa (ivi compresa anche la griglia dello stadio che deve essere pilotato dall'oscillatore a quarzo). Se la impedenza a radiofrequenza è costituita da induttanza di valore sufficiente, un quarzo (anche se del tipo per funzionamento in armonica) tenderà invariabilmente ad oscillare sulla sua frequenza fondamentale. Perciò l'oscillatore Pierce non può essere usato con quarzi che debbano funzionare su una loro armonica meccanica.

Il circuito 6 (B) è lo stesso di quello 6 (A), eccetto che l'anodo, anzichè lavorare al potenziale a radiofrequenza del catodo, vien fatto lavorare al potenziale a radiofrequenza della massa e cioè a potenziale nullo.

Tutta la tensione a radiofrequenza che si viene a sviluppare sul quarzo risulta, col circuito della figura 6 (B), disponibile per l'eccitazione dello stadio successivo, ma naturalmente tale tensione sarà relativamente bassa se si vuol mantenere entro limiti ragionevoli la corrente che attraversa il quarzo.

Per ottenere un funzionamento migliore, è necessario impiegare un tubo avente piccola capacità catodo-riscaldatore.

Usando il circuito della figura 6 B l'eccitazione per lo stadio successivo potrà essere prelevata anche dal catodo.

Oscillatore a quarzo con anodo accordato

Anche il circuito illustrato dalla figura 7A fu per la prima volta impiegato da Pierce; tuttavia esso è più comunemente conosciuto sotto il nome di « oscillatore Millen ». Per evitare confusione, noi lo chiameremo « circuito oscillatore a quarzo con anodo accordato ».

Esso consiste essenzialmente in un oscillatore tipo Armstrong, ossia ad ano-

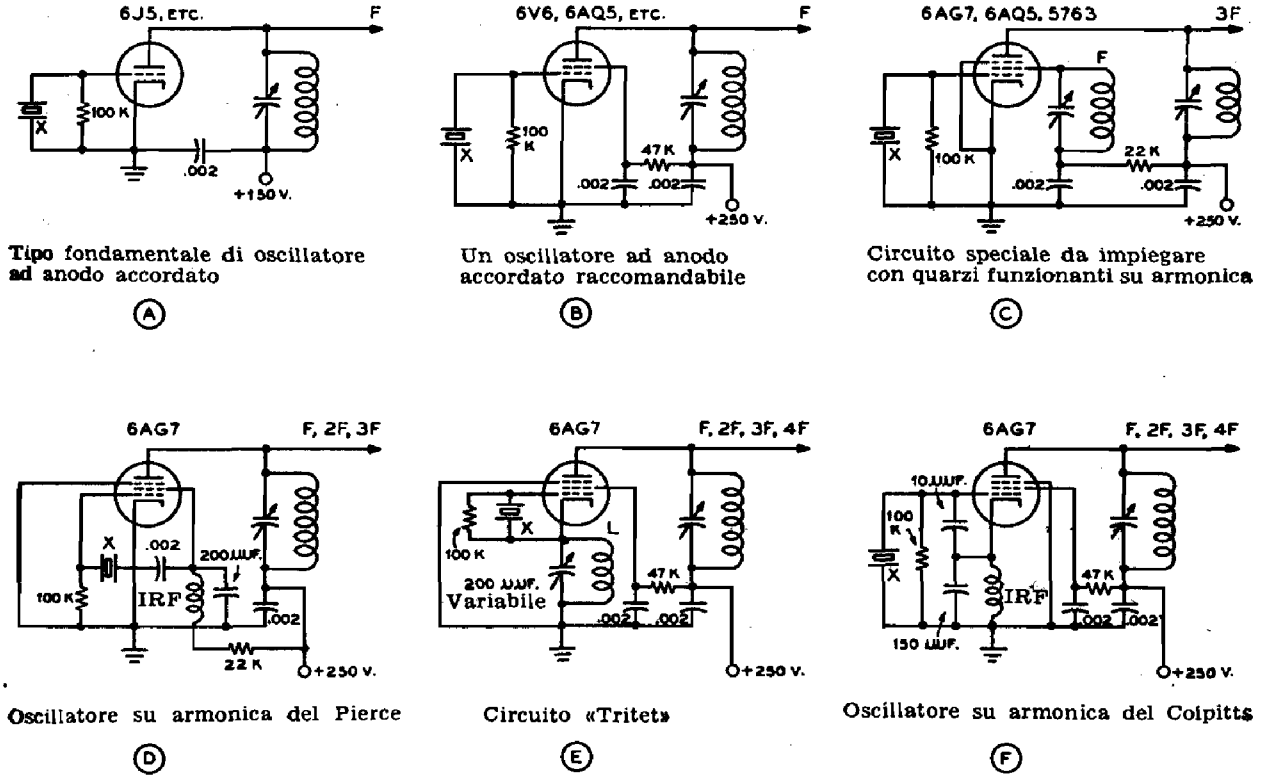


Figura 7.
CIRCUITI OSCILLATORI A QUARZO IMPIEGATI COMUNEMENTE

Il circuito illustrato in (A) è un oscillatore a quarzo ad anodo accordato impiegante, come tubo oscillatore, un triodo. Il circuito accordato anodico dovrà essere sintonizzato fuori risonanza, dalla parte che corrisponde alla capacità minore, di tanto quanto basti per tenere innescata la oscillazione. In (B) viene illustrato l'oscillatore ad anodo accordato così come viene usato normalmente. In tale circuito è impiegato un pentodo di potenza ad audiofrequenza allo scopo di avere una uscita relativamente alta pur mantenendo relativamente bassa la corrente che circola nel quarzo.

Gli schemi illustrati da (C) (D) (E) ed (F) concernono oscillatori a quarzo che possono sviluppare una modesta potenza di uscita sulle frequenze fondamentale di oscillazione del quarzo. La figura 7 (C) mostra un circuito speciale che consente di impiegare quarzi tagliati appositamente per funzionare su armonica meccanica, per ottenere frequenze ultra-elevate. Il circuito della figura 7 (D) va impiegato quando si desideri che il quarzo sia attraversato da una corrente molto debole. Tale circuito sviluppa però un segnale di uscita anch'esso molto basso. Il circuito della figura 7 (E) viene usato frequentemente, ma esso può provocare il danneggiamento del quarzo, qualora il circuito catodico fosse disaccordato. Il circuito di figura 7 (F) è quello che consente di ottenere i risultati più soddisfacenti per quanto concerne bassa corrente sul quarzo anche quando il circuito è disaccordato e buon livello di uscita sulle frequenze armoniche. In esso un reoforo del quarzo è collegato a massa. Tale circuito può oscillare, senza dover essere accordato, con quarzi la cui frequenza fondamentale sia compresa fra 1,5 e 10 MHz; il circuito accordato di uscita può essere sintonizzato sulla frequenza del quarzo senza che vengano a disinnescarsi le oscillazioni o senza che queste cambino di frequenza.

do e griglia accordati, con il quarzo montato in sostituzione del normale circuito accordato di griglia ad induttanza-capacità. Il circuito accordato anodico dovrà essere sintonizzato su una frequenza leggermente più alta della frequenza di antirisonanza (risonanza in derivazione) del quarzo.

Mentre i circuiti Pierce della figura 6 oscillano sulla frequenza di antirisonanza del quarzo (o su una frequenza molto prossima ad essa), i circuiti della figu-

ra 7 tendono ad oscillare su una frequenza leggermente al di sopra della frequenza del quarzo.

Il circuito fondamentamentale corrisponde allo schema riportato nella figura 7 (A). La versione più comune adottata per l'oscillatore ad anodo accordato consiste nell'impiego di un pentodo o di un tetrodo a fascio con polarizzazione catodica, la quale ha lo scopo di evitare una eccessiva dissipazione anodica nel caso che il circuito non dovesse oscillare. Però la resistenza catodica è facoltativa. La sua eliminazione porterà ad una riduzione tanto della corrente che attraversa il quarzo quanto del rendimento dell'oscillatore, definibile come potenza di uscita fornita dall'oscillatore a quarzo a parità di corrente che attraversa il quarzo.

Il tubo normalmente sarà un pentodo o un tetrodo a fascio, del tipo di quelli impiegati nei canali audio o video dei televisori. La capacità griglia-anodo di tali tubi sarà normalmente sufficiente ad assicurare un funzionamento stabile ma non sarà tanto alta da fornire una reazione eccessiva, con conseguente elevata corrente che attraversi il quarzo. Il tipo 6V6 costituisce un tubo che dà risultati eccellenti in questo tipo di circuito.

Circuiti oscillatori a quarzo su armonica

I normali trasmettitori ad alta frequenza funzionano su una frequenza che è un multiplo intero della frequenza di lavoro del quarzo di controllo. In essi viene quindi impiegato un circuito oscillatore il quale è in grado di fornire una certa tensione di uscita sulla stessa frequenza del quarzo. Ma quando un trasmettitore deve funzionare su frequenze molto alte, se la frequenza del quarzo è relativamente bassa, sarà necessario impiegare negli stadi successivi a quelli dell'oscillatore un notevole numero di stadi moltiplicatori di frequenza. Tale numero sarà sensibilmente ridotto se si fa in modo da poter ottenere direttamente dal circuito oscillatore una frequenza multipla di quella del quarzo.

Nelle figure 7 (C), 7 (D), 7 (E), 7 (F) sono rappresentati quattro circuiti del genere.

Il circuito rappresentato dalla figura 7 (C) viene consigliato per il caso in cui si impieghi un quarzo tagliato in modo che possa oscillare anche su armonica. Con tale circuito si ottiene una buona tensione di uscita su una frequenza multipla di quella di oscillazione del quarzo. Per esempio, impiegando in questo circuito un quarzo in armonica da 25MHz, sull'uscita si può avere una tensione a 50MHz. Se il quarzo avesse una frequenza in armonica di 48MHz, sarebbe possibile ottenere all'uscita dal circuito di figura 7 (C) una frequenza di 144MHz, adatta quindi per la banda di frequenze dilettantistica posta appunto su tale frequenza. Non è consigliabile usare il circuito della figura 7 (C) con quarzi di tipo normale, progettati e costruiti cioè per funzionare sulla frequenza fondamentale, poichè con gli altri circuiti delle figure 7 (D) e 7 (F) si può ottenere una maggiore uscita, impiegando un numero minore di elementi da regolare.

Il circuito Pierce oscillatore su armonica, illustrato dalla figura 7 (D), dà risultati soddisfacenti in tutte quelle applicazioni che richiedano una bassissima corrente nel quarzo, ma presenta l'inconveniente che entrambi gli elet-

trodi del quarzo sono a potenziale diverso da massa.

Il circuito « Tri-tet » della figura 7 (E) è molto frequentemente usato e può dare una forte uscita pur essendo il quarzo attraversato da una corrente bassa. Però questo circuito presenta lo svantaggio di necessitare di una bobina posta nel circuito di catodo. Inoltre richiede una accurata regolazione del condensatore variabile di catodo, se si vuole scongiurare il pericolo di danneggiare il quarzo quando di effettua il cambio della gamma di frequenza. Infine esso ha entrambi gli elettrodi del quarzo a potenizale diverso da massa.

E' da preferire l'oscillatore su armonica Colpitts, della figura 7F, poichè nella maggior parte dei casi, dà un buon funzionamento su armoniche, presentando i seguenti vantaggi:

1) Il circuito oscilla con quarzo le cui frequenze siano comprese entro un rango molto ampio, senza che sia necessario fare altra manovra se non quella di inserire o commutare i vari quarzi.

2) La corrente che attraversa il quarzo è estremamente bassa.

3)) Un elettrodo del quarzo è collegato a massa, ciò che facilita la commutazione dei vari quarzi.

4) Il circuito funziona correttamente e senza salti di frequenza e può fornire una sufficiente tensione di uscita sulla seconda, terza o quarta armonica della frequenza del quarzo.

Accordo degli oscillatori a quarzo

I circuiti di accordo di tutti gli oscillatori fin qui illustrati debbono essere sintonizzati in modo da ottenere la massima uscita, che viene indicata dal raggiungimento della massima eccitazione dello stadio successivo. Fanno eccezione gli oscillatori ad anodo accordato (figura 7 (A) e figura 7 (B)), i cui circuiti anodici di accordo vanno sintonizzati su un valore di capacità leggermente più basso di quanto sarebbe necessario per ottenere la massima tensione di uscita. Ciò deriva dalla constatazione che in tali condizioni il loro funzionamento è molto più stabile e sicuro e la loro oscillazione si innesca non appena viene ad essi applicata la tensione di alimentazione. Questa caratteristica del loro funzionamento è particolarmente importante quando si esegua la manipolazione telegrafica sull'oscillatore o quando in telegrafia si voglia funzionare in semi-duplex automatico.

Commutazione del quarzo

Per quanto concerne il circuito oscillatore, è consigliabile che le capacità dispersione, che sono in derivazione sul circuito del quarzo, siano le più basse possibili. Quando si fa uso di un commutatore per cambiare la frequenza di funzionamento dell'oscillatore a quarzo, sarà quindi necessario che tanto il commutatore quanto gli zoccoli di innesto dei vari quarzi siano posti più vicino possibile allo zoccolo del tubo oscillatore. Ciò è particolarmente importante quando si faccia uso di quarzi funzionanti in armonica, su frequenze relativamente alte. In considerazione a ciò, quando i quarzi debbono funzionare su frequenze molto alte, sarà preferibile impiegare un dispositivo a tamburo per commutare i vari quarzi, dato che con tale dispositivo le capacità possono essere tenute su valori più bassi.

Manipolazione telegrafica sull'oscillatore a quarzo

Quando si esegue la manipolazione telegrafica sull' oscillatore a quarzo, è necessario che la attività del quarzo e la transonduttanza del tubo siano piuttosto alte, mentre il carico sull'oscillatore e le capacità in derivazione sul quarzo siano le più basse possibili. Queste condizioni sono particolarmente importanti per oscillatori a quarzo che funzionino su frequenze inferiori a 2500KH$_z$ oppure superiori a 6MH$_z$.

Si è constatato che nella manipolazione telegrafica effettuata sugli oscillatori a quarzo, si hanno ottimi risultati se si interrompe, sul polo negativo, la tensione di alimentazione anodica e se, durante il funzionamento dell'oscillatore (con tasto abbassato) la tensione di griglia schermo del tubo viene mantenuta stabilmente su 150V.

7-4 Amplificatori a radiofrequenza

La tensione di uscita dello stadio oscillatore di un trasmettitore (tanto se l'oscillatore è del tipo autocontrollato quanto se è controllato a quarzo), dovrà essere prelevata ad un livello molto basso, allo scopo di non incidere sulla stabilità di questo e di non provocare la rottura del quarzo, nel caso di oscillatore a quarzo, che potrebbe invece avvenire qualora si tenesse sul quarzo un livello di eccitazione molto forte.

La bassa potenza di uscita dell'oscillatore dovrà essere portata al livello desiderato, necessario per il pilotaggio dei successivi stadi, a mezzo di amplificatori a radiofrequenza.

Esistono due classi di amplificatori a radiofrequenza da impiegare nei radiotrasmettitori. Esse sono la classe B e la classe C.

Nel Capitolo 5° sono stati discussi dettagliatamente i metodi atti a determinare le corrette condizioni di lavoro per i vari tipi di amplificatori a radiofrequenza, con esempi illustrativi.

L'amplificatore in classe B

Gli amplificatori in Classe B sono impiegati nei trasmettitori radiotelegrafici, quando si desideri ottenere da uno stadio una elevata amplificazione di potenza accompagnata da una minima uscita su frequenze armoniche.

Gli amplificatori in Classe B sono caratterizzati da una tensione di polarizzazione di griglia corrispondente alla interdizione della corrente anodica e da una eccitazione di entità relativamente scarsa. In amplificatori in Classe B correttamente progettati è possibile ottenere amplificazioni di potenza comprese fra 20 e 200.

Il rendimento anodico degli amplificatori in Classe B funzionanti su onde persistenti non modulate può raggiungere anche il 65 per cento.

L'amplificatore lineare in classe B

Un altro tipo di amplificatore in Classe B è lo « stadio lineare in Classe B » che viene impiegato nelle applicazioni radiotelefoniche. Questo tipo di amplificatore viene usato quando si voglia aumentare il livello di un'onda modulata e il suo nome deriva dalla caratteristica che ha questo tipo di amplificatore, la cui tensione di uscita è in relazione lineare con la tensione di eccitazione. In altre parole, si può dire che l'amplificatore lineare in Classe B è caratterizzato dall'avere una

potenza di uscita che varia col quadrato della tensione di eccitazione.

L'amplificatore lineare in Classe B lavora con le griglie polarizzate all'interdizione e con piccoli valori di eccitazione. La potenza che dovrà essere fornita per l'eccitazione di un tale stadio va regolata in modo che la potenza di uscita, in onda portante, cioè in assenza di modulazione, sia un quarto della potenza di picco che può essere fornita dallo stadio.

Gli amplificatori lineari in Classe B sono ampiamente usati nelle installazioni di carattere commerciale e per radioaudizioni circolari, ma essi sono relativamente poco usati dai radiodilettanti, a causa dell'alta dissipazione anodica che viene da essi richiesta a confronto della modesta potenza di uscita che essi possono fornire.

Il rendimento, sull'onda portante, degli amplificatori a radiofrequenza lineari in Classe B è normalmente compreso fra il 30 e il 35 per cento.

L'amplificatore in classe C

Gli amplificatori in Classe C sono universalmente usati in tutti i trasmettitori. Essi sono in grado di fornire una buona amplificazione di potenza (usualmente sono ottenibili amplificazioni di potenza comprese fra 3 e 20) e, sotto particolari condizioni, il rendimento del circuito anodico può essere anche superiore all'85 per cento.

Gli amplificatori in Classe C lavorano con le griglie polarizzate in maniera assai più spinta che quelli in Classe B, ossia ad una tensione di polarizzazione molto superiore a quella di interdizione. Ordinariamente, confrontati con gli amplificatori in Classe B, gli amplificatori in Classe C richiedono una potenza di eccitazione molto maggiore.

La normale polarizzazione negativa di griglia per un amplificatore in Classe C deve essere tale che la corrente anodica dello stadio circoli approssimativamente per 120 dei 360 gradi del ciclo di eccitazione.

Gli amplificatori in Classe C sono usati nei trasmettitori nei quali sia disponibile una certa potenza di eccitazione e quando sia richiesto un buon rendimento del circuito anodico.

Amplificatori in classe C modulati sull'anodo

La caratteristica principale degli amplificatori in Classe C, e cioè quella di essere lineari rispetto alle variazioni della tensione anodica, rende possibile operare su di essi la modulazione sull'anodo, per ottenere così le trasmissioni radiotelefoniche. Usando una polarizzazione negativa di griglia ancora più spinta di quella necessaria per il funzionamento in Classe C con onde persistenti non modulate e impiegando una maggiore eccitazione, la linearità degli amplificatori a radiofrequenza in Classe C potrà essere estesa fra la tensione anodica nulla e la tensione anodica doppia rispetto al valore normale.

La potenza di uscita degli amplificatori in Classe C, regolati per venire modulati sull'anodo, varia con il quadrato della tensione anodica. Questa situazione equivale a quella che si avrebbe se, al posto dell'amplificatore in Classe C, venisse posta una resistenza costante, avente un valore uguale al rapporto fra la tensione anodica applicata all'amplificatore e la corrente anodica dell'amplificatore stesso. Questo è il motivo per cui

l'amplificatore in Classe C costituisce un carico resistivo sul modulatore.

Amplificatori in classe C modulati in griglia Se la corrente di griglia di un amplificatore in Classe C viene ridotta ad un valore basso, mentre il carico anodico viene aumentato al punto in cui la dissipazione anodica equivalga a quella riportata nei dati di impiego del tubo, all'amplificatore a radiofrequenza in Classe C potrà venire applicata la modulazione di griglia per consentire il funzionamento in radiotelefonia. Alimentando l'anodo ad una tensione sufficientemente alta e regolando accuratamente lo stadio, potranno ottenersi rendimenti compresi fra il 40 e il 43 per cento, con buona attitudine alla modulazione e una distorsione relativamente bassa.

In tale stadi è necessario che la polarizzazione negativa di griglia sia fissa, e cioè sia fornita da un alimentatore apposito, possibilmente stabilizzato.

Quando uno stadio amplificatore a radiofrequenza in Classe C funziona nelle condizioni dette avanti, si dirà che in esso viene eseguita la modulazione sulla polarizzazione negativa di griglia.

Eccitazione di griglia Per il funzionamento degli amplificatori a radiofrequenza in Classe B o in Classe C è necessario provvedere una adeguata eccitazione. Quando l'amplificatore in Classe C è modulato sull'anodo, occorre che l'eccitazione sia sufficiente ad eseguirne il pilotaggio in maniera che la corrente di griglia assuma il suo normale valore e che la tensione di polarizzazione negativa di griglia sia quella corrispondente ai dati di impiego del tubo specificati dal costruttore.

La polarizzazione negativa di griglia verrà preferibilmente ottenuta mediante un sistema misto di autopolarizzazione per corrente di griglia e di polarizzazione fissa fornita da apposito alimentatore.

La polarizzazione negativa di griglia corrispondente alla interdizione della corrente anodica potrà essere calcolata dividendo la tensione anodica per il coefficiente di amplificazione del tubo. Il valore così ottenuto è quello che normalmente si impiega negli amplificatori in Classe B (i quali funzionano con tensione fissa di polarizzazione negativa di griglia che perciò mai sarà ottenuta per autopolarizzazione per corrente di griglia).

Negli amplificatori in Classe C viene impiegata una tensione negativa di polarizzazione di griglia da 1,5 a 5 volte il valore così ottenuto col calcolo, e la tensione verrà scelta in funzione della tensione di pilotaggio di griglia disponibile, ossia della eccitazione, e del rendimento che si vuole ottenere sull'anodo.

Quando si lavora in telegrafia ad onda portante non modulata, l'amplificatore a radiofrequenza in Classe C richiede una eccitazione minore e la tensione di polarizzazione negativa fissa di griglia (se maggiore di quella di interdizione) potrà essere ridotta, oppure potrà essere ridotto il valore della resistenza di autoporazzazione per corrente di griglia, fino a che nella griglia circoli la normale corrente stabilita dal costruttore del tubo per funzionamento in Classe C telegrafia.

I valori dell'eccitazione di griglia riportati nelle caratteristiche per ogni tipo di tubo, possono essere ridotte ancora dippiù del 50 per cento, qualora ci

si accontenti di ottenere una scarsa potenza di uscita e un modesto rendimento anodico.

Quando si consultano i dati di impiego dei tubi è bene tener presente che, nello stabilire la potenza di eccitazione che deve essere inviata al tubo, vanno considerate anche le perdite di potenza nei circuiti accordati. Alle frequenze altissime, le perdite del circuito accordato di ingresso possono anche risultare maggiori della potenza effettivamente richiesta per il pilotaggio del tubo.

Al fine di mantenere alta la potenza di pilotaggio dello stadio finale del trasmettitore, sarà opportuno procedere ogni tanto ad un riallineamento degli stadi oscillatore, separatore oppure duplicatore di frequenza ed eccitatore. Normalmente si otterrà una maggiore potenza di pilotaggio per lo stadio finale del trasmettitore, accoppiando i vari stadi a mezzo di secondari di accoppiamento (link), piuttosto che con altri sistemi di accoppiamento. Questo tipo di accoppiamento sarà soprattutto da preferire per accoppiare lo stadio eccitatore con la griglia dell'amplificatore finale. Il numero di spire con cui saranno eseguiti questi secondari di accoppiamento, come pure la posizione che tali secondari debbono assumere rispetto alle bobine accordate, può variare da caso a caso, in funzione del modo come è costruito il circuito accordato e delle caratteristiche di funzionamento dello stadio che lo precede. E' tuttavia opportuno, ogni tanto, eseguire piccoli ritocchi all'accoppiamento fra i vari circuiti, purchè naturalmente lo stadio che precede il circuito che si sta ritoccando sia sempre alimentato alle sue normali tensioni.

7-5 Neutralizzazione degli amplificatori a radiofrequenza

La capacità anodo-griglia esistente nei triodi rende necessario applicare la neutralizzazione tutte le volte che i triodi funzionano come amplificatori a radiofrequenza su frequenze superiori a circa 500KH$_z$. Invece i tubi a griglia-schermo quali i pentodi o i tetrodi a fascio, avendo una capacità anodo-griglia normalmente inferiore a 0,1$\mu\mu$F, possono usualmente essere fatti lavorare senza neutralizzazione, anche quando essi funzionano come amplificatori a radiofrequenza su frequenze dell'ordine di 30MH$_z$. Ovviamente perchè ciò possa essere ottenuti, è necessario che l'amplificatore sia stato correttamente progettato.

Circuiti di neutralizzazione

Lo scopo della neutralizzazione consiste nel cancellare o « neutralizzare » la reazione capacitiva che determina il trasferimento di energia dall'anodo alla griglia. Vi sono due sistemi generali coi quali può essere eliminata tale energia di reazione: il primo, e più comune, sistema consiste nell'impiego di un ponte di capacità; il secondo sistema consiste nell'impiego di una reattanza in derivazione, di polarità opposta a quella della capacità anodo-griglia, che annulla così l'effetto di tale capacità.

Con l'aumentata esigenza di ridurre al minimo possibile la formazione di componenti a frequenza armonica negli amplificatori in Classe C, diviene neces-

sario usare solo quei circuiti accordati anodici e quei circuiti di neutralizzazione che comprendano una rilevante capacità posta direttamente fra anodo e massa. Questa limitazione conduce alla conclusione che, quando si vuol contenere entro il più basso livello possibile la radiazione a frequenze armoniche, non si potrà usare il sistema di neutralizzazione con bobina a presa intermedia e con condensatore di accordo avente una armatura a massa. Malgrado ciò, i circuiti delle figure 8 (B), 8 (C) e 8 (D) danno risultati soddisfacenti dal punto di vista della radiazione di frequenze armoniche.

Neutralizzazione con condensatore anodico a due sezioni La figura 8 (B) rappresenta il circuito di neutralizzazione più frequentemente usato negli stadi a radiofrequenza ad un solo polo caldo. L'uso di un condensatore anodico a due sezioni rende il bilanciamento elettrico del circuito sostanzialmente indipendente dall'accoppiamento mutuo fra le parti della bobina ed inoltre rende indipendente il bilanciamento della posizione della presa intermedia della bobina.

Con i normali tubi, questo circuito consentirà la realizzazione della neutralizzazione fino a frequenze anche di 28MH$_z$ e la regolazione della neutralizzazione, fatta su tali frequenze, sarà valida anche per tutte le gamme di frequenza più basse.

Neutralizzazione Hazeltine Nelle figure 8 (C) e 8 (D) è mostrato un altro sistema per eseguire la neutralizzazione, nel quale il circuito di neutralizzazione è accoppiato induttivamente ad una delle bobine di accordo.

Nella figura 8 (C) è riportato il circuito Hazeltine neutralizzato sull'anodo,

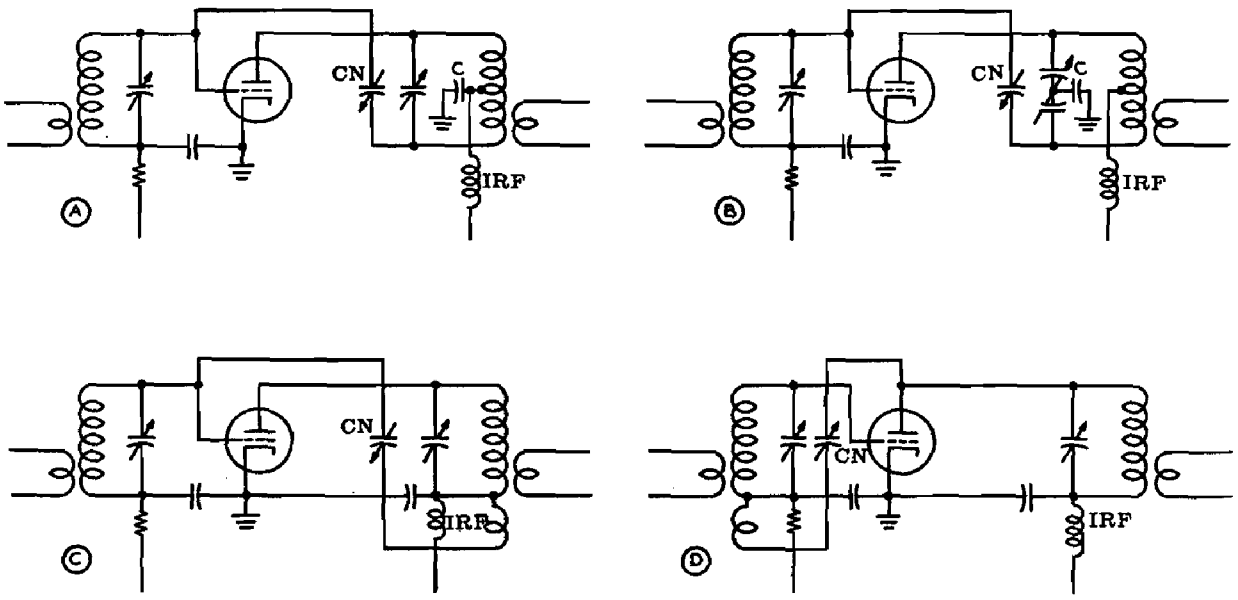


Figura 8.
NORMALI CIRCUITI DI NEUTRALIZZAZIONE PER AMPLIFICATORI AD UN SOLO POLO CALDO

mentre nel circuito 8 (D) la neutralizzazione avviene sulla griglia.

E' da tener presente che, in entrambi i casi, nella bobina di neutralizzazione L non circola alcuna corrente di accordo.

In questi circuiti, il dimensionamento del condensatore di neutralizzazione CN è determinato dal coefficiente di accoppiamento fra la bobina di accordo e la bobina di neutralizzazione e dalle loro rispettive induttanze.

Mediante un corretto dimensionamento della bobina L per ogni gamma di frequenza è possibile trovare un valore della capacità di neutralizzazione CN che vada bene per tutte le gamme.

Neutralizzazione in controfase Due tubi di identico tipo possono essere connessi in controfase allo scopo di ottenere una potenza di uscita doppia rispetto a quella che può essere fornita da un solo tubo. Un amplificatore in controfase, come quello riportato in figura 9 ha inoltre il vantaggio di poter essere bilanciato molto meglio di un amplificatore a radiofrequenza ad un solo « polo caldo ». Le varie capacità interelettrodiche e i condensatori di neutralizzazione sono connessi in maniera tale che le reattanze su un estremo del circuito accordato sono esattamente uguali a quelle dell'estremo opposto. Per questo motivo, gli ampificatori a radiofrequenza in controfase possono essere più facilmente neutralizzati anche quando vengono impiegati in trasmettitori per altissime frequenze. Inoltre essi rimangono perfettamente neutralizzati pure se l'amplificatore finale a radiofrequenza viene accordato su diverse gamme di frequenza.

Il circuito mostrato uella figura 9 è

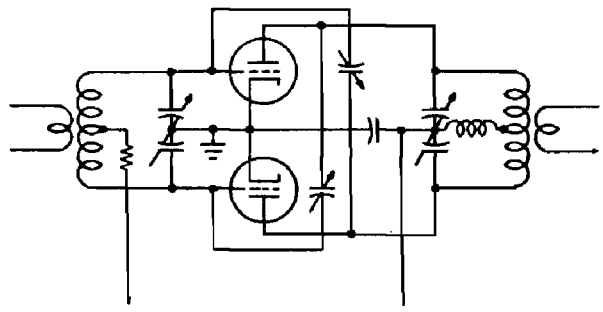


Figura 9.
NORMALE AMPLIFICATORE CON TRIODI IN CONTROFASE CON NEUTRALIZZAZIONE INCROCIATA

forse quello più comunemente impiegato negli stadi amplificatori a radiofrequenza in controfase. Il rotore del condensatore variabile di accordo di griglia è collegato a massa e il rotore del condensatore variabile di accordo anodico è anche esso collegato a massa, attraverso però un adeguato condensatore di fuga a radiofrequenza.

Neutralizzazione con induttanza in derivazione Il trasferimento di energia dal circuito di anodo al circuito di griglia in un amplificatore a radiofrequenza non neutralizzato è dovuto alla capacità anodo-griglia del tubo amplificatore. Il circuito di neutralizzazione è solo un dispositivo elettrico atto ad annullare l'effetto di tale capacità. Tutti i precedenti circuiti di neutralizzazione fanno uso di un circuito a ponte per bilanciare l'energia di reazione anodo-griglia compensandola con una energia di pari grandezza ma in fase opposta.

Un altro sistema per eliminare l'effetto di reazione provocato dalla capacità anodo-griglia e perciò per attuare la neutralizzazione di un stadio amplificatore, è quello indicato in figura 10.

La capacità anodo-griglia di un triodo

amplificatore agisce come una reattanza capacitiva, che trasferisce energia dal circuito anodico al circuito griglia. Se, in derivazione su tale capacità, si pone una induttanza che abbia una reattanza dello stesso valore ma di segno opposto rispetto a quella capacitiva, si otterrà la cancellazione della reattanza capacitiva e si avrà che fra la griglia e l'anodo del tubo si viene a porre un circuito accordato ad alta impedenza.

Questo circuito di neutralizzazione potrà essere usato alle frequenze altissime, alle quali nessun altro circuito di neutralizzzazione darebbe risultati altrettanto soddisfacenti.

Affinchè il circuito di neutralizzazione della figura 10 agisca efficacemente, è necessario che la lunghezza dei suoi collegamenti sia praticamente trascurabile.

Lo stesso circuito potrà altresì essere usato con amplificatori a radiofrequenza in controfase. In questo caso ciascun tubo dovrà avere la propria induttanza di neutralizzazione inserita fra la sua griglia e il suo anodo.

Il grande pregio che questo dispositivo ha, consiste nel fatto che esso può essere impiegato su amplifiicatori aventi un solo polo caldo, accoppiati ad un circuito accordato anodico anch'esso ad un solo polo caldo.

Questo circuito ha però un grande inconveniente: lo stadio deve essere neutralizzato di nuovo tutte le volte che esso viene accordato su una nuova frequenza, che comporti la necessità di una nuova sintonizzazione del circuito di griglia e del circuito anodico dell'amplificatore. Però, con l'uso di bobine intercambiabili, è possibile cambiare la frequenza, cambiando, contemporaneamente alla bobina di griglia e a quella di anodo anche la bobina di neutralizzazione.

Il condensatore da 0,0001μF normalmente posto in serie alla bobina di neutralizzazione ha lo scopo di isolare la tensione anodica dal circuito di griglia. L'induttanza L dovrà necessariamente avere un numero di spire grandissimo rispetto alle spire impiegate nei circuiti accordati di griglia e di anodo per quella certa frequenza di lavoro, in modo che essa possa entrare in risonanza con la capacità, relativamente molto piccola, anodo-griglia. Ma poichè, comunemente, i tubi funzionano sulle frequenze per le quali sono stati progettati, il rapporto L/C del circuito accordato sarà anche troppo alto, e quindi si potrà usare una induttanza con un numero di spire alquanto minore rispetto a quello che sarebbe necessario per accordarsi con la capacità anodo-griglia Naturalmente in questo caso occorrerà aumentare la capacità anodo-griglia, montando in derivazione sulla induttanza di neutralizzazione un condensatore di capacità piccolissima, del tipo di quelli usati per eseguire la neutralizzazione. L'induttanza di neutralizzazione potrà essere in aria oppure avvolta su un supporto a minime perdite ed inoltre essa dovrà essere isolata fra le sue spire in maniera che possa resistere alla somma delle tensioni a radiofrequenza esistenti sull'anodo e sulla griglia dello stadio amplificatore a radiofrequenza.

7-6 Esecuzione della neutralizzazione

Gli amplificatori a radiofrequenza vengono neutralizzati per impedire che avvengano auto-oscillazioni o reazioni. Co-

me indicatore, per effettuare la neutralizzazione di stadi amplificatori a radiofrequenza, può venire usata una lampada al neon o una qualunque lampada a scarica nel gas, oppure un galvanometro a radiofrequenza, collegati ad una spira di conduttore.

« Quando si deve effettuare la neutralizzazione di uno stadio amplificatore a radiofrequenza va staccato il collegamento che porta la tensione di alimentazione anodica ». Dopo di ciò va applicata la normale tensione di pilotaggio allo stadio a radiofrequenza, tenendo l'indicatore di neutralizzazione accoppiato alla bobina del circuito accordato anodico e regolando fino alla risonanza il condensatore variabile di accordo anodico.

Il condensatore, o i condensatori, di neutralizzazione verranno adesso regolati fino a che venga raggiunto un minimo di tensione a radiofrequenza, indicata dalla lampada o dal galvanometro. Tale regolazione va eseguita dopo che i circuiti accordati di griglia e anodico dello stadio amplificatore siano sintonizzati sulla loro frequenza di lavoro. Quando si deve neutralizzare uno stadio in controfase fisicamente simmetrico, dovranno essere regolati contemporaneamente entrambi i due condensatori di neutralizzazione, in modo che i valori delle loro capacità siano pressochè uguali. Una prova finale per accertare il raggiungimento di una esatta neutralizzazione, verrà eseguita mediante un milliampermetro a corrente continua collegato nel circuito di autopolarizzazione per corrente di griglia. Tale strumento non dovrà accennare alcun movimento del suo indice quando il circuito anodico viene portato alla risonanza, sempre senza tensione anodica applicata: quando ciò avviene, significa che è stata raggiunta la completa neutralizzazione.

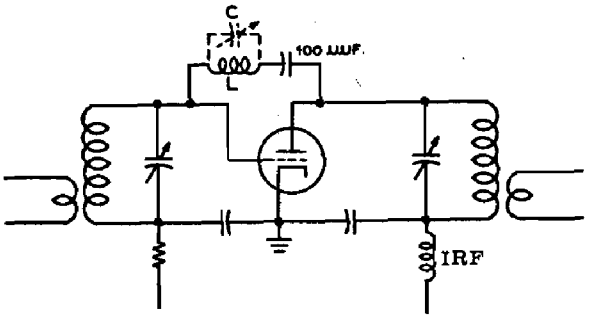


Figura 10.
AMPLIFICATORE CON NEUTRALIZZAZIONE INDUTTIVA

Questo tipo di neutralizzazione è molto efficace su qualunque frequenza, quando vengano impiegati triodi. Ma la sua efficacia è particolarmente notevole nel campo delle frequenze altissime. La induttanza L verrà regolata in modo che essa possa entrare in risonanza, sulla frequenza di lavoro, con la capacità anodo-griglia del tubo. Il condensatore C sarà del tipo da neutralizzazione: avrà una capacità molto piccola e verrà regolato in modo da accordare il circuito sulla risonanza alla frequenza di lavoro. Qualora potesse essere variata, sia pur leggermente, la induttanza L, in modo da poterla accordare con la capacità anodo-griglia, allora potrebbe venire eliminato il condensatore C.

La misura effettuata mediante il milliampermetro inserito nel modo suddetto è la più attendibile e la più accurata rispetto a quella effettuata con il sistema delle lampade luminescenti e inoltre essa è l'unica che debba essere effettuata quando gli stadi da neutralizzare siano di forte potenza.

Si è già detto che la neutralizzazione va eseguita con la tensione anodica *completamente* disinserita, mediante l'effettiva interruzione del circuito che porta la tensione continua all'anodo. (Non si usi il sistema di interrompere la accensione ai filamenti dei tubi del raddrizzatore anodico poichè tale sistema può trarre

in inganno). Qualora il conduttore di ritorno della alimentazione anodica rimanga inserito sull'alimentatore anodico, passerà quando viene applicata l'eccitazione, una piccola corrente anodica, anche nel caso in cui il primario del trasformatore dell'alimentatore anodico sia stato disinserito dalla tensione di rete.

Un'altra prova per accertare il raggiungimento di una efficace neutralizzazione di un amplificatore è la seguente: si osservi se la massima corrente di griglia dello stadio la si ottiene per una posizione del condensatore di accordo anodico alla quale corrisponda pure il minimo valore di corrente anodica, Tale prova va effettuata con la tensione anodica inserita nello stadio e con l'antenna normalmente accoppiata ad esso. Quando lo stadio è ben neutralizzato, spostando leggermente fuori dalla risonanza il condensatore variabile di accordo anodico tanto da una parte quanto dall'altra rispetto alla posizione di sintonia, la corrente di griglia dello stadio dovrà decrescere con continuità e senza bruschi salti, raggiungendosi, per uguali valori di disintonizzazione del circuito anodico, uguali valori di corrente di griglia. Questo sistema è in grado di dare una precisa indicazione del raggiungimento di una accurata neutralizzazione, tanto negli amplificatori a radiofrequenza con triodi quanto in quelli con tetrodi a fascio, purchè però il carico, alla frequenza di lavoro, presenti sullo stadio una impedenza puramente resistiva.

Normalmente i circuiti in controfase si prestano ad essere neutralizzati in maniera più completa rispetto a quelli ad un solo polo caldo, specialmente su frequenze molto alte. Però nel rango di frequenze comprese fra 3 e 15 MH_z, anche i circuiti ad un solo polo caldo possono essere neutralizzati così bene da dare soddisfacenti risultati.

Neutralizzazione degli amplificatori a radiofrequenza con tubi a griglia-schermo

Gli amplificatori a radiofrequenza impieganti tubi muniti di griglia-schermo normalmente possono lavorare senza alcuna neutralizzazione fino a frequenze dell'ordine dei 15 MH_z. Naturalmente purchè fra i circuiti di griglia e anodico vengano interposte adeguate schermature.

Esistono speciali tubi a griglia schermo o a tetrodo a fascio che possono lavorare su frequenze altissime, fino ad oltre 100 MH_z, senza alcun particolare accorgimento per quanto concerne la neutralizzazione.

Tali tubi sono i tipi 2E26, 807W e 5516 nella categoria dei tubi di bassa potenza; l'HK–257B il 4E27/8001, il 4–125A e il 4–250A nella categoria dei tubi di media potenza.

I tubi del tipo 807, 2E22, HY–69 e 813 possono normalmente funzionare, con circuiti adeguamente costruiti, fino a frequenze dell'ordine di 30MH_z senza alcuna particolare precauzione per quanto concerne la neutralizzazione. Si è trovato che il tubo 815 necessita, in molti casi, di neutralizzazione per frequenze superiori a 30MH_z mentre il tubo 829B normalmente funzionerà in maniera abbastanza stabile fino a frequenze di 148 MH_z e senza alcuna neutralizzazione.

Alle frequenze superiori a quelle che abbiamo testè citate a proposito dei vari tubi, normalmente saranno necessari alcuni ulteriori accorgimenti per quanto riguarda la neutralizzazione. Inoltre la

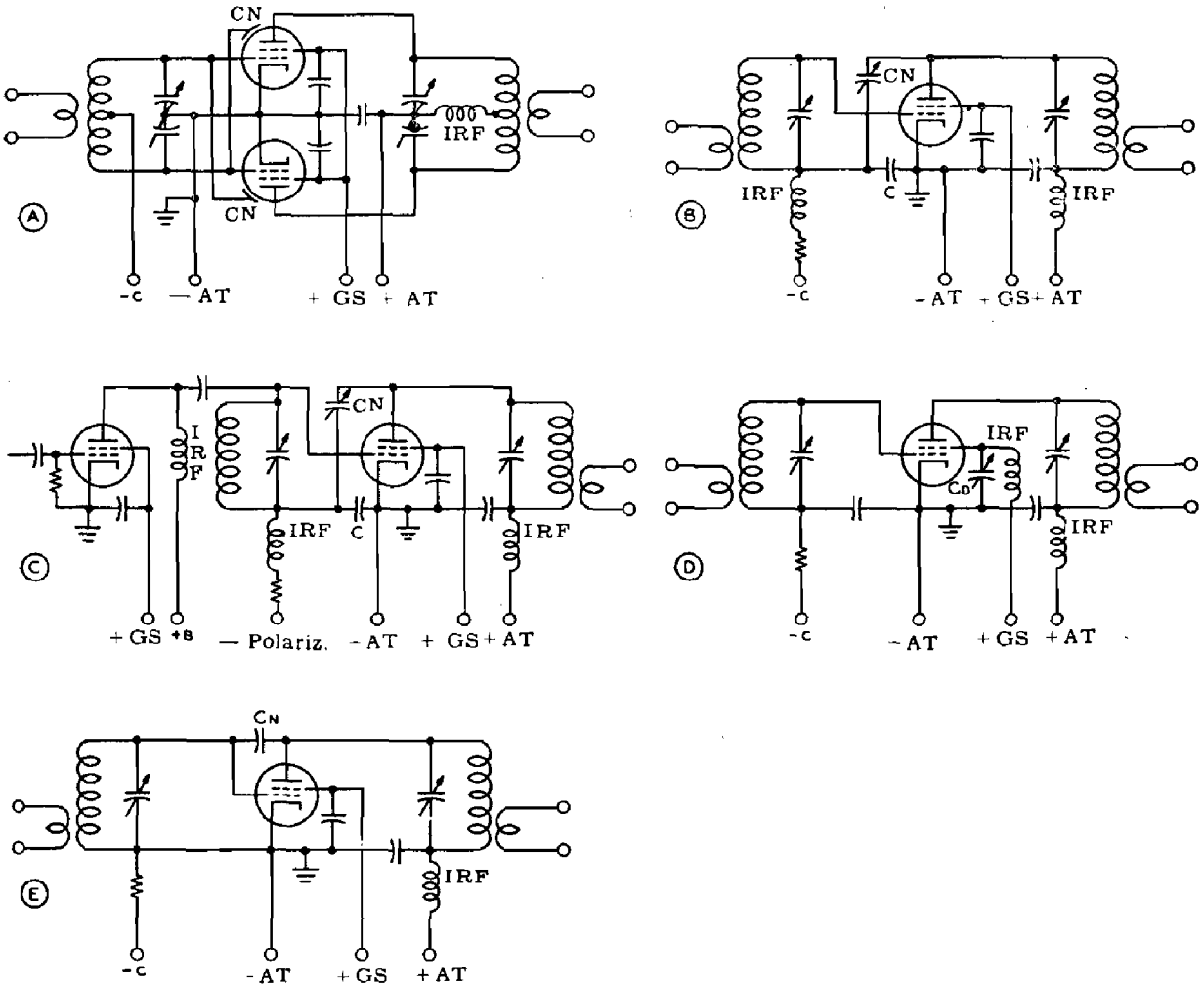


Figura 11.
CIRCUITI DI NEUTRALIZZAZIONE PER TETRODI A FASCIO

In A è illustrato un normale circuito di neutralizzazione incrociata, da usare con tetrodi a fascio collegati in controfase. I condensatori di neutralizzazione (CN) normalmente saranno costituiti da piastrine o sbarrette montate in vicinanza degli anodi dei tubi. In (B) e (C) sono rappresentati due circuiti con neutralizzazione sulla griglia, da impiegare come stadi a tetrodo ad un solo polo caldo, ognuno dei due accoppiato allo stadio che lo precede o mediante secondario di accoppiamento oppure con accoppiamento capacitivo. In (D) è illustrato un sistema per eseguire l'accordo dell'induttanza del collegamento di griglia-schermo allo scopo di attuare la neutralizzazione di un amplificatore a frequenza fissa, funzionante su frequenze ultraelevate e impiegante un tetrodo. In (E) è rappresentato un sistema di neutralizzazione con aumento dlela capacità griglia-anodo di un tetrodo per il caso in cui la frequenza di lavoro sia più alta di quella frequenza per la quale il tetrodo risulti neutralizzato automaticamente, in conseguenza della risonanza serie sul collegamento di griglia-schermo. I sistemi (D) ed (E) normalmente non sono impiegabili in pratica per frequenze al disotto di 50 MHz quando si faccia uso dei normali tetrodi a fascio.

esperienza ha dimostrato che amplificatori a radiofrequenza ad un solo polo caldo e impieganti tetrodi a fascio spesso funzionano in maniera stabile anche a frequenze alquanto più alte di quelle alle quali si può avere un funzionamento stabile di uno stadio impiegante due tubi dello stesso tipo, in controfase.

In molti amplificatori con tetrodi in controfase il metodo più semplice per

effettuare la neutralizzazione consiste nell'uso di capacità di neutralizzazione incrociate, disposte a ponte, come quelle normalmente impiegate negli amplificatori con triodi in controfase. Le capacità di neutralizzazione però dovranno avere un valore molto basso, dell'ordine di 0,2 μμF, data la molto minore capacità interelettrodica dei tetrodi rispetto ai triodi. Un tale valore di capacità è molto minore di quello che può essere fornito dai normali condensatori di neutralizzazione, anche quando questi siano posti sul minimo, e perciò i condensatori di neutralizzazione dovranno essere costruiti nella maniera più idonea, caso per caso. Il sistema più frequentemente usato consiste nel porre un conduttore, collegato alla griglia opposta, in vicinanza dell'anodo di ogni tubo o in vicinanza allo statore del condensatore variabile di accordo anodico, collegato all'anodo del tubo. Per frequenze relativamente basse sarà sufficiente impiegare un solo condensatore di neutralizzazione, posto dalla griglia di un tubo all'anodo dell'altro tubo dello stadio in controfase; ma quando l'amplificatore dovrà funzionare sulle frequenze più alte sarà meglio disporre due condensatori di neutralizzazione, allo scopo di mantenere l'equilibrio dello stadio.

Neutralizzazione di stadi a tetrodo ad un solo polo caldo

Uno stadio amplificatore a radiofrequenza ad un solo polo caldo e impiegante un tetrodo potrà essere neutralizzato allo stesso modo di quello illustrato in figura 11, relativa ad uno stadio in controfase, purchè venga impiegato, nel circuito accordato anodico, un condensatore di accordo a due sezioni. Però, nella quasi totalità degli stadi amplificatori a radiofrequenza ad un solo polo caldo e impieganti tetrodi, si fa uso di un condensatore di accordo anodico ad una sola sezione. Sicchè dovranno essere attuati altri circuiti di neutralizzazione, se si dovesse riscontrare la necessità di neutralizzare lo stadio.

Il circuito rappresentato nella figura 11 (B) non è un buon circuito di neutralizzazione, in quanto non viene bilanciata la capacità anodo-griglia. Tuttavia il circuito può fornire un effetto equivalente a tale bilanciamento, dato che esso isola il circuito accordato di griglia, che in risonanza ha una impedenza molto alta, dalla energia che l'anodo potrebbe trasferire sulla griglia. Quando i condensatori CN e C sono regolati in maniera che venga rispettata la relazione

$$\frac{CN}{C} = \frac{C_{gp}}{C_{gk}}$$

nella quale C_{gp} è la capacità griglia-anodo, mentre C_{gk} è la capacità totale griglia-massa del tubo amplificatore), entrambi gli estremi del circuito accordato di griglia vengono a trovarsi alla stessa tensione a radiofrequenza rispetto a massa, in conseguenza dell'energia a radiofrequenza che viene a trasferirsi dal circuito anodico al circuito di griglia. Questo sistema conduce ad ottenere una impedenza da griglia a massa uguale alla reattanza della capacità griglia-catodo, compresa in essa anche la capacità verso massa del circuito di griglia, dato che la alta impedenza che, in risonanza, ha il circuito accordato di griglia è stata efficacemente protetta dalla possibilità che divenga sede di tensione di reazione.

E' importante notare che la capacità

effettiva griglia-massa del tubo da neutralizzare comprende la capacità griglia-catodo di ingresso del tubo, fornita dai dati caratteristici del tubo, la capacità dello zoccolo, le capacità dei collegamenti e le altre capacità parassite, ma *non* comprende le capacità associate al condensatore di accordo di griglia. Così, se il tubo deve venire eccitato a mezzo di accoppiamento capacitativo con uno stadio precedente (come nel caso della figura 11 (C)) la capacità effettiva griglia-massa comprenderà la capacità di uscita dello stadio precedente e le sue capacità dello zoccolo e dei collegamenti.

Eliminazione dell'induttanza del collegamento di griglia schermo

Gli accorgimenti discussi nel presente paragrafo servono a neutralizzare le capacità anodo-griglia dei tetrodi a fascio, che, pur essendo piccole, sono molto importanti alle più alte frequenze. Però in prossimità della frequenza superiore limite alla quale ogni tipo di tubo può funzionare ancora soddisfacentemente, assume una notevole importanza la induttanza del collegamento di griglia-schermo del tubo. Quando un tubo funziona su una frequenza così alta da risultare apprezzabile l'effetto della induttanza del collegamento di schermo, la griglia-schermo stessa diviene sede di una notevole energia che dall'anodo si trasferisce sulla griglia controllo anche quando il terminale di griglia-schermo sullo zoccolo abbia verso massa un condensatore di fuga efficacemente montato.

Questo inconveniente ha origine dal fatto che, anche quando il piedino di griglia schermo sullo zoccolo è accuratamente collegato a massa, agli effetti della radiofrequenza, la reattanza offerta dal collegamento di griglia-schermo, interno al tubo, consentirà a quest'ultima di avere una certa tensione a radiofrequenza.

Questo effetto è stato ridotto in maniera pressochè radicale nei tubi Hytron 5516 e 829—B e nei tubi Eimac 4X150 e 4X500A ma è invece alquanto apprezzabile in molti altri tipi di tubo.

L'effetto dell'induttanza del collegamento di griglia-schermo sulla stabilità dello stadio, potrà essere eliminato, a qualunque particolare frequenza, impiegando uno dei due metodi seguenti:

1) Ponendo in serie al collegamento di griglia-schermo un condensatore che costituisca con l'induttanza del collegamento di griglia-schermo, un circuito risonante-serie per quella determinata frequenza di lavoro. Questo metodo è illustrato nella figura 11 (D) ed è comunemente impiegato nelle apparecchiature che si trovano in commercio, quando queste debbano funzionare su una frequenza prestabilita, oppure su una stretta banda di frequenze, superiori a circa 75MH_z.

2) Il secondo metodo è quello illustrato nella figura 11 (E) e consiste nel trasferire una aliquota di energia a radiofrequenza dall'anodo alla griglia a mezzo di un piccolo condensatore collegato fra tali due elettrodi. Si noti che questo condensatore è collegato in maniera tale che esso aumenta la effettiva capacità anodo-griglia del tubo. Questo sistema è stato riscontrato efficace con tubi del tipo 807 per frequenze superiori a 50 MH_z e con tubi come il 4—125A e il 4—250A funzionanti su frequenze prossime alla loro frequenze-limiti di utilizzazione.

Si noti ancora che entrambi i metodi

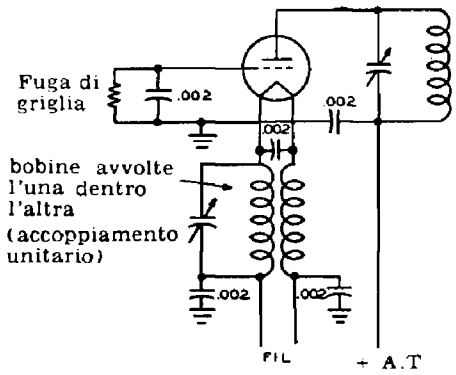


Figura 12.
AMPLIFICATORE CON GRIGLIA A MASSA
Questo tipo di amplificatore a triodo non richiede alcuna neutralizzazione, ma può essere usato soltanto con tubi aventi una capacità anodo-catodo relativamente bassa. Una variante a questo circuito è quella illustrata in figura 21 (C) le cui condizioni di lavoro sono state trattate nel Capitolo 5°.

di stabilizzazione di uno stadio amplificatore con tetrodo a fascio su frequenze altissime e nei quali tale stabilizzazione è ottenuta eliminando o meglio cancellando l'effetto della induttanza del collegamento di griglia-schermo, sono applicabili soltanto quando la gamma di frequenze di lavoro dello stadio è molto stretta ed è posta nel rango delle frequenze altissime. Per frequenze più basse, entrambi gli espedienti per ridurre to di griglia-schermo, portano invece ad un aumento della tendenza dello stadio amplificatore ad entrare in oscillazione.

Problemi relativi alla neutralizzazione Quando uno stadio non può venire neutralizzato completamente, ciò è imputabile ad una o più delle seguenti cause:

1) I collegamenti di accensione del filamento non hanno i condensatori di fuga collegati al punto comune di massa dello stadio.

2) Il collegamento di massa del rotore del condensatore variabile di accordo anodico a due sezioni è interrotto, oppure non va al punto di massa del filamento, oppure è troppo lungo.

3) I condensatori di neutralizzazione sono sistemati in una posizione nella quale si ha un intenso campo a radiofrequenza dovuto alla vicinanza di bobine di accordo.

4) Vi è accoppiamento elettromagnetico fra le bobine anodica e di griglia, oppure fra la bobina anodica e quella dello stadio separatore precedente o del circuito oscillatore.

5) Vi è insufficiente schermatura fra gli stadi, oppure questi sono troppo vicini fra loro, oppure, in trasmettitori di dimensioni ridotte, i circuiti di griglia e anodo dello stesso stadio sono troppo vicini.

6) La schermatura è posta troppo vicina alla bobina di accordo anodico e quindi essa è sede di correnti indotte troppo forti.

7) Se esistono oscillazioni parassite quando è applicata la tensione anodica, la causa risulterà di difficile o incompleta individuazione ed eliminazione e dovrà essere ricercata per tentativi, riadattando le varie parti, variando l'effetto della induttanza del collegamenla lunghezza dei collegamenti di griglia, di anodo o di neutralizzazione, inserendo impedenze antiparassitarie nei collegamenti di griglia oppure anche in altri collegamenti, eliminando le impedenze a radiofrequenza di griglia, che possono essere causa di oscillazioni parassite a frequenza relativamente bassa.

Per ulteriori notizie sull'argomento delle oscillazioni parassite negli amplificatori a radiofrequenza, rimandiamo il lettore alla Sezione 7-11 di questo stesso Capitolo.

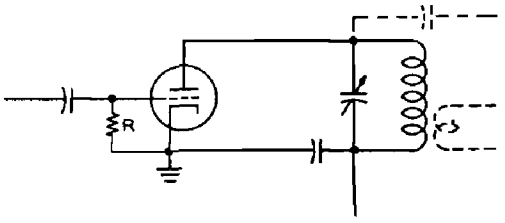


Figura 13.
MOLTIPLICATORE DI FREQUENZA A TRIODO, DI TIPO CONVENZIONALE
Come tubi per gli stadi moltiplicatori di frequenza sono molto adatti i triodi piccoli, come ad esempio il tipo 6 C 4, che possono fornire una buona uscita anche nel rango delle frequenze altissime. La resistenza R avrà normalmente un valore di circa 100.000 Ω.

7-7 Amplificatori con griglia a massa

Alcuni triodi hanno una configurazione della griglia e collegamenti interni tali da presentare una capacità anodo-filamento molto bassa quando la griglia controllo viene collegata a massa, dato che in questo caso la griglia agisce come uno schermo molto più efficace di quanto lo sia la griglia-schermo in un tetrodo o in un pentodo.

Collegando un tale triodo in un circuito come quello illustrato dalla figura 12, e prendendo in esso le normali precauzioni per quanto concerne le capacità parassite, gli accoppiamenti fra i collegamenti dei circuiti di entrata e di uscita e quelli fra i relativi componenti, si può realizzare uno stabile amplificatore di potenza che non richieda perciò neutralizzazione alcuna.

Nel capitolo 5°, sezione 5-14, è stata fatta una dettagliata trattazione del funzionamento degli amplificatori di potenza a radiofrequenza con griglia a massa, unitamente al metodo e ai dati di progetto relativi ad uno stadio tipico.

Alle frequenze ultra-elevate, nelle quali risulta difficile ottenere una neutralizzazione sufficiente con i normali circuiti a triodo (particolarmente quando la banda di frequenza che si deve coprire è relativamente ampia) i circuiti amplificatori con griglia a massa costituiscono praticamente l'unico sistema possibile per impiegare un triodo come amplificatore.

A causa della elevata entità della reazione esistente nel circuito, è necessaria una eccitazione considerevolmente maggiore di quanto richiesto dallo stesso tubo quando funzioni in un normale circuito con catodo a potenziale, a radiofrequenza, nullo. Questa potenza addizionale, necessaria per pilotare il triodo di un amplificatore con griglia a massa, non viene dispersa, ma invece essa la si ritrova sul circuito di uscita, aggiunta alla potenza sviluppata dallo stadio sul carico. In conseguenza di ciò, quindi, è conveniente che lo stadio pilota, per un determinato valore di potenza di uscita, sia più potente di quanto sarebbe necessario per il funzionamento dell'amplificatore con griglia a massa, poichè così facendo si ottiene un funzionamento più stabile di questo amplificatore e la potenza di eccitazione, ad esso fornita in più, la si trova sul carico.

7-8 Moltiplicatori di frequenza

Gli oscillatori a quarzo e gli oscillatori a frequenza variabile ordinariamente non sono usati per un controllo diretto della frequenza di uscita di un trasmettitore ad alta frequenza, ma invece vengono impiegati stadi moltiplicatori di frequenza per moltiplicare la frequenza, su cui funziona l'oscillatore del trasmettitore, fino a che questa raggiunga il desiderato valore.

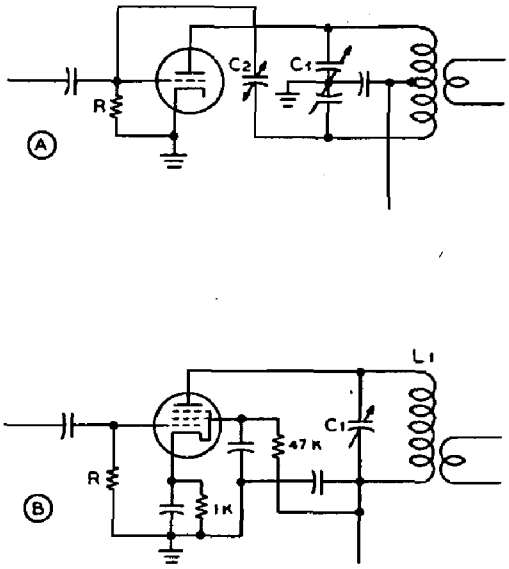


Figura 14.
CIRCUITI MOLTIPLICATORI DI FREQUENZA
L'uscita di un moltiplicatore di frequenza a triodo, per frequenze altissime, spesso può venire aumentata neutralizzando la capacità griglia-anodo, col sistema illustrato in (A). Un tale stadio può anche funzionare ottimamente come amplificatore, quando fosse necessario. In (B) è illustrato un moltiplicatore di frequenza con pentodo. I normali tetrodi di potenza funzionano soddisfacentemente come moltiplicatori purchè la frequenza di uscita non oltrepassi i 100 M Hz. Al di sopra di questa frequenza, dovranno essere impiegati speciali tetrodi per frequenze altissime, se si vuol ottenere una sufficiente tensione di uscita.

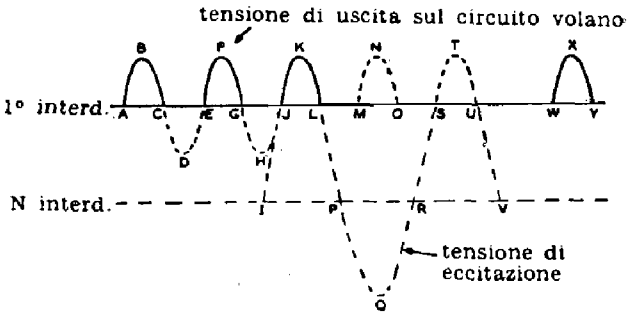


Figura 15.
ILLUSTRAZIONE DEL FUNZIONAMENTO DI UN DUPLICATORE DI FREQUENZA

Gli stadi moltiplicatori funzionano su una frequenza che è un multiplo intero della frequenza di eccitazione. Così un oscillatore a quarzo su 3,6 MH_z potrà cotrollare, tramite uno o più moltiplicatori di frequenza, un trasmettitore che lavori su 7,2 oppure 14,4 oppure 28,8 MH_z.

Quando un moltiplicatore di frequenza deve dare in uscita una tensione a frequenza doppia di quella di entrata, esso verrà denominato « duplicatore di frequenza ».

Un semplice circuito duplicatore di frequenza è quello illustrato dalla figura 13. Esso consiste in un tubo elettronico il cui circuito anodico sia accordato su una frequenza doppia di quella del circuito di eccitazione di griglia. Questo duplicatore di frequenza può venire eccitato da un oscillatore a quarzo, da un altro stadio moltiplicatore di di frequenza o da uno stadio amplificatore.

Perchè un tubo possa efficacemente duplicare la sua frequenza di ingresso, esso deve funzionare con una alta tensione di polarizzazione negativa di griglia. Il circuito di griglia sarà pilotato in modo che la corrente di griglia, che passa attraverso l'impedenza a radiofrequenza e la resistenza di autopolarizzazione di griglia, sia all'incirca al suo valore normale. Il valore che si dà alla resistenza di autopolarizzazione di griglia è generalmente da due a cinque volte più alto di quello che sarebbe necessario per lo stesso tubo usato come normale amplificatore. Conseguentemente la polarizzazione negativa di griglia sarà altrettante volte più alta, dato che la corrente di griglia dovrà avere lo stesso valore che avrebbe se lo stesso tubo fosse impiegato come normale amplificatore.

La neutralizzazione è raramente necessaria in un circuito duplicatore di frequenza, poichè il circuito anodico è

accordato su una frequenza doppia di quella del circuito di griglia. Su tale frequenza doppia, l'impedenza del circuito di eccitazione di griglia risulta assai bassa e ciò riduce molto la tendenza dello stadio ad oscillazioni autoeccitate.

I duplicatori di frequenza richiedono una polarizzazione negativa di griglia molte volte superiore a quella corrispondente alla interdizione. Quindi i tubi elettronici ad elevato μ sono da preferire in questo tipo di applicazione. I tubi che abbiano un coefficiente di amplificazione da 20 a 200 sono particolarmente indicati nei circuiti duplicatori di frequenza.

I tetrodi e i pentodi sono tubi eccellenti per attuare circuiti duplicatori di frequenza. I triodi a basso μ, aventi cioè un coefficiente di amplificazione da 3 a 10, non sono idonei ad essere impiegati nei circuiti duplicatori di frequenza: qualora ciò devesse essere necessario, occorrerà che la tensione negativa di griglia sia, in valore assoluto, pressochè uguale alla tensione anodica del tubo, perchè si possa ottenere una efficiente azione duplicatrice con tali tipi di triodi.

Angolo di circolazione nei moltiplicatori di frequenza

L'angolo di circolazione della corrente anodica in un moltiplicatore di frequenza è un fattore di estrema importanza, dal quale dipende il rendimento del moltiplicatore stesso. Man mano che diminuisce l'angolo di circolazione, per un determinato valore di corrente di griglia, il rendimento aumenta. Per ridurre l'angolo di circolazione è necessaria una tensione di polarizzazione negativa di griglia più alta, in modo che la tensione di eccitazione di griglia venga ad oltrepassare il valore corrispondente alla interdizione, per una breve porzione del ciclo della tensione di eccitazione.

Per avere rendimenti di ordine elevato, i duplicatori di frequenza debbono avere un angolo di circolazione di 90 gradi o anche meno, i triplicatori di frequenza di 60 gradi e anche meno, i quadruplicatori di 45 gradi o meno. In queste condizioni il rendimento sarà pressochè corrispondente all'inverso dell'ordine della armonica sulla quale lo stadio lavora. In altri termini il rendimento di un duplicatore di frequenza sarà approssimativamente ½ ossia il 50 per cento; il rendimento di un triplicatore di frequenza sarà del 33 per cento e quello di un quadruplicatore sarà del 25 per cento. Con uno stadio correttamente progettato si possono spesso oltrepassare tali valori, ma se l'angolo di circolazione risulta più grande dei valori dati sopra, il rendimento cade rapidamente. La ragione di ciò è evidente se si esamina attentamente la figura 15.

Gli impulsi A B C, E F G, J K L rappresentano gli implusi di eccitazione a 180 gradi relativi al funzionamento in Classe B, mentre la linea intera indica la tensione di polarizzazione negativa relativa alla interdizione. Se la polarizzazione di griglia viene incrementata di N volte, fino cioè al valore indicato dalla linea tratteggiata, e se l'eccitazione viene aumentata anch'essa fino a che il picco della tensione a radiofrequenza, rispetto a massa, sia lo stesso di prima, allora la frequenza di eccitazione potrà essere tagliata a metà e gli effettivi impulsi di eccitazione avranno all'incirca la stessa larghezza di prima. La sola differenza è che è assente qualunque altro

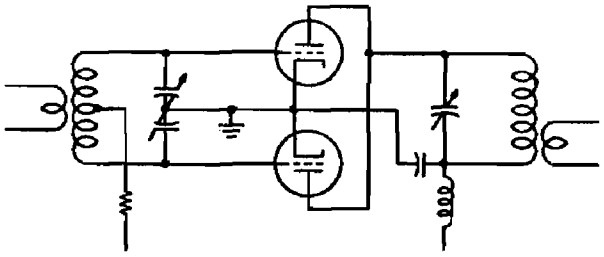


Figura 16.
DUPLICATORE DI FREQUENZA CON TUBI IN CONNESSIONE SEMI-SIMMETRICA
L'uscita di uno stadio duplicatore di frequenza può venire aumentata se si fa uso di un circuito in connessione semisimmetrica, come quello illustrato qui sopra.

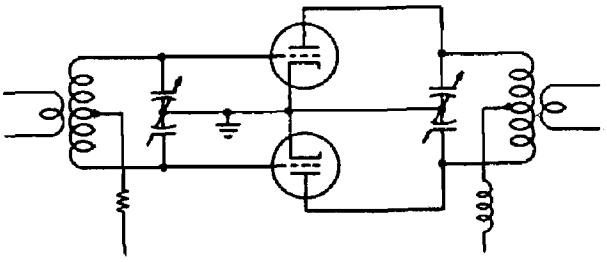


Figura 17.
TRIPLICATORE DI FREQUENZA IN CONTROFASE
L'uso del triplicatore di frequenza in controfase è conveniente nella gamma delle frequenze altissime poichè in esso è mantenuto il bilanciamento tanto del circuito di entrata, quanto del circuito di uscita. Se si effettua la neutralizzazione, il circuito può essere usato tanto come amplificatore quanto come triplicatore di frequenza. Possono essere impiegati indifferentemente triodi o tetrodi; alle frequenze altissime saranno particolarmente efficaci i doppi-tetrodi, come i tipi 815, 832 A e 829 B.

impulso; M N O mostra come sarebbe lo impulso mancante. Però, se il Q del circuito accordato anodico è alto, questo avrà un effetto volano sufficiente a ricostituire l'impulso mancante e il risultato sarà che l'alimentazione anodica e la potenza di uscita a radiofrequenza con carico ottimo, cadranno a circa metà. E poichè la frequenza di entrata è metà della frequenza di uscita, ne conseguirà una efficiente duplicazione di frequenza.

Allo stesso modo possono essere analizzati i circuiti triplicatori e quadruplicatori di frequenza: i triplicatori saltano due impulsi di eccitazione mentre i quadruplicatori ne saltano tre. In ogni caso l'impulso di eccitazione dovrà essere sufficientemente corto, affinchè esso non ecceda in nessun caso i 180 gradi della frequenza di uscita.

Nella pratica normale, si trova antieconomico fornire una eccitazione sufficiente ad ottenere in questo modo una triplicazione o una quadruplicazione di frequenza. Normalmente gli impulsi di eccitazione saranno minori di 90 gradi, riferiti al segnale di eccitazione, con conseguente basso rendimento, ma è più conveniente accettare un basso rendimento e successivamente, mediante stadi amplificatori, aumentare il livello di uscita. Il rendimento potrà risultare tanto basso, che il guadagno di potenza dello stadio risulti minore di uno.

Moltiplicatori di frequenza in semisimmetrico

Due tubi possono essere collegati in derivazione, per fornire un' uscita doppia rispetto ad uno stadio duplicatore di frequenza impiegante un solo tubo. Qualora però le griglie sono pilotate in opposizione di fase invece che in fase, i tubi non lavoreranno più simultaneamente, bensì un istante l'uno e un istante l'altro. L'effetto di ciò è che si vengono a rienmpire gli impulsi mancanti (figura 15). Non soltanto si viene a duplicare nell'uscita la frequenza, ma si ottengono anche molti vantaggi, che non possono essere ottenuti con il normale funzionamento dei due tubi in derivazione fra loro.

Il primo di tali vantaggi è che si ha l'effettivo annullamento tanto della frequenza fondamentale quanto delle armo-

niche dispari e tale vantaggio è molto importante quando si vogliano ridurre al minimo le emissioni su frequenze spurie. Un altro vantaggio è che quando la eccitazione disponibile è bassa, e gli impulsi di eccitazione oltrepassano quindi i 90 gradi, l'uscita e il rendimento risulteranno con questo circuito maggiori di quelli che sarebbero se i due tubi fossero collegati in derivazione fra loro.

Lo stesso circuito può essere usato come quadruplicatore di frequenza con un rendimento molto migliore di quello di due tubi in derivazione, poichè è relativamente agevole fornire una eccitazione sufficiente per permettere impulsi di di 45 gradi.

Come si è già detto avanti, i moltiplicatori di frequenza con tubi collegati in semisimmetrico forniscono un rendimento migliore rispetto ai moltiplicatori di frequenza con un solo tubo o due tubi in derivazione fra loro, nel caso in cui l'eccitazione non sia adeguata per un funzionamento ideale per questi tipi di moltiplicatori di frequenza.

Un tipico circuito duplicatore di frequenza con tubi in connessione semisimmetrica è illustrato nella figura 16. Quando vengono impiegati tubi ad alta transconduttanza, è neccessario usare nel circuito accordato di griglia un condensatore variabile a due sezioni per evitare auto-oscillazioni. Quando invece si usano tetrodi o pentodi bene schermati aventi un valore di transconduttanza medio, potrà essere impiegato l'artificio di suddividere in due sezioni l'induttanza del circuito accordato di griglia usando un condensatore variabile ad una sola sezione. (La presa centrale sulla bobina di griglia andrà collegata a massa mediante un condensatore di fuga).

Triplicatori di frequenza in controfase

Nel caso di trasmettitori per frequenze altissime o ultra-elevate è frequentemente utile che gli stadi moltiplicatori di frequenza siano bilanciati rispetto a massa. Inoltre in questi casi è più conveniente moltiplicare per tre la frequenza generata da un oscillatore a quarzo o da un oscillatore a frequenza variabile, piuttosto che moltiplicarla per due, come invece può essere conveniente in trasmettitori funzionanti su frequenze più basse.

Per tali motivi si è molto diffuso l'impiego di triplicatori di frequenza in controfase nella costruzione dei trasmettitori commerciali o dilettantistici per frequenze altissime e ultra-elevate.

Gli stadi moltiplicatori di frequenza in controfase sono bilanciati rispetto a massa e tanto nello schema circuitale quanto nella costruzione essi risultano essenzialmente uguali agli stadi amplificatori a radiofrequenza in controfase, fatta eccezione per il circuito accordato anodico che, nei triplicatori di frequenza, è sintonizzato su una frequenza tripla rispetto a quella alla quale è accordato il circuito di griglia.

Nella figura 17 è illustrato il circuito di uno stadio triplicatore di frequenza in controfase.

Gli stadi triplicatori in controfase presentano anche altri vantaggi che ne fanno preferire l'impiego nel campo dilettantistico; essi infatti possono funzionare indifferentemente come stadi amplificatori a radiofrequenza in controfase e come stadi triplicatori di frequenza in controfase. Per passare dall'uno all'altro tipo di funzionamento basterà sostituire la bobina del circuito accordato anodico dello stadio, in modo che tale circuito

possa venire sintonizzato sulla stessa frequenza del circuito di griglia, oppure sulla frequenza tripla.

Questo fatto costituisce un notevole vantaggio nel caso di funzionamento sulla banda di 50 MH_z con eccitazione anch'essa su 50 MH_z: basterà sostituire la bobina del circuito accordato anodico per portare il trasmettitore a funzionare sulla banda dei 144 MH_z, partendo da una eccitazione a 48 MH_z. Questo artificio dà ottimi risultati quando vengono impiegati nello stadio triplicatore o amplificatore, tetrodi a fascio del tipo 815 e 829 B, mentre per utilizzare i tubi 2 E 25, 2 E 26 e 5516 occorre dedicare molta attenzione alla induttanza del collegamento di griglia-schermo, che in questi tubi è piuttosto notevole.

7-9 Capacità sul circuito accordato

Nel ciruito accordato anodico di qualunque amplificatore a radiofrequenza è necessario che sia usato un giusto valore di Q. Una breve trattazione di questo argomento è stata già fatta nella sezione 5-12 del Capitolo 5°. Questa sezione verrà dedicata ancora a tale argomento, trattandolo più ampiamente e fornendo tabelle, grafici e curve per assistere il lettore nella determinazione dei giusti rapporti L/C da usare negli stadi amplificatori a radiofrequenza.

Un amplificatore in Classe C assorbe corrente anodica sotto forma di impulsi molto distorti e di breve durata. Un tale amplificatore deve perciò sempre funzionare accoppiato ad un circuito accordato con induttanza e capacità (detto anche circuito volano), il quale tende a spianare tali impulsi, mediante l'azione di immagazzinamento o « volano » da esso esercitata, in modo che all'uscita possa essere ottenuta una radiofrequenza avente forma sinoidale.

Ciò è importante se si considera che qualunque distorsione della forma d'onda di una radiofrequenza dà luogo ad interferenze nei canali di frequenza più alta, causate appunto dalle armoniche della frequenza fondamentale.

Un amplificatore a radiofrequenza in Classe A produce una radiofrequenza di uscita avente forma sinoidale, se sinoidale era anche la forma d'onda della tensione di eccitazione. Però, poichè uno stadio amplificatore in Classe A converte la potenza di alimentazione continua ad esso fornita in uscita a radiofrequenza agendo come resistenza variabile, esso disperderà una considerevole energia sotto forma di calore.

Un amplificatore in Classe C invece, quando sia pilotato con impulsi di adeguata ampiezza e di corta durata, agisce piuttosto come interruttore elettronico e quindi esso è in grado di eseguire, con un rendimento relativamente alto, la trasformazione della potenza di alimentazione continua ad esso fornita in potenza a rodiofrequenza.

Sono molto frequenti gli stadi amplificatori in Classe C nei quali il rendimento del circuito anodico abbia valori compresi fra il 65 e l'85 per cento, naturalmente purchè essi funzionino in condizioni di eccitazione ottime, con la corretta polarizzazione negativa di griglia e con un carico di giusto valore.

Q del circuito accordato Come si è detto sopra, il circuito accordato - o circuito volano - di un amplificatore in Classe C riceve energia

sotto forma di impulsi molto brevi di corrente anodica che attraversano il tubo amplificatore. Ma questo circuito dovrà essere in grado di immagazzinare, durante questi brevi impulsi, una energia sufficiente affinchè esso possa erogare sul carico una corrente di forma essenzialmente sinoidale.

La facoltà che un circuito accordato possiede, di immagazzinare, in tale maniera, energia, può essere considerata come il Q (fattore di merito) effettivo del circuito accordato.

Il Q effettivo del circuito può essere definito in molte maniere, ma essenzialmente il Q di un circuito volano è il rapporto fra l'energia immagazzinata e l'energia fornita in un ciclo. Inoltre, l'energia fornita per ciclo deve essere uguale, per definizione, alla energia inviata al circuito accordato dal tubo o dai tubi amplificatori in Classe C.

Il Q di un circuito accordato, alla risonanza, è uguale alla sua impedenza (la impedenza alla risonanza è resistiva) divisa per la reattanza o del condensatore o dell'induttanza che sono impiegati nel circuito accordato. Alla risonanza sono, per definizione, uguali fra loro le reattanze induttiva e capacitiva.

Sicchè si può stabilire

$$Q = \frac{R_L}{X_C} = \frac{R_L}{X_L}$$

nella quale R_L è la impedenza alla risonanza del circuito accordato e X_C è la reattanza del condensatore di accordo mentre X_L è la reattanza della induttanza di accordo. Questo valore di impedenza alla risonanza R_L, è il carico che viene posto sul tubo amplificatore in Classe C e in un circuito ad un solo polo caldo come quello illustrato dalla figura 18.

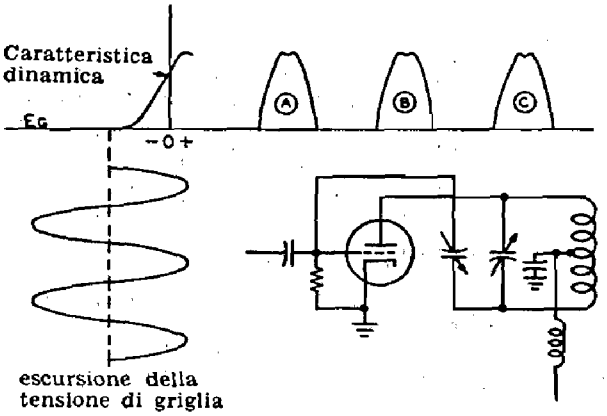


Figura 18.
FUNZIONAMENTO DELL'AMPLIFICATORE IN CLASSE C

La corrente anodica ha la forma di impulsi, come quelli riportati con (A) (B) e (C) in figura. La diminuzione della corrente anodica sul vertice degli impulsi avverrà tutte le volte che la tensione di eccitazione sia tale che il valor minimo della tensione istantanea anodica divenga inferiore al valore massimo della tensione istantanea di griglia. Nel Capitolo 5° si è trattato ampiamente il funzionamento degli amplificatori in Classe C.

Il valore della impedenza di carico R_L, che è quella sulla quale viene chiuso il tubo amplificatore in Classe C, può essere ottenuto, guardando da un altro punto di vista il circuito accordato, in base alla conoscenza delle condizioni di lavoro del tubo amplificatore in Classe C. L'impedenza di carico potrà infatti essere determinata mediante la seguente espressione, valida generalmente per qualunque amplificazione in Classe C:

$$R_L = \frac{E_{pm}2}{2N_pI_bE_{bb}}$$

nella quale i simboli hanno i significati elencati al principio del Capitolo 5°.

L'espressione di cui sopra è molto precisa, eccetto che per il valore di picco della componente fondamentale della tensione alternativa anodica, E_{pm}, che ordinariamente non è noto a meno che

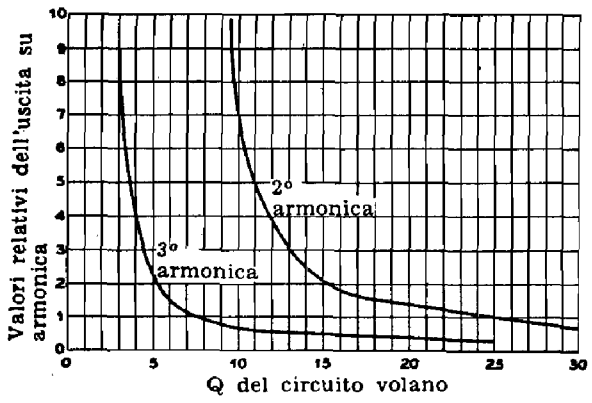


Figura 19.
VALORI RELATIVI DELL' USCITA SU ARMONICA RISPETTO AL Q DEL CIRCUITO VOLANO

non sia disponibile un voltmetro per tensioni alternative col quale possa venire misurato.

Inoltre il valore decimale del rendimento del circuito anodico non è normalmente noto, in maniera molto precisa. Tuttavia in un amplificatore in Classe C in normali condizioni di funzionamento il valore massimo della tensione alternativa esistente sull'anodo sarà approssimativamente uguale a circa 0.85-0,9 il valore della tensione di alimentazione anodica dello stadio, mentre il rendimento del circuito anodico sarà normalmente dal 70 all' 80 per cento ($N_p = 0{,}7 \div 0{,}8$), i più alti valori di rendimento essendo quelli associati con i più alti valori della tensione alternativa anodica.

Con questi due dati, supposti per gli amplificatori in Classe C, l'espressione della impedenza di carico anodica può grandemente semplificarsi alla seguente relazione, di uso generale sebbene approssimativa:

$$R_L = \frac{R_{dc}}{2}$$

che significa semplicemente che la resistenza, costituita dal circuito accordato collegato all'anodo di un tubo in Clas-

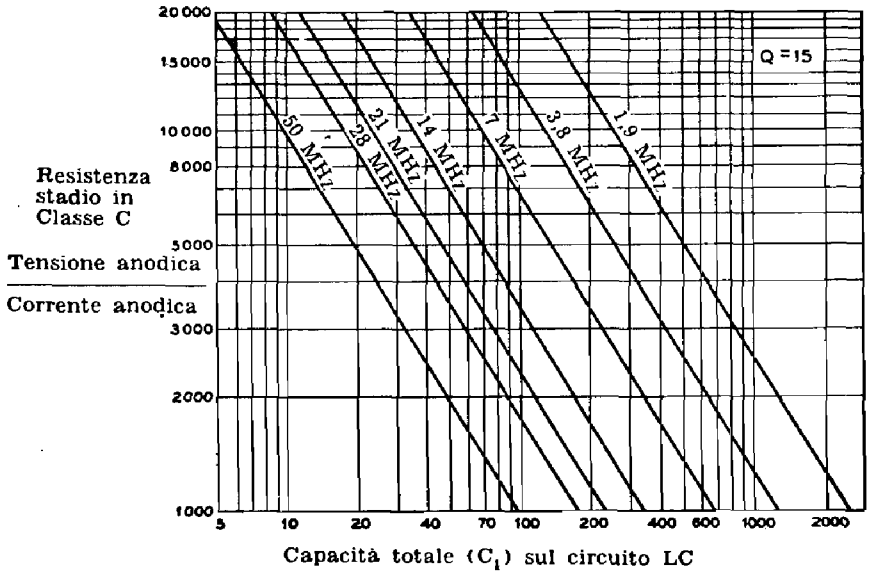


Figura 20.
VALORI CORRETTI PER LA CAPACITA' DEL CIRCUITO VOLANO, PER UN Q DI CIRCA 15 IN FUNZIONAMENTO
I valori di capacità forniti da questo grafico sono relativi ai vari tipi di circuiti volano, rappresentati in figura 21.

se C, è approssimativamente uguale a metà della resistenza di carico a corrente continua che lo stadio in Classe C presenta sull'alimentatore (e anche sul modulatore nel caso in cui venga usata la modulazione anodica ad alto livello).

Combinando la espressione semplificata suddetta, che dà l'impedenza a radiofrequenza presentata dal circuito accordato sul tubo, con l'espressione del Q del circuito accordato stesso, data in questo stesso paragrafo, si ottiene la seguente espressione, che mette in relazione fra loro la reattanza del condensatore di accordo o della bobina di accordo con la potenza di alimentazione anodica assorbita dallo stadio in Classe C.

$$X_C = X_L = \text{circa } \frac{R_{dc}}{2Q}$$

Tale espressione è la base dei normali grafici che danno le capacità di accordo per le varie bande di frequenza in funzione della tensione e della corrente anodico di uno stadio in Classe C. Il grafico della figura 20 ne è un esempio.

Influenza del Q sulla radiazione delle frequenze armoniche Il problema della radiazione di frequenze armoniche da parte dei trasmettitori è stato sempre importante ma è diventato critico soltanto piuttosto recentemente, da quando cioè si è avuta una estesa occupazione del rango di frequenze altissime. I segnali televisivi sono particolarmente suscettibili ad essere interferiti da altri segnali che cadano entro la banda passante dei ricevitori, sicchè il problema delle interferenze televisive ha assunto una importanza estrema per tutti i servizi di radiotrasmissione, in grado di interferire, con

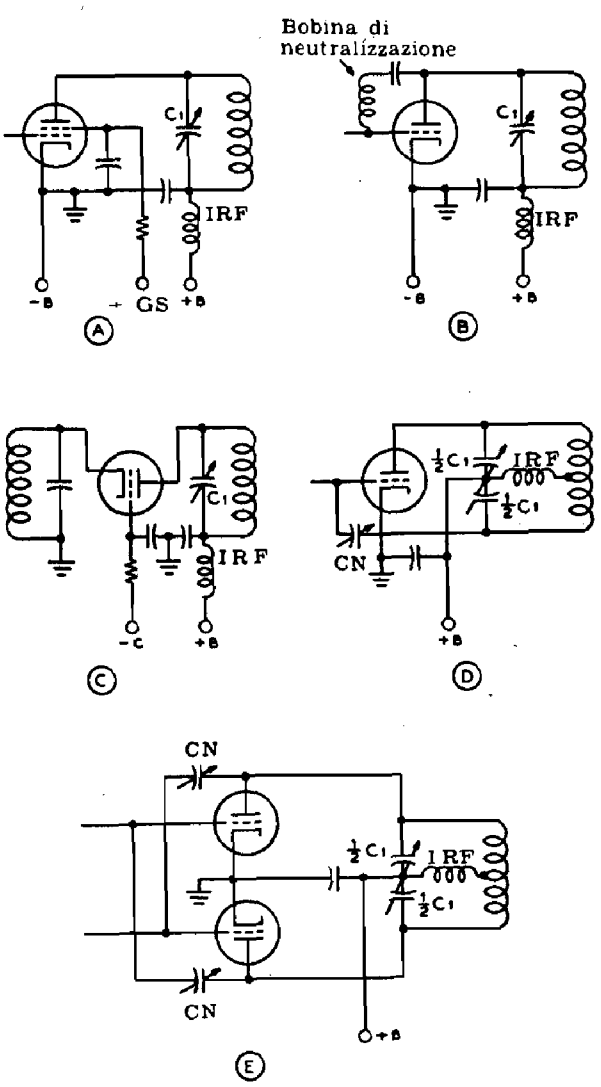


Figura 21.

VARI CIRCUITI DI ACCORDO ANODICO

Per ognuno dei vari tipi di circuito volano rappresentati sopra, il valore di capacità, consigliabile per le varie frequenze di lavoro, da impiegare nei circuiti accordati anodici per avere un Q di 15, può essere ricavato dalla figura 20. In (A) viene rappresentato un normale amplificatore a tetrodo. (B) è lo schema di un amplificatore a triodo con bobina di neutralizzazione; (C) rappresenta un amplificatore a triodo con griglia a massa. (D) è lo schema di uno stadio ad un solo polo caldo, il cui circuito accordato anodico impiega un condensatore variabile a sezioni suddivise. (E) rappresenta un amplificatore in controfase nel quale possono essere montati indifferentemente triodi e tetrodi

le loro armoniche, sulle ricezioni televisive.

L'esame della figura 19 mostra chiaramente che il circuito accordato di un amplificatore in Classe C deve avere, in funzionamento, un Q di 15 o maggiore per dare una attenuazione sufficiente alla radiazione di energia a seconda armonica. La curva comincia a presentare un ginocchio un po' al di sopra di un Q di circa 15 sicchè, al di sopra di tale valore, occorrerebbe dare a Q notevoli aumenti per poter ottenere qualche apprezzabile riduzione dell'energia a seconda armonica.

Per circuiti aventi un Q già superiore a 10, qualunque ulteriore aumento di Q non apporterà più alcuna apprezzabile riduzione alla radiazione di energia a terza armonica, sicchè occorrerà ricorrere, piuttosto che ad un ulteriore aumento di Q, all'impiego di addizionali circuiti di attenuazione di armonica esterni all'amplificatore, qualora si volesse attenuare in maniera più radicale la radiazione sulla terza armonica.

Effetto del carico sul Q Il Q di un circuito dipende dalla resistenza in serie con l'induttanza e la capacità che costituiscono il circuito stesso. Questa resistenza serie è molto bassa quando le bobine siano a basse perdite e siano inoltre non caricate da un circuita di antenna.

Il valore di Q può normalmente variare da 100 a 600 a seconda dei casi.

L'accoppiamento di un circuito di antenna ha l'effetto di aumentare la resistenza serie benchè in questo caso la potenza venga consumata sotto forma di radiazione utile dell'antenna.

Analiticamente, l'antenna apporta un aumento al valore della resistenza R che compare nell'espressione

$$Q = \frac{\omega L}{R}$$

nella quale L è l'induttanza in microhenry e ω equivale a $2\Pi f$, f essendo la frequenza espressa in megahertz.

L'accoppiamento fra il circuito accordato finale del trasmettitore e l'antenna, oppure la linea di trasmissione dell'antenna, può essere variato in modo da ottenere un Q di circa 3 in corrispondenza dell'accoppiamento massimo mentre, in corrispondenza dell'accoppiamento minimo, il Q può raggiunere un valore uguale a quello del circuito, quando la bobina di accoppiamento all'antenna sia stata asportata.

Questo valore di Q senza carico di antenna può essere più alto di 500 o 600, come è stato detto sopra. Invece un valore di Q = 15 potrà stentatamente essere ottenuto, mantenendo ad un valore normale la corrente anodica dello stadio amplificatore a radiofrequenza in Classe C, quando il rapporto L/C del circuito accordato risulterà adeguato a quella particolare frequenza di lavoro.

I valori di capacità riportati in figura 20 si riferiscono alla capacità totale posta in derivazionesulla bobina di accordo in un circuito come quello illustrato dalla figura 21A. Questo valore comprende la capacità interelettrodica del tubo, (di uscita ossia anodo-massa), la capacità distribuita dalla bobina, le capacità dei collegamenti oltre alla effettiva capacità del condensatore di accordo anodico. La capacità parassita totale di un circuito varierà da circa 5μμF per stadi a frequenza altissima, a 30μμF, per stadi

TABELLA I
TENSIONI DI SCARICA IN FUNZIONE DELLA SPAZIATURA FRA LE LAMINE

Spaziatura in mm.	Tensione di picco per la scarica in V
0,75	1000
1,25	2000
1,8	3000
2,5	4000
3,2	4500
3,8	5200
4,3	6000
5,1	7500
6,3	9000
9,—	11000
12,5	15000
18	20000

TABELLA II
Spaziatura in mm. consigliabile (con fattore di sicurezza del 100%) per i circuiti di figura 21

Tensione anodica V cc	Telegrafia	Modulaz. anodica
400	0,75	1,3
600	1,3	1,8
750	1,3	2,1
1000	1,8	2,5
1250	1,8	3,7
1500	2,0	5,1
2000	2,5	6,3
2500	4,5	9,5
3000	5,1	13
3500	6,3	15

di media potenza e per frequenze medio-alte.

Quando si fa uso di un condensatore di accordo con statore a due sezioni, come è il caso delle figure 21D e 21E, la capacità totale del circuito potrà essere ridotta ad un quarto, ciò che vuol dire che ciascuna sezione del condensatore a due sezioni dovrà avere una capacità metà di quella indicata per uno stadio ad un solo polo caldo.

Il circuito accordato funziona alla stessa maniera anche quando il tubo che lo alimenta è un pentodo, un tetrodo a fascio, un triodo neutralizzato o un triodo con griglia a massa. Funziona anche alla stessa maniera tanto se è ad un solo polo caldo come se è a controfase; tanto se è alimentato in derivazione quanto se è alimentato in serie.

La cosa più importante nello stabilire il funzionamento del circuito accordato, è il rapporto fra la sua impedenza alla risonanza con il carico inserito in derivazione ai rispettivi terminali e la reattanza della induttanza o della capacità che concorrono a formare il circuito accordato.

A causa dei valori incogniti che hanno le capacità parassite del circuito, spesso è più conveniente determinare il valore dell'induttanza necessario per ottenere un giusto Q per il circuito (con il metodo trattato in precedenza in questa stessa sezione) e quindi variare la capacità del circuito di accordo fino a che si raggiunga la risonanza. Questo metodo è quello più frequentemente usato quando, nei trasmettitori commerciali, si voglia ottenere un circcuito con un valore di Q prefissato.

I valori di R_p da impiegare nei grafici della figura 20 possono agevolmente venire calcolati dividendo la tensione continua fornita dall'alimentatore anodico per la corrente anodica continua totale (espressa in Ampere).

I valori giusti per la capacità totale di accordo sono riportati nel grafico, relativamente alle varie bande dilettantistiche. Le capacità parassite che risultano in derivazione sulla capacità di accordo possono essere stimate in maniera sufficientemente precisa per gli scopi pratici.

Le induttanze delle bobine dovranno quindi essere scelte in modo da entrare in risonanza, sulla frequenza desiderata,

con la capacità totale di accordo calcolata.

Distanziatura fra le lamine dei condensatori variabili di accordo Per determinare la necessaria distanza che deve intercorrere fra le lamine dei condensatori variabili di accordo in un certo circuito amplificatore, è necessario anzitutto stimare la tensione di picco a radiofrequenza che verrà a localizzarsi sulle lamine del condensatore di accordo. Dopo di ciò, usando la Tabella 1, sarà possibile determinare la spaziatura da dare alle lamine del condensatore.

La tensione istantanea a radiofrequenza nel circuito anodico di un tubo amplificatore in Classe C varia da circa zero a circa il doppio della tensione continua anodica. Qualora tale tensione fosse modulata al 100 per cento da una tensione a radiofrequenza potrebbe arrivare anche a quattro volte il valore della tensione continua anodica.

Queste regole sono valide anche per un amplificatore caricato e per uno stadio separatore.

Qualora entrambi funzionassero senza alcun carico a radiofrequenza, le tensioni di picco risulterebbero ben maggiori. Per tale motivo nessun amplificatore dovrà essere fatto funzionare senza carico quando, ad esso, sia applicata una tensione anodica prossima a quella normale di alimentazione.

I condensatori fissi, generalmente del tipo a mica, impiegati come in figura 21, dovranno essere in grado di sopportare la tensione continua di alimentazione anodica, più la tensione ad audiofrequenza. Questi condensatori dovranno essere targati per una tensione di lavoro, a corrente continua, almeno doppia rispetto alla tensione continua di alimentazione anodica, in un amplificatore a radiofrequenza con modulazione anodica e almeno uguale alla tensione continua di alimentazione anodica in qualunque altro tipo di amplificatore a radiofrequenza.

7-10 Reti di adattamento ad L e Π

Le reti ad L e Π spesso possono essere necessarie per eseguire l'adattamento di impedenza fra due impedenze differenti. Le loro normali applicazioni consistono nell'adattare l'impedenza di una linea di trasmissione a quella di una antenna, oppure nell'adattare l'impedenza del circuito anodico di uno stadio amplificatore ad un solo polo caldo alla impedenza di una linea di trasmissione di antenna.

Tali reti possono essere usate per ottenere l'adattamento fra un circuito accordato anodico di un amplificatore e una linea di trasmissione oppure esse possono essere usate per adattare direttamente il circuito anodico di un amplificatore ad una linea, senza dover ricorrere ad un circuito accordato, purchè la rete sia progettata in maniera tale che essa abbia, in funzionamento, un Q sufficiente per effettuare la attenuazione delle frequenze armoniche.

La rete di adattamento ad L La rete ad L è di utilità limitata negli adattamenti di impedenza, poichè il suo rapporto di trasformazione di impedenza è fisso su un valore uuale a $(Q^2 + 1)$. Il Q in funzionamento può essere relativamente bas-

so — all'incirca da 3 a 6 — in una rete di adattamento fra circuito accordato anodico di un amplificatore e linea di trasmissione; pertanto i rapporti di trasformazione di impedenza potranno essere da 10 ad 1 e più bassi ancora. Ma se la rete deve agire da circuito accordato anodico di uno stadio amplificatore, come è il caso di figura 22, il Q in funzionamento dovrà assere almeno di 12 e preferibilmente di 15. Un Q di 15 rappresenta una trasformazione di impedenza di 225; questo valore normalmente è troppo alto anche nel caso che si debba trasformare una impedenza anodica di uno stadio amplificatore in Classe C, che può variare da 2000 a 10.000 Ω, in una impedenza di 50Ω di una linea di trasmissione.

Però la rete ad L è interessante poichè essa costituisce il fondamento per il progetto delle reti a Π. L'esame della figura 22 mostrerà che la rete ad L in realtà può essere considerata come un circuito accordato risonante in derivazione, nel quale R_A rappresenti la resistenza di carico. Soltanto però che, in questo caso,

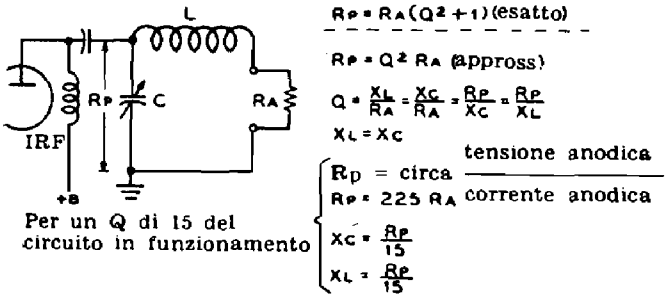
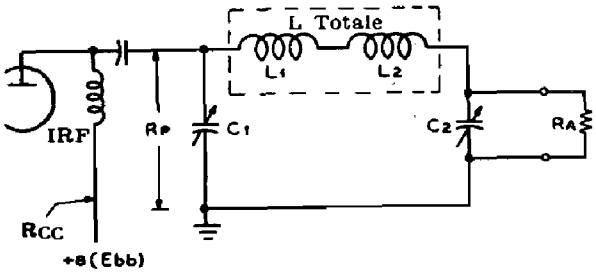


Figura 22.
IL TRASFORMATORE DI IMPEDENZA AD L
La rete ad L è impiegabile con modesti valori di Q, per effettuare trasformazioni di impedenza ad alto rapporto e può essere usata anche come circuito anodico di un tubo. Nella figura sono date le equazioni esatte ed approssimate per il calcolo dei vari elementi che costituiscono la rete ad L.



$R_{CC} = \frac{E_{bb}}{I_b}$

$R_p \approx \frac{R_{CC}}{2}$

$X_{C_1} = \frac{R_p}{Q}$

$X_{L_1} = \frac{R_p}{Q}$

$X_{C_2} = -R_A \sqrt{\frac{R_p}{R_A(Q^2+1)-R_p}}$

$X_{L_2} = -\frac{R_A^2 X_{C_2}}{R_A^2 + X_{C_2}^2}$

$X_{L\,tot.} = X_{L_1} + X_{L_2}$

Figura 23.
LA RETE A Π
La rete a Π è atta ad essere impiegata come trasformatore di impedenza per ampi valori del rapporto di trasformazione. Il Q in funzionamento dovrà essere di almeno 12 e preferibilmente 15 o 20 nel caso che la rete venga usata come circuito anodico di un amplificatore in Classe C. In figura sono riportate le equazioni per il calcolo dei vari elementi che costituiscono la rete a Π. La induttanza Ltot ha un valore uguale alla somma di L_1 e L_2 e normalmente sarà variabile.

la resistenza di carico è accoppiata direttamente al circuito accordato invece di essere accoppiata induttivamente, come avviene nei circuiti di tipo usuale, nei quali il carico viene accoppiato al circuito accordato a mezzo di un secondario posto su questo. Qando R_A viene posta in corto circuito, L e C vengono a formare un normale circuito volano risonante in derivazione, dovendo L e C avere un valore tale da entrare in risonanza, perchè la rete presenti carico resistivo sull'amplificatore in Classe C.

La rete a Π La rete di adattamento di impedenza a Π, illustrata nella figura 23, è di uso molto più generale rispetto alla rete ad L, poichè

essa fornisce una maggiore attenuazione alle armoniche e poichè essa può venire usata per adattare una gamma di impedenza relativamente ampia, pur impiegando qualsivoglia valore di Q.

I valori di C_1 e L_1 nella rete a Π della figura 23 possono essere considerati come aventi lo stesso valore della rete ad L della figura 22, per uno stesso valore di Q, ma ciò che è più importante dal punto di vista del confronto fra le reti ad L e a Π è che L_1 e C_1 hanno lo stesso valore che essi avrebbero in un circuito volano di tipo normale, come quello della figura 21A. Perciò il valore della capacità può essere determinato con il calcolo, in base al Q che dovrà avere il circuito in funzionamento e alla impedenza di carico che verrà riflessa sull'anodo dell'amplificatore in Classe C, entrambi noti. Oppure, in base alla fig. 20, potrà ricavarsi il valore effettivo di capacità supponendo un Q di 15.

Il ramo induttivo della rete a Π potrà essere considerato come costituito da due induttanze in serie, come illustrato in figura 23. La prima parte, L_1, di questa induttanza ha un valore tale da risonare con C_1 alla frequenza di lavoro, lo stesso valore cioè che si ha in un circuito volano di tipo normale. Però il valore effettivo dell' induttanza in questo ramo della rete a Π, L_{tot}, sarà maggiore di L_1, per gli usuali rapporti di trasformazione di impedenza. Per rapporti di trasformazione elevati, L_{tot} sarà soltanto lievemente maggiore di L_1; per un rapporto di trasformazione uguale ad 1, L_{tot} sarà il doppio di L_1. L'ammontare della induttanza che deve essere aggiunta ad L_1 per ripristinare la risonanza e mantenere il Q del circuito, può essere ottenuta usando l'espressione di X_{12} in figura 23.

La tensione di picco che risulta applicata al condensatore principale di accordo C_1 avrà lo stesso valore che avrebbe per un normale amplificatore in Classe C che funzioni alla stessa tensione anodica di quella effettivamente impiegata.

L'induttanza L_{tot} sarà del tipo intercambiabile, onde poterla sostituire a seconda delle gamme di frequenza di lavoro. Potrà altresì essere usata una in- valore di impedenza che deve essere alimentata. Se dalla rete a Π deve essere duttanza variabile di qualsiasi tipo. Se disponibile, potrà essere usata con ottimi risultati, una induttanza del tipo a cursore variabile, che presenta il vantaggio di poter essere regolata con continuità. Tali induttanze sono reperibili nelle apparecchiature militari residuate. Si potrà anche impiegare una induttanza con presa variabile, come quella usata nell'ART 13.

Però se sulle frequenze più basse si fa uso di una induttanza a cursore regolabile o a presa variabile, sarà conveniente, tutte le volte che si funziona su frequenze alte, disconnetterla e mettere al suo posto una induttanza di valore più piccolo, particolarmente progettata per l'uso nelle bande di frequenze più alte, per avere un buon Q.

La tensione di picco applicata sul condensatore di carico — o di uscita — C_2 è determinata dal livello di potenza e dal alimentata una linea coassiale a 50Ω, potranno essere soddisfacentemente impiegati condensatori variabili del tipo da radioricevitori, purchè il livello di potenza non superi, con modulazione sull'anodo, un Kilowatt. Si tenga presente che la tensione di picco applicata sul condensatore di uscita, risulta espressa da

$$E^2_{pk} = 2R_aW_o$$

nella quale E_{pk} è il valore della tensione di picco sul condensatore di uscita C_2, R_a è il valore del carico resistivo che la rete di adattamento deve alimentare e W_o è il massimo valore della potenza media di uscita dallo stadio.

L'attenuazione delle frequenze armoniche effettuata da una rete a Π è abbastanza buona. Tuttavia qualora si desideri una attenuazione delle frequenze armoniche che superi, in valore, i 100 db, (valore che corrisponde alla attenuazione normalmente prescritta) è necessario usare, esternamente alla rete di adattamento, un filtro passabasso.

L'attenuazione dei segnali a seconda armonica risulta, per una rete a Π avente un Q di 15, di circa 40 db. Tale attenuazione cresce a 45 db per un rapporto di trasformazione di 1/1 mentre diminuisce a circa 38 db per un salto di impedenza di 80/1, sempre supponendo un Q di 15 .

7-11 Oscillazioni parassite negli amplificatori a radiofrequenza

Le oscillazioni parassite sono oscillazioni nocive che possono avvenire negli amplificatori a radiofrequenza. Le frequenze di tali oscillazioni possono essere molto alte o anche molto basse. Comunque, tali oscillazioni avvengono su frequenze normalmente assai diverse da quelle di funzionamento dell'amplificatore a radiofrequenza. (Le auto-oscillazioni invece avvengono a frequenza molto prossima a quella sulla quale dovrebbe funzionare l'amplificatore).

Le oscillazioni parassite possono causare segnali spurii (che sono rilevabili spesso con un tono rauco) differenti dai normali segnali a frequenza armonica. Esse inoltre danno origine a disturbi, sotto forma di transitori, su ciascuna delle bande laterali dell'onda portante modulata, a colpi di manipolazione, a perforazioni o scariche nei dielettrici, ad instabilità o a rendimenti bassi e possono infine causare un prematuro esaurimento del tubo o addirittura la sua rottura.

In qualche caso esse possono diminuire di ampiezza, o addirittura cessare, durante i picchi di manipolazione telegrafica o di modulazione.

In qualche altro caso possono aumentare di ampiezza o addirittura formarsi durante le normali pause di modulazione e possono perdurare anche quando viene disinserita la tensione di eccitazione allo stadio.

Esse possono indifferentemente formarsi tanto in circuiti risonanti serie come in circuiti risonanti in derivazione, con circuiti effettuati in qualsiasi modo.

A causa della lunghezza dei collegamenti di neutralizzazione e della natura delle oscillazioni parassite, gli artifici introdotti negli amplificatori per eseguirne la neutralizzazione non hanno alcuna efficacia sullo smorzamento delle oscillazioni parassite.

Spesso, quando si effettua la manipolazione telegrafica sulla tensione anodica di uno stadio amplificatore finale, le oscillazioni parassite, pur esistendo, non saranno evidenti, ma esse si manifesteranno chiaramente se, contemporaneamente alla manipolazione sulla tensione anodica dello stadio finale, viene manipolata anche la tensione di eccitazione.

In molti casi, mediante un radioricevitore professionale a molte gamme di

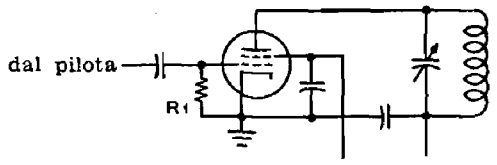


Figura 24.
POLARIZZAZIONE PER CORRENTE DI GRIGLIA

Il sistema di polarizzazione per corrente di griglia può venire usato in un amplificatore o in un moltiplicatore di frequenza. Nella alimentazione in derivazione si può fare a meno di usare una impedenza a radiofrequenza sul circuito di griglia del tubo, quando la resistenza di autopolarizzazione R_1 sia di valore molto alto (sempre superiore cioè a 20.000 Ω). Qualora si dovesse impiegare una resistenza di autopolarizzazione di valore più basso, occorrerà inserire fra la griglia del tubo e il terminale della resistenza di autopolarizzazione, una impedenza a radiofrequenza allo scopo di ridurre le perdite a radiofrequenza che sarebbero causate dalla resistenza di autopolarizzazione di griglia.

frequenza, potranno essere individuate le oscillazioni spurie aventi frequenza altissima, ma tale individuazione sarà generalmente laboriosa dato che le oscillazioni spurie possono avere frequenze anche di diverse centinaia di megahertz.

Mentre un segnale a frequenza armonica di quella di funzionamento di una stazione sarà sentito con una tonalità pura ed avrà una ampiezza minore rispetto alla fondamentale, i segnali dovuti ad oscillazioni parassite si manifestano quasi sempre con tonalità rauche e potranno avere ampiezze anche molto alte.

Normalmente le frequenze di tali oscillazioni parassite non sono in relazione alcuna con la frequenza del trasmettitore.

Oscillazioni parassite di frequenza bassa Nei circuiti alimentati in derivazione, se entrano in risonanza le impedenze a radiofrequenza di griglia e di anodo (che possono accoppiarsi fra loro attraverso la capacità interelettrodica del tubo), spesso avvengono oscillazioni parassite. Esse possono anche avvenire nel caso di alimentazioni in serie.

Queste oscillazioni parassite hanno generalmente una frequenza molto più bassa della frequenza di lavoro dello stadio e causeranno il sorgere di una altra onda portante, la cui frequenza potrà differire di poche decine o poche centinaia di Kilohertz dalla frequenza fondamentale del trasmettitore.

Un rimedio a questo inconveniente potrà essere quello di cambiare il tipo di alimentazione o nel circuito di griglia o nel circuito anodico, onde eliminare una delle due impedenze a radiofrequenza.

Un altro rimedio consiste nell'uso, nel circuito di griglia, di una impedenza a radiofrequenza avente una induttanza molto minore di quella della impedenza usata sul circuito anodico, oppure nel sostituire l'impedenza a radiofrequenza di griglia con una resistenza a filo, qualora la griglia sia alimentata in serie.

In uno stadio in classe C con polarizzazione negativa di griglia ottenuta per corrente di griglia, non è necessaria alcuna impedenza a radiofrequenza, se la polarizzazione viene inviata in serie al circuito accordato di griglia.

Spesso, nei circuiti in controfase, nascono oscillazioni parassite a frequenza bassa. In tali casi, i tubi — agli effetti delle oscillazioni parassite — risulteranno come fossero collegati in derivazione e quindi la neutralizzazione non ha più alcuna efficacia.

Per accertare se questa è la causa di un tale tipo di oscillazione, basterà col-

legare direttamente fra loro le griglie oppure gli anodi e vedere se l'oscillazione indesiderata rimane pressochè inalterata.

Tubi in derivazione fra loro Quando due o più tubi vengono collegati in derivazione fra loro, spesso nascono oscillazioni parassite, nei conduttori di collegamento dei tubi, aventi frequenze altissime. In tale eventualità i rimedi da provare sono: inserire resistenze di smorzamento non induttive, oppure soppressori di oscillazioni parassite, nel circuito di griglia; eseguire i collegamenti più corti possibile fra i corrispondenti elettrodi dei tubi; attuare i normali accorgimenti contro le oscillazioni parassite, che sono efficaci negli stadi ad un solo tubo.

Induttanze con prese intermedie Quando fra gli stadi si fa uso di accoppiamento capacitivo, particolarmente se uno degli stadi è accoppiato allo stadio precedente con un condensatore inserito su una presa effettuata sulla bobina di accordo dello stadio che lo precede, si possono venire a formare oscillazioni parassite, causate dalle risonanze multiple che possono avvenire su parti del circuito di accoppiamento. L'impiego di secondari di accoppiamento (link) impedirà il sorgere di tali oscillazioni e consentirà di eseguire le varie messe a punto degli stadi e dei loro accoppiamenti, senza pericolo di oscillazioni.

Può essere fonte di oscillazioni parassite anche l'impiego di un condensatore inserito su una presa intermedia di una bobina, che effettui l'espansione di gamma, oppure che abbia lo scopo di costituire un carico capacitivo su un circuito.

Tubi a molti elettrodi La tendenza di uno stadio a generare oscillazione parassite viene aggravata se in esso si impiegano tubi a molti elettrodi aventi quindi alta transconduttanza e alta sensibilità di potenza. Particolarmente i tetrodi a fascio presentano tale tendenza. In questi casi sarà particolarmente utile fare più corti e più efficaci possibile i circuiti di fuga a radiofrequenza posti fra gli elettrodi ausiliari e il filamento o catodo del tubo. Ciò sarà particolarmente necessario alle frequenze più alte, alle quali risultano normalmente più dannosi gli accoppiamenti interni del tubo.

Quando si lavora su frequenze altissime, l'uso di un condensatore di fuga, sulla griglia-schermo, avente un particolare valore può migliorare la schermatura interna del tubo senza causare nuove oscillazioni parassite. Questo particolare valore di capacità dovrà essere tale da risonare in serie, sulla frequenza di lavoro dell'amplificatore, con l'induttanza del collegamento di griglia-schermo, interno al tubo.

Oscillatori a quarzo Spesso gli oscillatori a quarzo sono sospettati di essere la fonte di oscillazioni parassite e spesso tale sospetto è fondato. Negli oscillatori a quarzo è quindi sempre consigliabile mettere in atto tutti gli accorgimenti che risultano efficaci negli amplificatori, al fine di eliminare in essi le oscillazioni parassite.

Soppressori di oscillazioni parassite Le oscillazioni parassite che più frequentemente avvengono, sono quelle a frequenza altissima. Fortunatamente esse possono venire impedi-

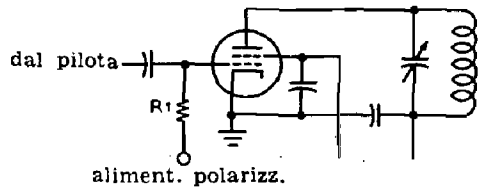


Figura 25.

POLARIZZAZIONE MISTA, COSTITUITA DA POLARZZAZIONE FISSA E AUTOPOLARIZZAZIONE PER CORRENTE DI GRIGLIA

La polarizzazione per corrente di griglia spesso viene usata congiuntamente ad una polarizzazione fissa fornita da un apposito alimentatore. Questo artificio consente di avere una polarizzazione di lavoro dipendente dal livello della eccitazione, però qualora dovesse venire a mancare l'eccitazione, le correnti del tubo saranno contenute entro valori ragionevoli e tali da non pregiudicare la vita del tubo. Qualora si volesse usare una resistenza di autopolarizzazione di griglia di valore basso, occorrerà inserire fra la griglia del tubo e il terminale della resistenza di autopolarizzazione, una impedenza a radiofrequenza, per lo stesso motivo che è stato detto a proposito della figura 24.

te in maniera agevole inserendo nel circuito di griglia o nel circuito anodico oppure in tutti e due i circuiti, appropriati soppressori di oscillazioni.

Provvedimenti antiparassitari I paragrafi precedenti danno alcune sommarie notizie circa le oscillazioni parassite. Però allo scopo di esser certi che un amplificatore lavori in maniera perfettamente stabile e che non abbia alcuna tendenza a generare oscillazioni parassite, è consigliabile seguire una procedura ordinata. Tale procedura sarà dettagliatamente descritta nel Capitolo 11°, a proposito della messa a punto dei trasmettitori e del loro carico. Seguendo tale procedura si potrà elimina-qualunque oscillazione parassita avente origine in uno stadio.

7-12 Polarizzazione negativa di griglia

Gli amplificatori a radiofrequenza richiedono diverse forme di polarizzazione negativa di griglia, a seconda del loro funzionamento. Praticamente tutti gli amplificatori a radiofrequenza funzionano in modo tale che la corrente anodica circoli sotto forma di impulsi brevi che abbiano una durata di una piccola frazione del ciclo a radiofrequenza.

Per ottenere ciò, quando la tensione di eccitazione è sinoidale, la polarizzazione negativa di griglia, con la quale il tubo lavora, dovrà essere almeno tale da interdire la corrente anodica.

Negli amplificatori a radiofrequenza in Classe C, per i quali sia richiesto un alto rendimento, la tensione effettiva di polarizzazione negativa di griglia dovrà essere varie volte maggiore di quella necessaria per l'interdizione della corrente anodica.

Questa tensione di polarizzazione di griglia corrispondente alla interdizione, alla quale frequentemente si fa riferimento, è quella alla quale la corrente anodica si annulla, quando la tensione anodica viene mantenuta al valore normale.

Il metodo per determinare con un semplice calcolo tale tensione è stato dato in precedenza in questo capitolo. Questo valore teorico di interdizione non corrisponde però ad un completo annullamento della corrente anodica, a causa della tendenza che hanno tutti i tubi, in prossimità al punto di interdizione, di presentare un μ variabile.

Polarizzazione negativa di griglia per amplificatori in classe C Gli amplificatori a radiofrequenza in Classe C modulati in ampiezza debbono essere fat-

ti lavorare con una tensione negativa di polarizzazione di griglia più che doppia rispetto alla polarizzazione di interdizione corrispondente alla normale tensione anodica di lavoro. In questo modo verrà assicurato che il tubo lavori su una tensione di polarizzazione ancora maggiore rispetto a quella di interdizione anche quando il valore istantaneo della tensione anodica viene raddoppiato, cioè sul picco della modulazione positiva.

Qualora uno stadio amplificatore in Classe C debba funzionare in modulazione di frequenza o in telegrafia con onda portante non modulata, la tensione di polarizzazione negativa di griglia potrà essere inferiore, in valore assoluto, a quella di interdizione purchè ci si accontenti di un modesto rendimento anodico e quando sia disponibile una scarsa eccitazione.

In un trasmettitore per telegrafia non modulata, l'alimentatore che fornisce la tensione di polarizzazione di griglia, oppure la resistenza di autopolarizzazione di griglia, dovranno essere regolati in maniera da ottenere la corrente di griglia normale, per qualunque valore di potenza di eccitazione a radiofrequenza disponibile. Regolando in tal modo la tensione di polarizzazione di griglia, si otterrà in un amplificatore a radiofrequenza con scarsa eccitazione, una potenza di uscita maggiore di quella che si otterrebbe se la griglia venisse polarizzata più negativamente e quindi se la corrente di griglia fosse minore del valore normale.

In ogni caso, la tensione di polarizzazione negativa di griglia con la quale un tubo lavora deve essere la più bassa (in valore assoluto) possibile cui corrisponda un risultato soddisfacente, poichè così facendo si ha una minore generazione di frequenze armoniche, le cui ampiezze invece crescono rapidamente quanto più negativa è la tensione di polarizzazione di griglia.

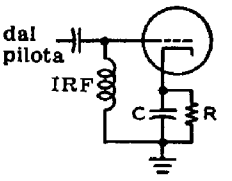


Figura 26.
STADIO A RADIOFREQUENZA CON POLARIZZAZIONE CATODICA
La polarizzazione catodica viene spesso vantaggiosamente impiegata negli stadi amplificatori a radiofrequenza funzionanti con eccitazione a radiofrequenza relativamente debole.

Polarizzazione per corrente di griglia

In un amplificatore a radiofrequenza in Classe C la tensione di polarizzazione negativa di griglia può essere ottenuta inserendo una resistenza nel circuito di griglia. Questa resistenza, che nella figura 24 è indicata con R_1, costituisce la via attraverso la quale fluisce la corrente continua del circuito di griglia.

La tensione di eccitazione a radiofrequenza, applicata al circuito di griglia del tubo, provocherà il sorgere di una corrente continua pulsante che passa attraverso il circuito di polarizzazione negativa di griglia. Poichè la griglia esercita una azione rettificatrice, si viene a formare, ai capi della resistenza R_1, attraverso la quale passa la corrente di griglia, una tensione. La griglia del tubo assumerà, per una breve frazione del ciclo a radiofrequenza, una tensione positiva e quindi, durante tale tempo, assorbirà elettroni emessi dal filamento o dal catodo del tubo. Questi elettroni

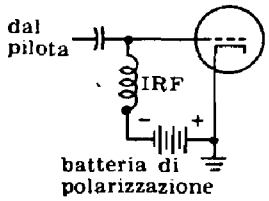


Figura 27.
STADIO A RADIOFREQUENZA CON POLARIZZAZIONE A BATTERIA
La polarizzazione a batteria è usata raramente a causa del deterioramento delle batterie provocato dalla corrente inversa di griglia. Però essa può essere impiegata in alcuni casi particolari. Nella maggioranza dei casi la tensione fissa per la polarizzazione negativa di griglia potrà essere fornita da un apposito alimentatore.

costituiscono il circuito di ritorno, a corrente continua, del circuito di griglia, mentre sulla resistenza del circuito di ritorno di griglia si viene a formare una tensione di polarizzazione negativa.

Il sistema di polarizzazione per corrente di griglia ha il pregio di autoregolarsi in maniera automatica, praticamente per qualunque valore della eccitazione a radiofrequenza.

Il valore della resistenza di autopolarizzazione di griglia dovrà essere tale che, quando alla griglia viene inviata la massima eccitazione a radiofrequenza disponibile, la corrente di griglia sia mantenuta sul suo valore normale.

Il sistema di polarizzazione per corrente di griglia non può essere impiegato quando un amplificatore debba essere modulato in griglia e neppure con gli amplificatori lineari, nei quali la corrente continua media di griglia varia continuamente in funzione della modulazione.

Polarizzazione di sicurezza La polarizzazione negativa di griglia ottenuta per corrente di griglia non fornisce, da sola, alcuna protezione contro eventuali eccessive correnti anodiche causate da guasti che possono avvenire nello stadio di eccitazione a radiofrequenza. Per avere una sufficiente sicurezza, occorrerà porre in serie con la resistestenza di autopolarizzazione di griglia, una batteria di polarizzazione come è indicato in figura 25. Questa polarizzazione fissa proteggerà il tubo qualora dovesse venire a mancare l'eccitazione a radiofrequenza di griglia.

I tubi « a polarizzazione di griglia nulla » non hanno bisogno di questa polarizzazione di sicurezza aggiunta alla polarizzazione per corrente di griglia, dato che la loro corrente anodica è già su un valore di sicurezza anche nel caso in cui dovesse cessare la eccitazione a radiofrequenza di griglia.

Polarizzazione catodica Per assicurare la polarizzazione automatica di un amplificatore potrà venire inserita, in serie al catodo, una resistenza un reoforo della quale verrà collegato al catodo, mentre l'altro reoforo andrà collegato a massa. Se il tubo è a riscaldamento diretto, la resistenza andrà collegata fra massa e presa centrale del secondario di accensione del filamento. La corrente anodica, passando attraverso questa resistenza, provocherà in essa una caduta di tensione che potrà essere applicata al circuito di griglia, col-

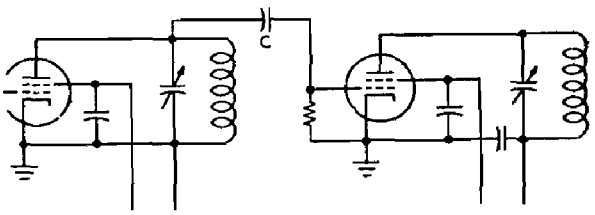


Figura 28.
ACCOPPIAMENTO CAPACITIVO FRA DUE STADI

legando il conduttore di ritorno della polarizzazione negativa di griglia, a massa oppure al terminale della resistenza R che va al negativo dell'alimentatore anodico, come in figura 26.

Tale terminale, che corrisponde al polo negativo della tensione anodica, si viene così a trovare, rispetto al catodo o al filamento, ad una tensione negativa uguale alla caduta di tensione provocata dalla corrente anodica sulla resistenza di polarizzazione catodica. Il valore della resistenza andrà perciò determinato in funzione della corrente anodica che passa attraverso la resistenza e della tensione negativa che si vuole applicare alla griglia per avere il tubo nelle giuste condizioni di lavoro.

Questo tipo di polarizzazione è usato negli amplificatori ad audio frequenza più che in quelli a radio frequenza.

Quando si calcola la potenza di alimentazione anodica applicata allo stadio amplificatore, va tenuto conto della caduta di tensione sulla resistenza di polarizzazione automatica, nel senso che tale caduta di tensione va sottratta dalla tensione anodica applicata allo stadio. Mentre per un amplificatore ad audiofrequenza il fatto di non tener conto

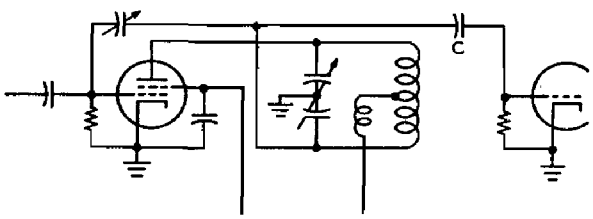


Figura 29.
ACCOPPIAMENTO CAPACITIVO BILANCIATO
L'accoppiamento capacitivo bilanciato spesso è utile quando si desideri usare una induttanza relativamente alta sul circuito accordato fra i due stadi oppure quando lo stadio eccitatore è neutralizzato, come è il caso della figura 29.

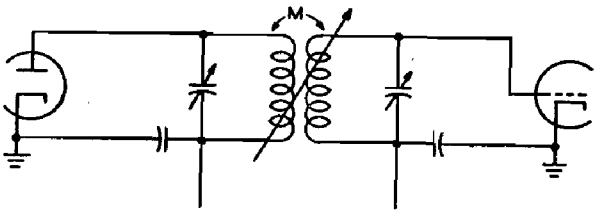


Figura 30.
ACCOPPIAMENTO INDUTTIVO FRA DUE STADI

della caduta di tensione sulla resistenza catodica non dà luogo ad errori estremamente importanti, negli amplificatori a radiofrequenza tale caduta di tensione, essendo molto maggiore, va senz'altro conteggiata sulla tensione anodica applicata allo stadio.

Gli amplificatori ad audiofrequenza in Classe A vanno polarizzati ad una tensione negativa di griglia eguale a circa metà della tensione di polarizzazione di interdizione, mentre gli amplificatori a radiofrequenza vanno polarizzati su una tensione negativa di griglia doppia rispetto a quella di interdizione, e anche più che doppia, per cui la caduta della tensione di alimentazione anodica lungo la resistenza di polarizzazione catodica può costituire una forte percentuale della totale tensione disponibile, specialmente quando si impieano tubi aventi un μ basso o medio.

Molto spesso negli amplificatori a radiofrequenza si fa uso di un sistema di polarizzazione misto, costituito cioè in parte da polarizzazione automatica mediante resistenza catodica e in parte da autopolarizzazione per corrente di griglia. La polarizzazione automatica andrà dimensionata in modo che, qualora venisse a cessare la eccitazione dello stadio, la corrente anodica risulti limitata ad un valore tale da poter essere sopportata dal tubo senza alcun pericolo.

Polarizzazione negativa di griglia fornita da un alimentatore separato

Spesso la tensione negativa di polarizzazione di griglia si usa ottenerla da un alimentatore esterno, come è indicato in figura 27. Per amplificatori a radiofrequenza con modulazione di griglia e per amplificatori lineari, che funzionano con bassi valori di corrente di griglia, potrà essere impiegata una batteria di polarizzazione con ottimi risultati, data la sua alta stabilità di tensione. Nel caso invece di amplificatori in Classe C, che funzionino con forti correnti di griglia, lo uso di una batteria di polarizzazione può non essere conveniente e per il rapido deterioramento della batteria e per le forti tensioni richieste. Il deterioramento è causato dall'effetto di carica che, sulla batteria, esegue la corrente continua di griglia: dopo pochi mesi di servizio le batterie divengono instabili, gonfie e danno origine a rumorosità.

Per tale motivo si fa comunemente uso di un alimentatore separato, connesso alla rete, e che sia in grado di fornire la necessaria tensione negativa di polarizzazione di griglia. La resistenza di carico, posta in derivazione sull'uscita del filtro dell'alimentatore, dovrà essere di valore sufficientemente basso in modo che le variazioni di corrente di griglia dell'amplificatore non apportino sensibili variazioni sul valore della tensione negativa sviluppata dall'alimentatore di polarizzazione.

In qualche caso si può fare uso di un alimentatore stabilizzato per la tensione negativa di polarizzazione di griglia, come quello descritto nel Capitolo 25°. Un tale tipo di alimentatore può essere usato sia con amplificatori ad audiofrequenza in Classe B, sia con amplificatori lineari a radiofrequenza in Classe B, nei quali è molto importante la stabilità della tensione erogata dall'alimentatore di polarizzazione negativa di griglia.

Per gli stadi amplificatori a radiofrequenza in Classe C la stabilità della tensione di polarizzazione non è così importante e può quindi essere usato un alimentatore realizzato con componenti di tipo più economico. In questo caso la tensione per la polarizzazione negativa di griglia dovrà essere regolata quando circola la normale corrente di griglia dato che, in tali condizioni viene aumentata considerevolmente la tensione di polarizzazione che si determina ai capi della resistenza di carico posta in derivazione sull'alimentatore di polarizzazione.

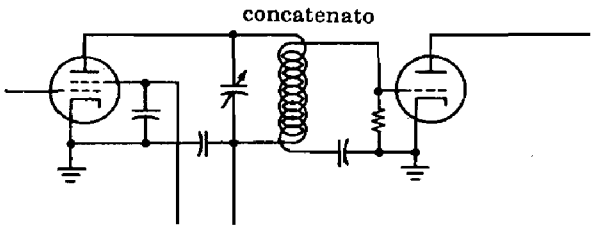


Figura 31.
ACCOPPIAMENTO INDUTTIVO UNITARIO
(o accoppiamento magnetico perfetto)
A causa dell'alto valore di accoppiamento fra le due bobine, un solo condensatore di sintonia accorda entrambi i circuiti. Questo dispositivo è spesso utile per eseguire l'accoppiamento fra uno stadio ad un solo polo caldo e uno stadio in controfase.

7-13 Accoppiamento fra due stadi

In un trasmettitore, l'energia viene normalmente trasferita da uno stadio all'altro a mezzo o di accoppiamento capacitivo o di accoppiamento induttivo o infine a mezzo di un secondario di accoppiamento (link). Quest'ultimo costi-

tuisce un tipo speciale di accoppiamento induttivo.

La scelta del tipo di accoppiamento da usare fra due stadi dipende dallo scopo per il quale viene usato tale accoppiamento.

Accoppiamento capacitivo Nella figura 28 è rappresentato uno stadio amplificatore o duplicatore di frequenza, accoppiato capacitivamente ad uno stadio pilota che lo preceda.

Il condensatore di accoppiamento C isola la tensione di alimentazione anodica dalla griglia dello stadio che segue e fornisce contemporaneamente una via di bassa impedenza alla energia a radiofrequenza che deve essere trasferita dallo stadio pilota allo stadio pilotato. Questo tipo di accoppiamento è semplice ed economico, quando usato in amplificatori di bassa potenza o su stadi eccitatori di trasmettitori ma, particolarmente per gli stadi ad alta potenza, presenta alcuni inconvenienti. Il collegamento di griglia di un amplificatore deve essere il più corto possibile, ma in pratica ciò è difficile da ottenere se lo stadio da pilotare è di forte potenza, mentre può essere più agevole da ottenere quando si tratti di stadio pilota accoppiato capacitivamente allo stadio che lo precede.

Inconvenienti dell'accoppiamento capacitivo Un inconveniente grave che ha l'accoppiamento capacitivo sta nelle difficoltà della messa a punto del carico sullo stadio pilota. La regolazione dell'impedenza può essere effettuata eseguendo, sulla bobina facente parte del circuito accordato anodico dello stadio pilota, una presa intermedia alla quale collegare un terminale del condensatore di accoppiamento. Accade però frequentemente, quando si attua questo tipo di accoppiamento che nello stadio pilotato prendono origine oscillazioni parassite.

Un altro grave inconveniente dell'accoppiamento capacitivo sta nel fatto che la capacità griglia-filamento del tubo pilotato viene a trovarsi direttamente derivata sul circuito accordato dello stadio pilota. Questo fatto spesso rende difficile la neutralizzazione dello stadio amplificatore a radiofrequenza e l'accresciuta capacità minima del circuito rende, nelle gamme di frequenza ultraelevate, estremamente piccole le induttanze, spesso al di sotto dei limiti ragionevoli.

Quest'ultima difficoltà può essere in parte eliminata se sul circuito anodico dello stadio pilota si fa uso di una bobina con presa centrale o di un condensatore variabile a sezioni suddivise e se l'accoppiamento capacitivo viene fatto sull'estremo della bobina opposto rispetto all'anodo. Con questo sistema la capacità anodo-filamento del tubo pilota viene ad essere inserita su metà del circuito accordato anodico, mentre la capacità griglia-filamento dello stadio pilotato risulterà inserita sull'altra metà del circuito accordato anodico. Questo tipo di collegamento è rappresentato in figura 29.

L'accoppiamento capacitivo può essere vantaggiosamente usato quando si desideri ridurre il numero totale dei circuiti accordati di un trasmettitore, risparmiando in tal modo spazio e denaro. Esso può altresì essere vantaggiosamente usato per pilotare stadi di amplifica-

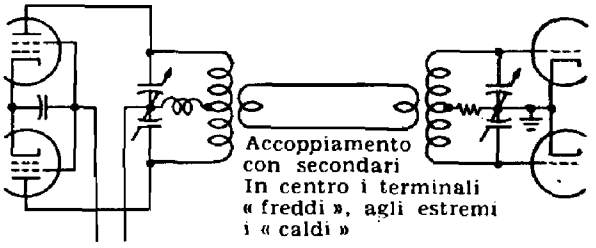


Figura 32.
ACCOPPIAMENTO FRA DUE STADI A MEZZO DI SECONDARI (« LINK »)

L'accoppiamento fra due stadi effettuato mediante secondari di accoppiamento o « Link » è usato assai frequentemente poichè i due stadi potranno essere posti a considerevole distanza l'uno dall'altro. Inoltre con tale tipo di accoppiamento, risulta assai agevole variare l'accoppiamento fra i due stadi. Infine, le capacità dei due stadi possono venire isolate in modo che risulti possibile impiegare, anche nelle gamme di frequenza altissime, forti valori di induttanza.

tori precedenti lo stadio finale di potenza e impieganti tetrodi a fascio e pentodi, o per pilotare stadi duplicatori di frequenza.

Accoppiamento induttivo Si ha accoppiamento induttivo quando due bobine sono accoppiate elettromagneticamente l'una all'altra. Il grado di accoppiamento può venire regolato variando la mutua induttanza delle bobine, ciò che si ottiene modificando la distanza oppure il parallelismo fra gli assi delle due bobine.

L'accoppiamento induttivo è estesamente impiegato per accoppiare fra loro gli amplificatori a radiofrequenza e a frequenza intermedia dei radioricevitori. Però i problemi meccanici relativi alla regolazione del grado di accoppiamento ne limitano la possibilità di applicazione sui trasmettitori. Con l'accoppiamento induttivo si può accordare o soltanto la bobina primaria o soltanto quella secondaria oppure possono essere accordate entrambe.

Accoppiamento magnetico perfetto Se si elimina il condensatore di accordo di griglia, come è fatto in figura 30, e se l'accoppiamento viene aumentato fino al massimo valore possibile, inserendo ogni spira di una bobina entro l'intervallo lasciato fra due spire adiacenti dell'altra bobina, si ottiene un circuito che, per quanto concerne la radiofrequenza, funziona come quello della figura 28, nel quale un solo circuito accordato serve come circuito volano per l'anodo dello stadio pilota e per la griglia dello stadio pilotato. Col fatto di aver rese così accoppiate le spire del primario e del secondario del circuito di figura 31, si ottiene lo scopo di isolare la tensione continua di alimentazione anodica dello stadio pilotato, mentre contemporaneamente l'avvolgimento secondario consente il passaggio della corrente continua di griglia.

Questo tipo di accoppiamento, illustrato in figura 31, è comunemente denominato « accoppiamento unitario » o « accoppiamento magnetico perfetto ».

Dato che i circuiti primario e secon-

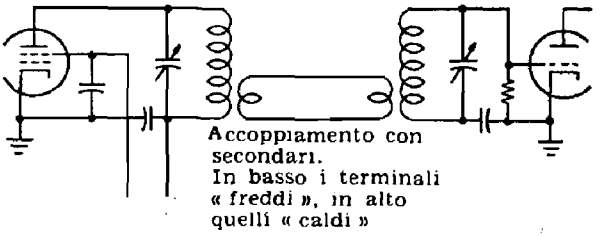


Figura 33.
ACCOPPIAMENTO CON SECONDARI (LINK) FRA STADI IN CONTROFASE

dario hanno una altissima induttanza mutua, entrambi tali circuiti verranno posti in risonanza mediante una sola capacità di accordo.

Secondari di accoppiamento Un tipo speciale di accoppiamento induttivo e che è ampiamente usato nei radiotrasmettitori, è quello denominato « accoppiamento con link » o « secondario di accoppiamento ». Con questo tipo di accoppiamento si ha che due circuiti accordati vengono accoppiati fra loro mediante una linea di trasmissione a radiofrequenza e a bassa impedenza. Ogni estremo della linea viene terminato su una o più spire di conduttore, avvolte attorno alle bobine che debbono venire accoppiate l'una all'altra. Queste spire dovranno essere accoppiate ad ogni circuito accordato, nel « punto nodale » ossia nel punto della bobina di accordo nel quale si abbia un potenziale a radiofrequenza nullo.

Per ridurre l'accoppiamento sulle frequenze armoniche, normalmente si usa eseguire il collegamento a massa di un lato del secondario di accoppiamento. Lo stesso artificio va usato quando si voglia ridurre al minimo l'accoppiamento capacitivo fra i due circuiti da accoppiare.

Per trasferire l'energia dall'uno all'altro secondario di accoppiamento si fa normalmente uso di una linea coassiale mentre, quando l'attenuazione delle frequenze armoniche non è molto importante, potrà farsi uso di una linea bifilare.

Nelle figure 32 e 33 sono illustrati alcuni tipici circuiti impieganti i secondari di accoppiamento.

Il sistema dei secondari di accoppiamento offre i seguenti vantaggi:

1) Esso elimina le prese intermedie sulle bobine dei circuiti accordati, alle quali andrebbe inserito l'accoppiamento.

2) Esso permette di usare tanto nel circuito accordato di griglia quanto nel circuito accordato anodico, le alimentazioni in serie, evitando in tal modo di dover impiegare impedenze a radiofrequenza per alimentare in derivazione i due suddetti circuiti.

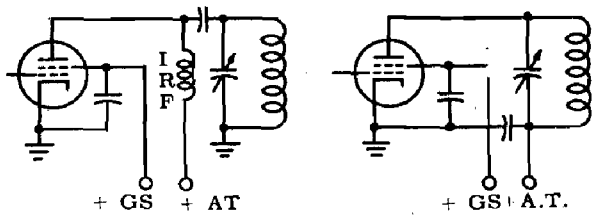
3) Esso consente di poter distanziare fra loro considerevolmente i vari stadi di un trasmettitore, senza apprezzabili perdite a radiofrequenza e senza corretti parassite sul telaio.

4) Esso riduce l'accoppiamento capacitico fra gli stadi e quindi rende più agevole la neutralizzazione ottenibile negli amplificatori a radiofrequenza.

5) Esso fornisce un adattamento semiautomatico di impedenza fra i circuiti accordati anodico e di griglia, con il risultato che può essere ottenuta una maggiore potenza di pilotaggio di griglia in confronto all'accoppiamento capacitivo.

6) Con esso si ha una effettiva riduzione nel grado di accoppiamento relativo all'energia a frequenza armonica.

La linea di trasmissione fra i secondari di accoppiamento, così come le stesse spire che costiuiscono tali secondari, potranno essere effettuate mediante filo per collegamenti da 1 mm. di diametro, nel caso si tratti di accoppiare stadi a bassa potenza. Per eseguire l'accoppiamento di stadi di più alta potenza sarà molto utile l'uso di una linea di trasmissione bifilare da 150Ω di impedenza e con questa le perdite saranno molto basse.



Anodo alimentato in derivazione Anodo alimentato in serie

Figura 34.
ALIMENTAZIONE ANODICA IN DERIVAZIONE E IN SERIE

L'alimentazione anodica in derivazione è conveniente dal punto di vista della sicurezza, poichè con essa il circuito accordato anodico risulta, agli affetti della tensione continua di alimentazione anodica, a potenziale nullo. Però è necessario impiegare una impedenza a radiofrequenza di alto valore e tale impedenza dovrà essere in grado di sopportare il picco di tensione a radiofrequenza sviluppata dal tubo. L'alimentazione anodica in serie elimina la necessità di usare impedenze a radiofrequenza di elevate caratteristiche, ma richiede l'uso di un condensatore di fuga di capacità relativamente alta sul terminale in basso del circuito accordato anodico. Questo condensatore sarà molto più costoso di quello usato per accoppiare l'anodo del tubo al terminale superiore del circuito accordato anodico, condensatore che invece potrà avere una capacità molto minore.

La trasmissione a mezzo di cavo coassiale è molto utile nel caso si tratti di stadi amplificatori di forte potenza e dovrà essere usata ogni qualvolta sia importante attenuare la radiazione su frequenze armoniche.

7-14 Impedenze a radiofrequenza

Le impedenze a radiofrequenza vengono impiegate allo scopo di bloccare il passaggio di energia a radiofrequenza mentre viene da esse consentito il passaggio di correnti continue o di correnti ad audiofrequenza.

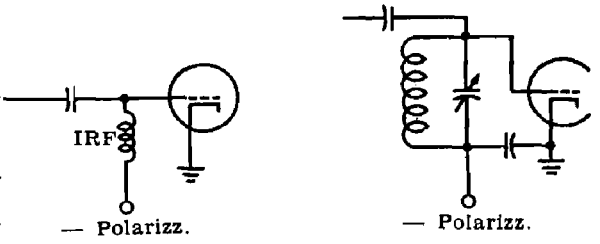
Esse sono costituite da induttanze formate avvolgendo un gran numero di spire, tanto a forma di un solo solenoide, quanto sotto forma di una serie di solenoidi. Esse possono altresì consistere in una unica bobina avvolta a nido d'ape o in una serie di bobine a nido d'ape.

Tali bobine sono costruite in modo da avere una forte induttanza e la minima capacità distribuita. Quest'ultima agisce ovviamente come una capacità posta in derivazione sulla impedenza a radiofrequenza.

Tuttavia la capacità distribuita, per quanto piccola, avrà sempre un certo valore che può entrare in risonanza con l'induttanza. La frequenza sulla quale avviene tale risonanza sarà normalmente molto più bassa della frequenza sulla quale il trasmettitore o il ricevitore debbono funzionere.

Quando un apparato debba poter funzionare su varie bande di frequenza, occorrerà progettare accuratamente le impedenze a radiofrequenza in modo che l'impedenza della bobina sia estremamente alta su tutte le bande di frequenza. Il valore di impedenza normalmente sarà di diverse centinaia di migliaia di Ohm.

La corrente continua che passa attraverso una impedenza a radiofrequenza determina il diametro del filo che dovrà



Alimentazione in derivazione per la polarizzazione Alimentazione in serie per la polarizzazione

Figura 35.
ALIMENTAZIONE DELLA POLARIZZAZIONE IN SERIE E IN DERIVAZIONE

essere usato nell'avvolgimento.

Ovviamente la induttanza che le impedenze a radiofrequenza, destinate a frequenze ultra-elevate, debbono avere è molto bassa in confronto alla induttanza delle impedenze a radiofrequenza destinate alle normali frequenze delle radio-audizioni circolari e a quelle impiegate negli apparati ad onde corte.

Una impedenza a radiofrequenza di induttanza molto alta avrà naturalmente una capacità distribuita molto maggiare di quella posseduta da una impedenza avente induttanza minore. Può quindi avvenire che, alle frequenze altissime, l'impedenza offerta da una induttanza bassa risulti in effetti maggiore di quella offerta da una induttanza molto più elevata.

Un'altra osservazione da fare consiste nella corrente continua che una impedenza a radiofrequenza deve essere in grado di sopportare e questa considerazione è altrettanto importante quanto la massima tensione a radiofrequenza che può essere applicata agli estremi della impedenza, affinchè non avvenga una scarica dentro di essa.

Entrambi tali dati dipendono dall'isolamento, dalla spaziatura fra le spire, dalla frequenza, dal numero delle bobine e loro spaziatura e da tanti altri fattori.

Alcune impedenze, progettate per avere un elevato valore di impedenza in un rango di frequenze estremamente ampio, sono in effetti costituite realmente da due impedenze: una impedenza per frequenze ultraelevate, in serie con una normale impedenza a radiofrequenza.

Una impedenza di questo tipo è polarizzata, cioè, affinchè essa possa adempiere alla sua funzione, occorre che al polo « caldo » del circuito venga connesso l'estremo della impedenza per frequenze ultraelevate.

Alimentazione in serie e in derivazione

I collegamenti per la corrente continua di griglia e di anodo possono essere disposti tanto l'uno quanto l'altro secondo il sistema di alimentazione in serie o secondo quello in derivazione. Le versioni semplificate di tale due tipi di alimentazione sono rappresentate dalle figure 34 e 35.

Può essere definito come sistema di alimentazione in serie quello nel quale la inserzione della tensione continua viene compiuta, nel circuito di griglia o nel circuito anodico, in un punto nel quale il potenziale a radiofrequenza è estremamente basso o addirittura teoricamente nullo.

Invece si ha alimentazione in derivazione tutte le volte che l'inserzione della tensione continua viene effettuata in un punto sotto tensione a radiofrequenza. Questo tipo di alimentazione richiede necessariamente una impedenza a radiofrequenza molto efficace e di costruzione particolarmente robusta onde evitare che venga danneggiata dalla potenza a radiofrequenza che si viene a localizzare tutta su di essa.

7-15 Circuiti con tubi in controfase e in derivezione

Il confronto fra le potenze di uscita a radiofrequenza ottenute con amplificatori realizzati con tubi in controfase o in derivazione, dà come risultato che la potenza nei due casi è la stessa, pur-

chè venga eseguito un corretto adeguamento di impedenza purchè l'eccitazione di griglia disponibile sia sufficiente per entrambi i casi e purchè la frequenza alla quale viene effettuata la misura sia sensibilmente più bassa della frequenza limite di impiego dei tubi.

Funzionamento in derivazione Il far funzionare i tubi in derivazione fra loro presenta alcuni vantaggi nei trasmettitori atti a lavorare su frequenze inferiori a 10MHz, particolarmente nel caso in cui vengano impiegati tetrodi o pentodi.

Infatti, quando due o più tubi funzionano in derivazione, sarà necessario impiegare un solo condensatore di neutralizzazione, invece dei due necessari quando i tubi funzionano in controfase.

Al di sopra di circa 10MHz e a seconda del tipo di tubi usati, far funzionare i tubi in derivazione è normalmente sconsigliabile, specialmente se i tubi sono triodi.

Invece il funzionamento in derivazione di tubi in uno stadio con griglia a massa oppure in stadi impieganti tetrodi a fascio darà spesso risultati eccellenti anche e soprattutto nel campo di frequenze ultraelevate.

Funzionamento in controfase Il collegamento in controfase realizza un circuito perfettamente bilanciato verso massa, per quanto concerne le varie capacità ad esso associate; inoltre il circuito potrà venire neutralizzato in maniera più completa, specialmente quando si tratti di amplificatori per frequenze alte.

Il rapporto L/C di un amplificatore in controfase può essere reso più alto di quello relativo ad un amplificatore con tubi in derivazione e neutralizzato sull'anodo.

Gli amplificatori in controfase, quando perfettamente bilanciati, hanno una uscita a seconda armonica minore rispetto agli amplificatori ad un solo tubo o con più tubi in derivazione fra loro, ma in pratica i nocivi accoppiamenti capacitivi fra i tubi di un controfase e gli sbilanciamenti dei circuiti annullano più o meno i vantaggi teorici di riduzione di armoniche che potrebbero aversi con i circuiti a radiofrequenza in controfase.

CAPITOLO OTTAVO

Modulazione di ampiezza

Se l'uscita di un trasmettitore ad onde persistenti viene, in un modo qualunque, fatta variare in ampiezza, mediante un segnale ad audiofrequenza oppure mediante una manipolazione telegrafica (per costituire i segnali del codice Morse), un ricevitore, sintonizzato sulla stessa frequenza sulla quale il trasmettitore irradia, fornirà un segnale acustico. Se il segnale ad audiofrequenza è costituito da una informazione di carattere vocale o musicale, il ricevitore renderà possibile ascoltare tale voce o tale musica, che in trasmissione è stata sovrapposta all'onda portante a radiofrequenza.

Si ha modulazione di ampiezza tutte le volte che sull'onda portante a radiofrequenza vengono sovrapposte informazioni, che possono essere voce, musica, immagini, che variino l'ampiezza dell'uscita di un trasmettitore.

La più semplice forma di modulazione in ampiezza è quella che si attua eseguendo la manipolazione telegrafica di un'onda persistente; la più complessa forma di modulazione è invece costituita dalla modulazione video nei trasmettitori televisivi.

I sistemi per eseguire la modulazione di ampiezza di un'onda portante in modo da farla corrispondere con forme di onda ad audiofrequenza anche complesse, quali la parola, la musica, etc., sono numerosi e questi vari sistemi verranno discussi ampiamente in questo capitolo.

Bande laterali La modulazione consiste essenzialmente in una mescolazione o combinazione di segnali, aventi frequenze molto differenti fra loro. Essa è stata ampiamente trattata in un capitolo precedente. Per trasmettere a radiofrequenza un segnale ad audiofrequenza, questo deve essere mescolato con l'onda portante a radiofrequenza in maniera tale da ottenere la conversione del segnale ad audiofrequenza in banda laterale a radiofrequenza. Durante la normale modulazione di ampiezza, l'ampiezza dell'onda portante a radiofrequenza non deve variare. Ciò a prima vista potrebbe quasi sembrare una contraddizione. Ed infatti, se si osserva in un oscilloscopio una tensione a radiofrequenza modulata, si vede che la ampiezza di tale tensione — quando si è a piena modulazione — va-

ria da zero al doppio del valore che aveva in assenza di modulazione. Questa immagine oscilloscopica non è però dovuta alla variazione dell'ampiezza dell'onda portante, che rimane invece costante, ma è dovuta alla sovrapposizione, sull'onda portante, delle due bande laterali che hanno origine durante il processo di modulazione. Poichè le ampiezze di tali bande laterali sono proporzionali all'ampiezza del segnale di modulazione, al variare di quest'ultimo varierà la forma del segnale osservato all'oscilloscopio.

Perchè tutto ciò possa essere verificato sperimentalmente, è necessario poter eseguire, con un ricevitore altamente selettivo, la ricezione tanto dell'onda portante da sola, quanto dell'una e dell'altra banda laterale. Se il ricevitore non consente di misurare separatamente le tre componenti del segnale modulato, ma invece le riceve tutte e tre insieme, la tensione che il suo misuratore di segnali indica varierà con la modulazione, dato che alla ampiezza costante dell'onda portante si aggiungono le due ampiezze, variabili con la modulazione delle due bande laterali.

Si supponga che un'onda portante, a frequenza di 5000 KH_z, venga modulata con una nota sinoidale avente la frequenza di 1000 H_z. Si otterranno due bande laterali: una sulla frequenza di 5001 KH_z (che è la somma delle due frequenze) e l'altra sulla frequenza di 4999 KH_z (differenza fra le due frequenze). La frequenza di queste due bande laterali è indipendente dalla ampiezza del segnale di modulazione, ma è determinata soltanto dalla frequenza del segnale di modulazione. (Ciò presuppone evidentemente che il trasmettitore sia nella caratteristica lineare di modulazione, cioè che non si moduli in eccesso).

Quando il segnale di modulazione è costituito contemporaneamente da molti segnali aventi frequenze diverse fra loro, come è il caso della modulazione effettuata con la voce umana o con la musica, vengono a formarsi, per ognuna di tali componenti ad audiofrequenza, due bande laterali (poste una da una parte e una dall'altra rispetto all'onda portante) e il segnale irradiato sarà costituito da tutta una banda di frequenze. L'ampiezza di banda, o il canale coperto, in tutto lo spettro di frequenze, da un normale segnale modulato in ampiezza ed avente entrambe le bande laterali, è doppia rispetto alla più alta frequenza contenuta nel segnale di modulazione. Per esempio, se la frequenza più alta contenuta nel segnale di modulazione è di 5000 H_z, la parte dello spettro di frequenze coperta dal segnale a radiofrequenza modulato si estende da 5000 H_z al disotto della frequenza dell'onda portante a 5000 H_z al disopra di tale frequenza.

Per ottenere una buona comprensibilità della parola è necessario che un sistema riproduca correttamente tutte le frequenze fino a 2500 H_z e preferibilmente fino a 3500 H_z. Se nel sistema ad audiofrequenza si inserisce un filtro che tagli tutte le frequenze superiori a circa 3000 H_z, la banda di frequenza impegnata dal trasmettitore radiofonico sarà larga 6 KH_z (3 KH_z al disotto e 3 KH_z al disopra dell'onda portante) e ciò non porterà ad alcuna pregiudizievole perdita di comprensibilità nella parola. Però se, successivamente al filtro, si generano armoniche o a causa di un

sovraccarico del modulatore o a causa di una sovramodulazione dell'onda portante, tali armoniche genereranno altre bande laterali, che rendono superiore a 6 KH_z la banda di frequenze impegnata dal trasmettitore.

8-1 Caratteristiche della modulazione

Nella figura 1 A è rappresentata una onda portante a radiofrequenza non modulata, come quella fornita nella trasmissione telegrafica ad onde persistenti non modulate, quando si mantiene abbassato il tasto. Nella figura 1 B è invece rappresentata un'onda sinoidale ad audiofrequenza. Quando queste due onde vengono combinate fra loro in uno stadio « mescolatore », si ottiene un'onda avente la forma delle figure 1 C o 1 D. Si noterà subito che quando una radiofrequenza viene modulata in ampiezza, si ottiene, come primo risultato, che ogni metà dell'onda portante differisce dalla corrispondente metà che la precede e da quella che la segue, sicchè, quando una onda portante è modulata, essa non ha mai una forma d'onda puramente sinoidale. Ciò val quanto dire che mediante la modulazione non si ha più un'onda portante avente una frequenza ben definita, bensì l'energia a radiofrequenza viene distribuita su tutta una gamma di frequenze in prossimità di quella dell'onda portante. Dall'esame delle figure 1 C e 1 D si vede anche che l'ampiezza media dell'onda portante modulata, ossia la media dei valori di picco delle singole onde a radiofrequenza, rimane la stessa tanto se viene effettuata la modulazione quanto senza alcuna modulazione. Ciò significa che se l'onda di

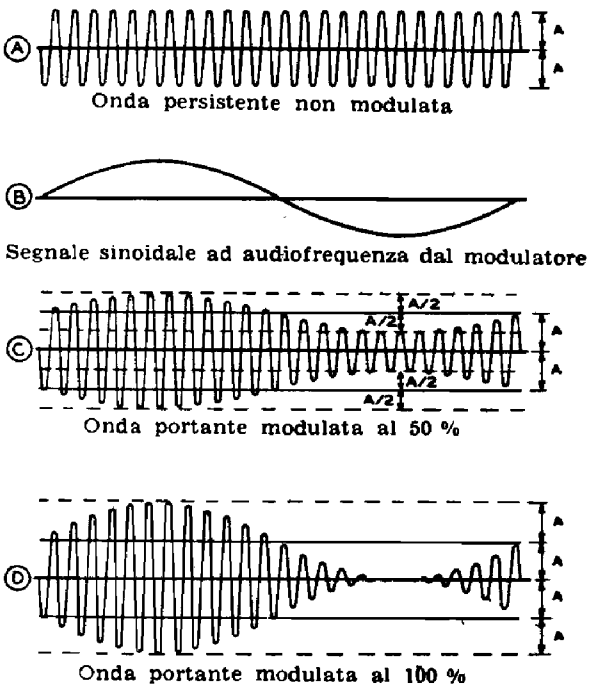


Figura 1.
ONDA PORTANTE MODULATA IN AMPIEZZA
Il disegno (A) in alto rappresenta un'onda portante non modulata. Il disegno (B) rappresenta l'uscita ad audiofrequenza del modulatore. Il disegno (C) mostra il segnale ad audiofrequenza impresso sull'onda portante ad una profondità di modulazione del 50 per cento; (D) mostra l'onda portante modulata in ampiezza al 100 per cento di profondità di modulazione.

modulazione è simmetrica, anche la modulazione è simmetrica, e che, per avere modulazione esente da distorsione, il valore massimo dell'inviluppo dell'onda modulata può essere tutt'al più il doppio dell'ampiezza dell'onda portante non modulata, dato che l'ampiezza minima dell'inviluppo dell'onda modulata non può scendere al disotto dello zero nella parte più bassa del ciclo dell'onda di modulazione.

La figura 1 D illustra la modulazione massima che è possibile ottenere senza introdurre distorsione, quando l'onda di modulazione è sinoidale. In essa si vede che il valore massimo dell'inviluppo

po dell'onda modulata è doppio rispetto alla ampiezza dell'onda portante non modulata e che la potenza istantanea a radiofrequenza varia da zero a quattro volte il valore della potenza corrispondente all'onda portante non modulata (dato che la potenza varia col quadrato della tensione).

Poichè il valore medio della tensione a radiofrequenza modulata, esteso ad un intero ciclo della funzione modulante, è lo stesso di quello corrispondente alla stessa onda portante non modulata, il valore medio della potenza cresce col crescere della modulazione. Se si integra la potenza a radiofrequenza sopra l'intero ciclo della funzione di modulazione, si troverà che, quando la profondità di modulazione è del 100 %, con modulazione sinoidale, la potenza media a radiofrequenza risulta incrementata del 50%. Questa potenza addizionale è costituita dalle bande laterali, poichè, come si è detto precedentemente, la potenza dell' onda portante non subisce alcuna variazione durante il processo di modulazione. Quindi, quando un'onda portante da 100W viene modulata con un'onda sinoidale ad una profondità del 100 per cento, la potenza totale a radiofrequenza diviene di 150W, dei quali 100W nell'onda portante e 25W in ciascuna delle due bande laterali.

Percentuale di modulazione Nella normale modulazione di ampiezza, fintanto che viene mantenuta la proporzione relativa fra le varie bande laterali, il segnale che sarà ricevuto e rivelato risulterà privo di distorsioni. Inoltre, quanto più alta è l'ampiezza media delle bande laterali tanto più ampio risulterà il segnale sviluppato dal ricevitore. Per questo motivo è consigliabile aumentare la percentuale di modulazione, ossia il grado di modulazione, fino a che i picchi massimi di modulazione raggiungano il valore corrispondente al 100 per cento. Se si aumenta oltre questo punto la modulazione, cioè se si tenta di avere modulazioni al disopra del 100 per cento, si viene ad introdurre una forte distorsione con conseguenti interferenze dannose sui segnali che stanno nei canali immediatamente vicini.

Misura della modulazione L'entità con la quale una onda portante viene modulata può essere espressa sia con il fattore di modulazione, che varia da zero ad uno, in corrispondenza della modulazione massima, sia con la percentuale di modulazione. La percentuale di modulazione è uguale a 100 volte il fattore di modulazione.

La figura 2 A rappresenta un'onda portante modulata con un segnale ad audiofrequenza sinoidale. Una rappresentazione come quella di figura 2 A può essere vista sullo schermo di un oscilloscopio a raggi catodici sulle cui placche deviatrici orizzontali sia applicata una tensione a denti di sega, mentre sulle placche deviatrici verticali viene applicata la tensione a radiofrequenza modulata. Sullo schermo oscillografico la onda portante senza modulazione apparirà come nella rappresentazione di figura 2 B. La percentuale di modulazione del picco positivo e la percentuale di modulazione del picco negativo potranno essere determinate separatamente in base a due immagini oscilloscopiche come quelle mostrate nelle figure 2 A e 2 B.

Il fattore di modulazione dei picchi positivi può essere determinato in base alla formula

$$M = \frac{E_{max} - E_{port}}{E_{port}}$$

Il fattore di modulazione dei picchi negativi può essere determinato in base alla seguente formula:

$$M = \frac{E_{port} - E_{min}}{E_{port}}$$

Nelle due formule riportate sopra, E_{max} è la massima ampiezza dell'onda portante in presenza di modulazione, mentre E_{min} è la minima ampiezza. E_{port} è l'ampiezza fondamentale dell'onda portante in assenza di modulazione.

Poichè la deflessione del pennello del tubo a raggi catodici è lineare rispetto alla tensione applicata alle placche deviatrici, le tensioni relative alle ampiezze E_{max}, E_{min} ed E_{port} possono essere determinate misurando le deflessioni così come appaiono sullo schermo, con un regolo graduato in millimetri.

La percentuale di modulazione della onda portante verrà calcolata moltiplicando, come si è già detto, per 100 il fattore di modulazione ottenuto con le formule sopra riportate.

Il sistema sopra descritto per la misura del fattore o della percentuale di modulazione presuppone che non vi sia alcuna *variazione di portante,* cioè che l'ampiezza dell'onda portante rimanga inalterata anche durante la modulazione.

Se la tensione di modulazione è simmetrica, come sarebbe un'onda sinoidale, e se nella esecuzione della modulazione non si ha introduzione alcuna di distorsioni, allora la percentuale di modulazione sarà la stessa sia in corrispondenza ai picchi positivi quanto in corrispondenza a quelli negativi. Però la distribuzione delle varie armoniche e le relazioni di fase fra di esse, nel caso in cui la tensione di modulazione sia costituita da forme d'onda vocali o musicali, faranno sì che la percentuale di modulazione in corrispondenza ai picchi di modulazione negativa sia maggiore di quella corrispondente ai picchi positivi, o viceversa.

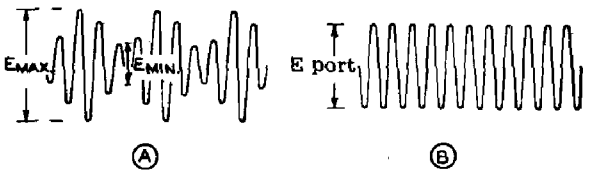


Figura 2.
DETERMINAZIONE GRAFICA DELLA PERCENTUALE DI MODULAZIONE
Nel testo è descritto il procedimento per determinare la percentuale di modulazione partendo dai punti indicati corrispondenti ai valori di picco positivo e negativo.

Quando, nell'indicare la percentuale di modulazione, non si fa menzione se si tratta di percentuale di modulazione positiva o negativa, si intende allora che si tratta della percentuale media di modulazione, intesa come media delle due percentuali di modulazione: quella positiva e quella negativa.

Attitudine alla modulazione

Per attitudine alla modulazione di un trasmettitore si intende la massima percentuale alla quale il trasmettitore può venire modulato, senza che vengano a generarsi bande laterali spurie nella sua uscita e senza che ab-

bia inizio una pregiudizievole distorsione della forma d'onda della modulazione. La massima attitudine alla modulazione, che un trasmettitore può avere in corrispondenza ai picchi negativi di modulazione, è del 100 per cento. La modulazione massima possibile che si può avere in molti trasmettitori è minore del 100 per cento, specialmente sui picchi positivi di modulazione.

La attitudine alla modulazione di un trasmettitore può essere limitata a causa di una insufficiente emissione del filamento dei tubi dello stadio finale a radiofrequenza o da una eccitazione insufficiente o da una polarizzazione negativa di griglia insufficiente, quando si tratti di uno stadio modulato sull'anodo. Può essere limitata anche da un carico avente resistenza alta, per tutti gli amplificatori di tensione a radiofrequenza modulata, o infine dalla eccessiva eccitazione in uno stadio con modulazione di griglia o in un amplificatore lineare in classe B.

In ogni caso, le norme prescrivono che nessun trasmettitore possa essere modulato al disopra della sua attitudine alla modulazione. Perciò è conveniente fare in modo che tale attitudine alla modulazione sia la più prossima possibile al 100 per cento, in modo che tutta la potenza in onda portante possa essere più efficacemente impiegata.

Asimmetria della forma d'onda della parola

La maniera con la quale viene generata la voce umana a mezzo delle corde vocali, dà origine ad una certa asimmetria della forma d'onda dei suoni vocali quando questi siano captati da un microfono di alta qualità. Ciò si manifesta particolarmente per la voce maschile ed inoltre per alcune voci maschili più che per le altre. Il risultato di tale asimmetria nella forma d'onda è che i picchi di tensione da una parte del valore medio dell'onda risulteranno considerevolmente maggiori, spesso due o tre volte più grandi, rispetto alla escursione della tensione dall'altra parte dell'asse medio. Il valore medio della tensione, esteso all'intero periodo dell'onda, evidentemente è nullo e perciò i valori medi dei due semiperiodi sono eguali in valore assoluto.

Come risultato della asimmetria nella forma d'onda della voce, si ha che vi è una polarità ottima per la tensione di modulazione, che deve essere osservata, se si vuole che venga mantenuta sul massimo possibile l'energia delle bande laterali, senza taglio dei picchi negativi di modulazione e quindi senza dar luogo alla generazione di « spurie » o « splatter » sui canali adiacenti.

Ponendo un commutatore a due vie — due posizioni per l'« inversione di fase » nei circuiti di entrata o di uscita di un qualunque trasformatore nel sistema amplificatore ad audiofrequenza, si otterrà che i picchi di modulazione verranno rivolti nella direzione cui compete la massima attitudine alla modulazione.

La polarità ottima potrà essere agevolmente determinata eseguendo l'ascolto mediante un radioricevitore selettivo accordato su una frequenza distante 30 o 50 KH_z rispetto all'onda portante del trasmettitore e manovrando il commutatore di inversione di fase in modo da ottenere la posizione cui corrisponda il minimo di « spurie di modulazione » quando il trasmettitore venga modula-

to piuttosto fortemente. Se si vuole, dopo aver effettuata tale determinazione, il commutatore potrà essere eliminato e sostituito con collegamenti permanenti, purchè non vengano più modificati il microfono e tutto l'amplificatore ad audiofrequenza.

Una determinazione ancora più sicura della giusta polarità di inserzione della forma d'onda ad audiofrequenza nel circuito di modulazione del trasmettitore potrà essere effettuata con l'osservazione, a mezzo di un oscilloscopio a raggi catodici, della forma d'onda della radiofrequenza modulata emessa da un trasmettitore radiofonico. Una piccola parte dell'energia a radiofrequenza del trasmettitore potrà essere inviata all'oscilloscopio a raggi catodici a mezzo di alcune spire di accoppiamento direttamente collegate alle placche deviatrici dell'oscilloscopio stesso, mentre l'escursione orizzontale del pennello catodico verrà effettuata a mezzo di un oscillatore a denti di sega, la cui frequenza sia compresa fra 30 e 70 cicli al secondo.

Con il segnale ad audiofrequenza proveniente dall'amplificatore per microfono, inserito con una certa polarità, verranno osservati i tagli di modulazione negativa, che saranno denotati da strisce luminose poste nel centro della zona di immagine oscilloscopica e corrispondenti ad intervalli di tempo piuttosto lunghi nei quali l'ampiezza dell'onda portante rimane nulla. Questi tagli di modulazione, in corrispondenza ad una certa polarità del segnale di modulazione si avvereranno ad un livello di modulazione più basso rispetto a quando la polarità del segnale di modulazione viene invertita. Ponendo allora il commutatore di inversione di fase nella posizione giusta, cui corrisponde il minimo numero di tagli di modulazione negativa, le punte di modulazione verranno rivolte nella direzione corrispondente alla modulazione positiva. Queste punte del segnale di modulazione normalmente vengono poi tagliate nel circuito anodico del modulatore quando oltrepassano un determinato valore corrispondente ad un livello di modulazione prestabilito.

L'uso di una corretta polarità della onda ad audiofrequenza di modulazione di un trasmettitore porterà ad un aumento (approssimativamente al doppio) della potenza ad audiofrequenza che può essere imposta sull'onda portante di un trasmettitore modulato in ampiezza, a parità di spruzzi di modulazione sulle bande laterali.

Alla fine di questo capitolo, e cioè nella sezione 8-5, verranno descritti i sistemi più efficaci per aumentare la potenza ad audiofrequenza imposta sull'onda portante di un trasmettitore con modulazione di ampiezza per funzionamento in fonia.

Trasmissione a singola banda laterale

Poichè in ognuna delle due bande laterali associate in una onda portante modulata è contenuta la stessa informazione, non è necessario trasmettere entrambe le bande laterali che, come si è detto, sono poste da una parte e dall'altra rispetto all'onda portante.

Inoltre, siccome l'onda portante è un'onda a radiofrequenza di ampiezza costante e quindi non contribuisce in alcun modo alla trasmissione della informazione, anche l'onda portante potrà venire eliminata, purchè nel radioricevitore venga inserita un'onda por-

tante generata da un apposito oscillatore posto nello stesso ricevitore.

Quando viene soppressa l'onda portante e vengono trasmesse entrambe le bande laterali, è necessario nel ricevitore inserire un'onda portante generata localmente e che abbia *esattamente* la stessa frequenza e fase dell'onda portante che è stata soppressa nel trasmettitore. Per tale motivo, data la difficoltà di attuare quanto sopra, il sistema di trasmettere le due bande laterali sopprimendo l'onda portante ha scarsa applicazione pratica.

Quando l'onda portante è soppressa e viene trasmessa solo una banda laterale, che potrà essere indifferentemente quella superiore o quella inferiore, si otterrà nel ricevitore un segnale pienamente comprensibile anche se l'onda portante localmente generata differisce di alcuni hertz dalla frequenza dell'onda portante che in trasmissione è stata soppressa. Il sistema di radiocomunicazioni che utilizza soltanto un gruppo di bande laterali e con onda portante soppressa, viene denominato « sistema a singola banda laterale ». Tale sistema è ampiamente usato per comunicazioni radio di carattere commerciale fra punti fissi ed è altresì usato per utilizzare più intensamente le bande assegnate alle radio-comunicazioni dilettantistiche. I due vantaggi più grandi che il sistema a singola banda laterale presenta, sono:

1) Guadagno di potenza di circa 9 db (corrispondente cioè ad un aumento di circa 8 volte) derivante dal fatto che tutta la potenza disponibile viene adibita a trasmettere l'informazione sulle frequenze di banda laterale invece che disperderne la massima parte nella trasmissione dell'onda portante.
2) Eliminazione dell'affievolimento selettivo e della conseguente distorsione che normalmente avviene con gli usuali sistemi di trasmissione a doppia banda laterale e che è dovuta all'affievolimento dell'onda portante mentre le bande laterali rimangono invariate, oppure ad un diverso grado di affievolimento di una banda laterale rispetto all'altra.

SISTEMI DI MODULAZIONE DI AMPIEZZA

Vi sono molti sistemi per eseguire la modulazione di ampiezza di un'onda portante, ma la maggior parte di essi possono essere raggruppati in tre tipi generali:

1) Sistemi a rendimento variabile, nei quali la potenza media di alimentazione allo stadio rimane costante con o senza modulazione e nei quali la modulazione viene ottenuta variando il rendimento dello stadio a seconda del segnale di modulazione.
2) Sistemi a rendimento costante, nei quali la potenza di alimentazione anodica dello stadio viene variata mediante una fonte esterna di energia che effettua la modulazione.
3) Sistemi cosiddetti ad alto rendimento, nei quali viene aumentata la complessità dei circuiti allo scopo

di ottenere nello stadio modulato un alto rendimento del circuito anodico senza che sia necessario un modulatore esterno di forte potenza.

I vari sistemi appartenenti a tali tre tipi principali hanno caratteristiche particolari tali da rendere preferibile l'impiego di un sistema o di un altro a seconda dei vari casi.

8-2 Modulazione a rendimento variabile

Poichè in uno stadio che impiega la modulazione a rendimento variabile, la potenza di alimentazione anodica media rimane costante, e poichè la potenza media di uscita dallo stadio varia al variare della modulazione, un aumento della potenza media di uscita dallo stadio potrà ottenersi aumentando la dissipazione anodica dello stadio stesso. Perciò, per ottenere il migliore compromesso possibile fra costo del tubo e potenza di uscita, i tubi impiegati con questo tipo di modulazione debbono avere, a parità di costo, la massima dissipazione anodica possibile.

Il rendimento anodico di questi amplificatori si raddoppia quando si passa dalla condizione di assenza di modulazione al picco del ciclo di modulazione. Quindi il rendimento, in assenza di modulazione, di un amplificatore di questo tipo sarà inferiore al 45 per cento, dato che il rendimento massimo ottenibile in corrispondenza ai picchi di modulazione non potrà mai essere superiore al 90 per cento. Poichè, in alcuni tipi di amplificatori, il rendimento massimo non potrà essere superiore al 60 per cento, il rendimento di questi stessi amplificatori in assenza di modulazione si aggirerà su un valore del 30 per cento circa.

Supponendo che un amplificatore abbia un rendimento massimo del 70 per cento, i dati che seguono forniscono un'idea di come funziona uno stadio ideale modulato a rendimento variabile con una modulazione al 100 per cento, con segnale di modulazione sinoidale. Occorre tener ben presente che la tensione anodica è supposta permanentemente costante, anche durante i picchi di modulazione.

Potenza di alimentazione anodica senza modulazione . .	100 W
Potenza di uscita in assenza di modulazione	35 W
Rendimento in assenza di modulazione	35 %
Potenza di alimentazione anodica in corrispondenza ai picchi positivi di modulazione al 100 % (corrente anodica doppia)	200 W
Rendimento sul picco positivo di modulazione al 100 per cento	70 %
Potenza di uscita sul picco positivo di modulazione al 100 per cento	140 W
Potenza di alimentazione anodica in corrispondenza ai picchi negativi di modulazione al 100 %	0 W
Rendimento in corrispondenza ai picchi negativi di modulazione al 100 %	0 %
Potenza di uscita in corrispondenza ai picchi negativi di mozione al 100 %	0 W
Potenza di alimentazione anodica media con modulazione	

al 100 % . . . . . 100 W

Potenza di uscita media con modulazione al 100 % (35 W sull'onda portante e 17,5 W sulle bande laterali) . . . . 52,5 W

Rendimento medio con modulazione al 100 % . . . 52,5 %

Sistemi di modulazione a rendimento variabile Vi sono molti sistemi di modulazione a rendimento variabile, ma tutti hanno la limitazione detta nel paragrafo precedente e cioè che l'ampiezza dell'onda portante deve rimanere costante tanto durante la modulazione quanto in assenza di modulazione; il rendimento a livello dell'onda portante non dovrà essere maggiore di metà del rendimento in corrispondenza al picco di modulazione, se lo stadio dovrà poter essere modulato con una profondità del 100 per cento.

L'esempio classico di modulazione a rendimento variabile è dato dagli amplificatori lineari a radiofrequenza in classe B, che verranno esaminati fra poco.

Le altre tre forme più comuni di modulazione a rendimento sono: la modulazione sulla griglia controllo; la modulazione sulla griglia schermo e la modulazione sulla griglia di soppressione. In ogni caso, incluso anche l'amplificatore lineare in classe B, è comune il fatto che la modulazione, oppure il segnale modulato, viene applicata ad un elettrodo di controllo del tubo.

Amplificatore lineare in classe B L'amplificatore lineare in classe B è il più semplice ed il più pratico tipo di amplificatore adatto a segnali modulati in ampiezza oppure a segnali a singola banda laterale.

Esso presenta lo svantaggio che l'eccitazione, la polarizzazione negativa di griglia e il carico debbono essere accuratamente regolati, se si vuole conservarne la linearità. Inoltre il circuito di griglia del tubo, nella normale attuazione nella quale si ha corrente di griglia solo in corrispondenza ai picchi di modulazione, costituisce per il circuito eccitatore un carico la cui impedenza è ampiamente variabile. Perciò è necessario includere una specie di resistenza di smorzamento, che ha lo scopo di ridurre l'effetto delle variazioni di impedenza di griglia al variare della modulazione. Se in derivazione al circuito accordato di griglia non si pone una tale resistenza di smorzamento, oppure se essa è di valore troppo elevato, i picchi positivi di modulazione del segnale di entrata modulato tenderanno a venire appiattiti, con conseguente distorsione dell'onda che dovrà essere amplificata.

L'amplificatore lineare in Classe B in passato è stato molto usato nei trasmettitori per radioaudizioni circolari, ma recentemente è divenuto di uso ancora più generale nel campo delle onde corte per due sostanziali ragioni: (a) l'amplificatore lineare in classe B costituisce un eccellente mezzo per aumentare la potenza di uscita di un trasmettitore a singola banda laterale, perchè il rendimento anodico a pieno segnale raggiunge quasi il 70 per cento, mentre in assenza di modulazione la potenza di alimentazione anodica dello stadio si riduce ad un valore relativamente basso; (b) l'amplificatore lineare in classe B fornisce, in uscita, armoniche relativamente basse, dato che la polarizzazione

negativa di griglia dello stadio normalmente è leggermente minore del valore cui corrisponde, in assenza di eccitazione, l'interdizione della corrente anodica dello stadio stesso.

Poichè l'amplificatore lineare in classe B viene polarizzato sulla soglia dell'interdizione in assenza di eccitazione (la polarizzazione negativa di griglia di interdizione è, per un triodo, approssimativamente uguale alla tensione anodica divisa per il coefficiente di amplificazione, mentre è uguale alla tensione di griglia schermo divisa per il coefficiene di amplificazione sulla griglia schermo, per tetrodi o pentodi), la corrente anodica scorrerà sostanzialmente per un angolo di circolazione di 180 gradi. A causa dell'angolo, relativamente grande, di circolazione di corrente anodica, il valore massimo che teoricamente potrà essere raggiunto dal rendimento anodico e limitato al 78.5 per cento, mentre il valore normalmente ottenibile per tale rendimento si aggirerà dal 65 al 70 per cento. Con tali rendimenti anodici l'uscita su frequenze armoniche risulterà bassa.

La potenza di uscita ad onda portante, fornita da un amplificatore lineare in classe B per un segnale modulato in ampiezza con il 100 per cento di profondità di modulazione, è circa metà del valore della dissipazione anodica stabilita per lo stadio, quando l'amplificatore funziona nelle migliori condizioni possibili. La potenza di picco fornita da un amplificatore lineare in classe B e che rappresenta l'uscita con segnale massimo di un amplificatore a singola banda laterale oppure il picco di uscita con un segnale modulato in ampiezza al 100 per cento di profondità di modulazione, è circa il doppio del valore della dissipazione anodica del tubo impiegato nello stadio. Quindi la potenza di alimentazione anodica per un amplificatore lineare in classe B sul livello dell'onda portante sarà circa 1,5 volte la dissipazione anodica dello stadio.

Il circuito fondamentale di un amplificatore lineare in classe B è lo stesso di quello di uno stadio normale ad un solo polo caldo o in controfase, nel quale siano usati rispettivamente triodi o tetrodi a fascio elettronico. Però, come si detto avanti, in derivazione sul circuito accordato di griglia dello stadio dovrà essere montata una resistenza di smorzamento, se le condizioni di funzionamento del tubo sono tali che in corrispondenza ai picchi di modulazione circolino apprezzabili correnti di griglia. Inoltre lo stadio dovrà essere alimentato, come tensione di polarizzazione negativa di griglia, con un alimentatore che dia una tensione fissa. A questo scopo occorrerà prevedere un regolare alimentatore che fornisca tale tensione.

Messa a punto dell'amplificatore lineare in classe B

Quando la polarizzazione negativa di griglia sia regolata al suo giusto valore e quando siano stati messi in atto gli accorgimenti necessari per variare la tensione di eccitazione dello stadio e il carico del circuito anodico, potrà venire applicato al circuito di griglia dell'amplificatore in Classe B un segnale a piena modulazione. Allora, accoppiando un oscilloscopio a raggi catodici al circuito di uscita dello stadio, potranno venire variati tanto l'eccitazione quanto il carico finchè la corrente di alimentazione anodica avrà raggiunto il suo normale

valore e finchè l'inviluppo del segnale di uscita costituisca una buona riproduzione del segnale di ingresso applicato allo stadio.

Per attuare la messa a punto normalmente si procederà per approssimazioni successive, fino a che non si siano raggiunte le condizioni possibili. Dopo di ciò si dovrà disinserire la modulazione applicata al segnale di entrata, per esaminare la linearità. Quando si disinserisce la modulazione, ammesso che precedentemente il segnale era modulato in ampiezza al 100 per cento, la potenza di alimentazione anodica dello stadio dovrà rimanere costante e il segnale di uscita a radiofrequenza, che sarà ora costituito dalla sola onda portante, dovrà risultare metà del segnale che si aveva nel picco di modulazione positiva.

Modulazione di griglia in amplificatori in classe C

La modulazione eseguita sulla polarizzazione negativa della griglia-controllo di un amplificatore a radiofrequenza in classe C costituisce un sistema molto diffuso di modulazione a rendimento variabile. Con questo tipo di modulazione si ha una distorsione leggermente più alta di quella ottenibile con un amplificatore lineare in Classe B funzionante in maniera corretta; però il rendimento risulterà maggiore e la distorsione stessa potrà essere contenuta entro limiti tollerabili per applicazioni di carattere professionale.

Se si vuole ottenere la massima potenza di uscita da amplificatori in Classe C modulati in griglia, è necessario che la tensione anodica dello stadio modulato sia la più alta possibile. Normalmente la tensione anodica verrà stabilita su un valore del 50 per cento più alto di quella cui corrisponde la potenza di uscita massima, in caso di modulazione anodica, e che è riportata nei dati caratteristici dei tubi.

La potenza necessaria per l'eccitazione di un amplificatore a radiofrequenza con modulazione sulla griglia controllo, con lo stadio funzionante con la tensione anodica suddetta, è alquanto maggiore di quanto sarebbe necessario per un funzionamento con più basse tensioni di polarizzazione negativa di griglia e di tensione anodica, ma il conseguibile aumento della potenza di uscita ripaga ampiamente questa maggiore potenza di eccitazione. Si consideri inoltre che, se lo stesso stadio venisse fatto funzionare come amplificatore a radiofrequenza in Classe C modulato sull'anodo, sarebbe necessaria almeno una volta e mezza della potenza di eccitazione richiesta per lo stesso amplificatore modulato sulla griglia controllo.

La resistenza R posta in derivazione sul circuito accordato di griglia dello stadio, serve come resistenza di smorzamento e cioè a stabilizzare la tensione di pilotaggio a radiofrequenza. Almeno il 50 per cento della potenza a radiofrequenza fornita dallo stadio eccitatore dovrà essere dissipata su tale resistenza, in assenza di modulazione.

La potenza ad audiofrequenza necessaria per eseguire la modulazione, al 100 per cento di profondità, di uno stadio amplificatore in Classe C, è relativamente molto bassa: un amplificatore ad audiofrequenza che possa erogare 20 W di potenza di uscita potrà essere sufficiente a modulare un amplificatore a radiofrequenza da un Kilowatt di potenza assorbita per l'alimentazione ano-

dica. Naturalmente per stadi a radiofrequenza aventi potenze di alimentazione minori, la potenza ad audiofrequenza di modulazione sarà proporzionalmente più bassa. Però in ogni caso l'amplificatore ad audiofrequenza da usare come modulatore di griglia dovrà impiegare triodi a bassa resistenza anodica, come ad esempio il tipo 2A3; dovrà impiegare inoltre circuiti di controreazione fra lo stadio finale di uscita e uno degli stadi precedenti nell' amplificatore ad audiofrequenza e infine occorrerà che in derivazione sul secondario del trasformatore di modulazione venga posta una resistenza di carico, di adeguato valore. Questo accorgimento, col quale si viene ad avere una impedenza di pilotaggio bassa sul modulatore di griglia, serve ad assicurare allo stadio modulato una tensione di modulazione sufficientemente costante. Poichè l'impedenza di griglia dello stadio modulato varia fortemente nei vari punti del ciclo ad audiofrequenza, se si vuole una modulazione esente da distorsione anche quando si modula in prossimità del 100 per cento, occorre che tanto il pilotaggio ad audiofrequenza quanto quello a radiofrequenza dello stadio modulato in griglia avvengano a tensioni più che possibile costanti.

Nella figura 3 sono rappresentati due circuiti atti ad eseguire la modulazione sulla tensione di polarizzazione negativa di griglia. Nella figura 3 (A) è rappresentato il sistema tradizionale, nel quale viene utilizzato un alimentatore stabilizzato per la tensione di polarizzazione negativa di griglia ed un amplificatore separato ad audiofrequenza come modulatore sulla polarizzazione della griglia-controllo. Questo circuito ha un funzionamento pienamente soddisfacente e dà risultati eccellenti.

Il circuito rappresentato nella figura 3 (B) è alquanto più semplice di quello della figura 3 (A), perchè lo stadio modulatore separato adempie contemporaneamente anche la funzione di stabilizzatore per la tensione di polarizzazione di griglia dello stadio modulatore. Queste due funzioni sono affidate ad un triodo tipo 6B4G. Questo triodo stabilizzatore e modulatore funziona come tubo ad uscita catodica. La tensione media continua sulla griglia-controllo è regolata con un potenziometro a filo da 70.000 Ω e con esso si esegue la messa a punto della tensione di polarizzazione negativa di griglia dello stadio modulato. Inoltre, poichè la tensione ad audiofrequenza è applicata alla griglia controllo del tubo stabilizzatore-regolatore, la tensione di catodo di tale tubo seguirà la tensione ad audiofrequenza applicata alla griglia controllo, sicchè in definitiva l'audiofrequenza viene a sovrapporsi alla tensione media di polarizzazione di griglia, effettuando in tal modo la modulazione sulla tensione negativa di polarizzazione di griglia dello stadio amplificatore a radiofrequenza.

La tensione ad audiofrequenza applicata alla griglia del tubo 6B4G dovrà avere un valore di picco approssimativamente uguale alla tensione di polarizzazione negativa di griglia, se si vuole effettuare la modulazione dello stadio.

Questa tensione sarà normalmente compresa fra 50 e 200 V. di valor massimo (di picco).

Si tenga presente che un normale stadio amplificatore ad audiofrequenza impiegante un tubo 6SJ7, può fornire in uscita una tensione avente un valore di

picco di circa 100 V. Qualora fosse necessaria una tensione più alta, potrà venire impiegato un tubo tipo 6J5, accoppiato alla griglia controllo del tubo 6B4G tramite un trasformatore con rapporto adeguato.

Il rendimento dello stadio modulato, in assenza di modulazione, potrà raggiungere il 40 per cento anche quando tale stadio sia stato messo a punto per ottenere una modulazione al 100 per cento di profondità e sostanzialmente esente da distorsione, naturalmente purchè l'accoppiamento di antenna sia moderatamente più stretto del valore normale.

Se invece l'accoppiamento di antenna viene reso man mano più lasco, rispetto alla condizione suddetta, aumentando contemporaneamente l'eccitazione in maniera che lo stadio assorba sempre la stessa potenza di alimentazione anodica, potrà ottenersi un rendimento anche del 50 per cento, e lo stadio sarà in condizione di poter essere modulato ad una profondità del 90 per cento con distorsione tollerabile.

Accordo di uno stadio modulato sulla polarizzazione negativa di griglia

Dall'esame delle figure 3 (A) e 3 (B) risulta evidente che in entrambi i casi è stato incorporato, come facente parte integrante del circuito, un tipo particolare di alimentatore per la tensione negativa di polarizzazione di griglia dello stadio modulato di griglia. Ciò è stato fatto appositamente per sottolineare che, per un buon funzionamento di un tale amplificatore, è necessario un particolare alimentatore che fornisca la tensione negativa di polarizzazione di griglia.

L'alimentatore della figura 3 (A) ha una stabilità veramente ottima fino a che la corrente di griglia dello stadio modulato non oltrepassi i 75 mA, che costituiscono il massimo ottenibile da un solo tubo tipo 2A3, e la tensione di uscita può venire variata da zero a circa 700 V. Inoltre questo tipo di alimentatore può venir costruito in maniera molto economica.

Il procedimento da seguire per effettuare, con buoni risultati, l'accordo di uno stadio amplificatore in Classe C con modulazione sulla griglia controllo è il seguente. Anzitutto l'amplificatore dovrà essere neutralizzato e dovrà essere eliminata qualsiasi tendenza a generare oscillazioni parassite per qualsiasi condizione di funzionamento.

Successivamente si dovrà eseguire l'accoppiamento dell'antenna al circuito anodico; la tensione di polarizzazione negativa di griglia dovrà essere spinta al massimo valore assoluto disponibile; dopo di ciò verranno applicate la tensione anodica e la tensione di eccitazione dello stadio.

Ora si dovrà ridurre la tensione di polarizzazione negativa di griglia (in valore assoluto) fintanto che nel circuito anodico non circoli la corrente di valore prescritto. Contemporaneamente verrà regolata la tensione ad audiofrequenza di modulazione e la si regolerà man mano in modo da mantenersi su una modulazione di circa l' 80 per cento. Se, applicando e distaccando la modulazione, si vede che la corrente anodica fa un balzo in su nel momento in cui la modulazione viene applicata, allora occorrerà ridurre la tensione di polarizzazione negativa di griglia; se invece la corrente facesse un balzo in giù, allora oc-

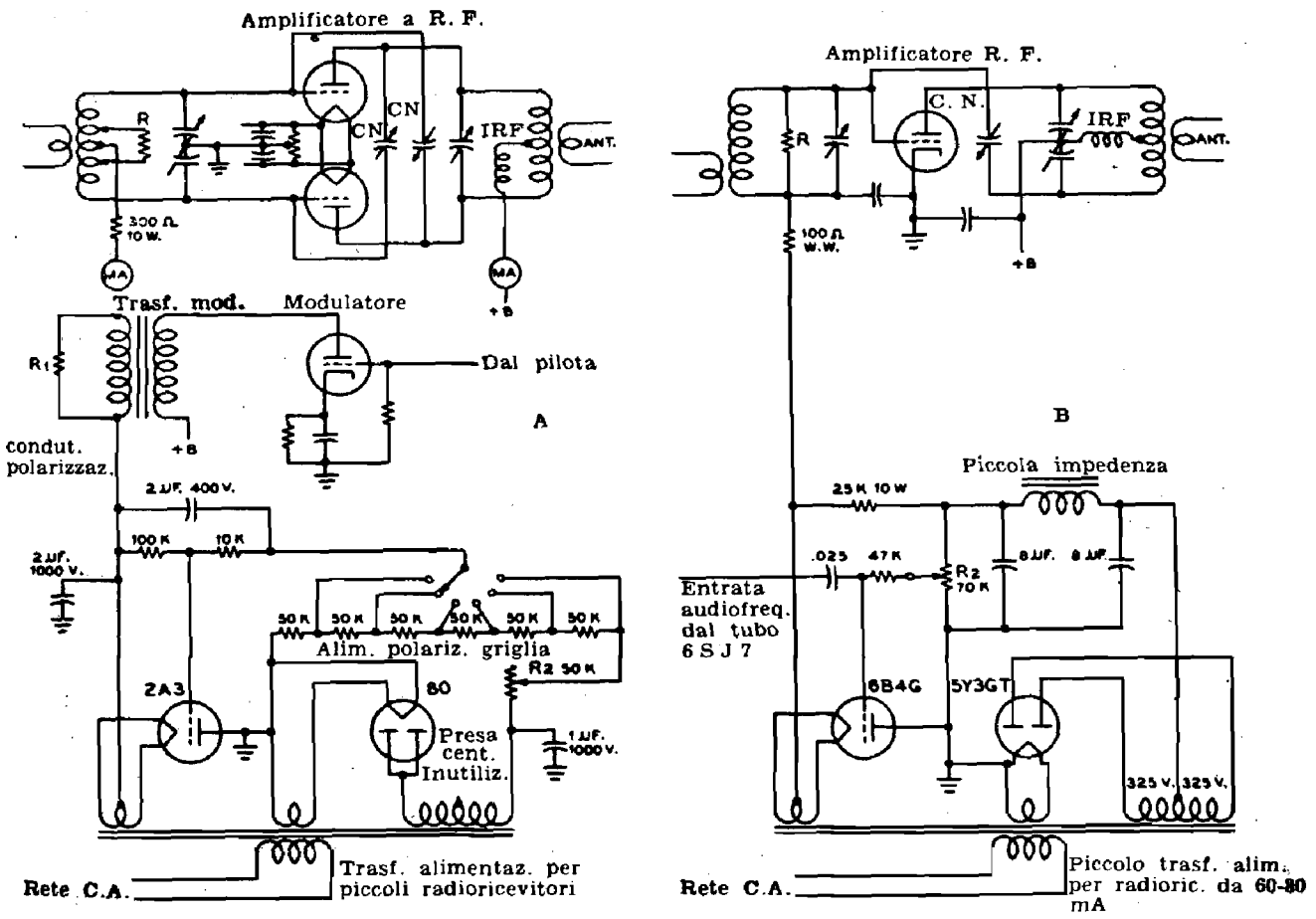


Figura 3.

CIRCUITI PER EFFETTUARE LA MODULAZIONE SULLA POLARIZZAZIONE NEGATIVA DI GRIGLIA

I circuiti (A) e (B) rappresentano due circuiti pratici per eseguire su un amplificatore a radiofrequenza in Classe C la modulazione sulla tensione di polarizzazione negativa di griglia. Entrambi i circuiti danno risultati soddisfacenti, ma il circuito della figura 3 (B) presenta il pregio di richiedere minor numero di componenti, di eliminare lo stadio amplificatore di potenza a radiofrequenza e di non necessitare di alcun trasformatore di modulazione. La grigia del tubo 6B4G — che esegue la doppia funzione di modulatore e di stabilizzatore della tensione di polarizzazione — può venire eccitata da uno stadio ad audiofrequenza a basso livello, come ad esempio 6SJ7 o 6J5, poichè il tubo 6B4G non richiede alcuna corrente di griglia anche quando modula pienamente.

correrà aumentare la tensione di polarizzazione negativa di griglia.

Quando sarà stato trovato il giusto valore della tensione di polarizzazione di griglia — mediante la manovra del regolatore fine di polarizzazione R_2 — la corrente anodica non dovrà subire alcuna variazione inserendo o togliendo la modulazione. In tali condizioni però sarà molto probabile che lo stadio assorba una potenza di alimentazione anodica molto alta oppure molto bassa. Se ciò, come è molto probabile, dovesse accadere, occorrerà ritoccare l'accoppiamento di antenna aumentandolo, se la potenza di alimentazione anodica era molto piccola, oppure riducendolo se era molto elevata. L'accoppiamento di antenna sarà al suo giusto valore quando la potenza di alimentazione anodica dello stadio è anch'essa prossima al suo valore giusto. A questo punto occorrerà

ritoccare ancora la tensione negativa di polarizzazione di griglia in modo che la corrente anodica, in presenza od in assenza di modulazione, rimanga costante. Con successivi ritocchi all'accoppiamento di antenna e alla tensione di polarizzazione di griglia, si dovrà raggiungere la condizione di funzionamento ottima, caratterizzata dal fatto che la corrente anodica rimane assolutamente costante inserendo o disinserendo la modulazione e che la potenza di alimentazione anodica ha il valore stabilito dal costruttore del tubo.

Infine potrà essere provata la linearità dello stadio, impiegando uno dei sistemi più in uso; probabilmente quello che dà i migliori risultati è quello oscilloscopico, con un segnale ad audiofrequenza di forma trapezoidale. Con tale sistema risulterà agevole determinare l'amplificazione che deve essere fornita dall'amplificatore ad audiofrequenza. Incidentalmente, si raccomanda di non usare, durante l'esecuzione dell'accordo, una potenza ad audiofrequenza (applicata alla griglia controllo dello stadio modulato) più forte di quanto necessario, poichè in tali condizioni si avrebbe una indicazione erronea da parte del milliampermetro inserito nel circuito anodico dello stadio e quindi diverrebbe pressochè impossibile eseguire una corretta messa a punto.

Modulazione sulla griglia schermo Se un amplificatore a radiofrequenza in Classe C impiega un pentodo, un tetrodo a fascio o comunque un tubo munito di griglia schermo, sarà possibile eseguirne la modulazione di ampiezza agendo sulla tensione di griglia schermo.

La modulazione che si ottiene con questo sistema non è tanto lineare, ma questo sistema offre un gran numero di altri vantaggi e inoltre anche la linearità è sufficiente per le applicazioni di carattere radio professionale. La modulazione di griglia schermo offre due notevoli ed interessanti vantaggi:

1) Per quanto concerne l'eccitazione, un amplificatore a radiofrequenza in Classe C che debba essere modulato sulla griglia schermo non è affatto critico e inoltre non è necessaria alcuna particolare stabilità della tensione di eccitazione. Le condizioni di lavoro, riportate nelle caratteristiche per il circuito di griglia di uno stadio funzionante in Classe C in telegrafia ad onde persistenti non modulate, sono valide anche quando si esegue la modulazione sulla griglia schermo.

2) La potenza ad audiofrequenza necessaria per eseguire la modulazione sulla griglia schermo di uno stadio a radiofrequenza in Classe C è relativamente bassa.

Un amplificatore a radiofrequenza modulato sulla griglia schermo funziona come amplificatore modulato sul rendimento, allo stesso modo cioè degli amplificatori lineari in Classe B e degli stadi con modulazione di griglia. Perciò l'impedenza di carico del circuito anodico è relativamente critica, come del resto lo è in qualunque altro stadio a radiofrequenza modulato a rendimento variabile. Quindi se si vuole ottenere la potenza di uscita normale con possibilità di eseguire la piena modulazione, occorrerà che il carico anodico dello stadio venga regolato al suo giusto valore.

Analogamente agli altri amplificatori a radiofrequenza modulati sul rendimen-

to, il rendimento con cui lavora uno stadio a radiofrequenza con modulazione sulla griglia schermo sarà compreso fra il 70 e l' 80 per cento, in corrispondenza al picco del ciclo di modulazione, mentre il rendimento in assenza di modulazione — se lo stadio funziona normalmente quando eroga soltanto l'onda portante — sarà di circa metà del valore che aveva in corrispondenza ai picchi di modulazione, cioè sarà del 35-40 per cento.

La modulazione sulla griglia schermo presenta due grandi svantaggi ed inoltre, se si desidera ottenere un soddisfacente funzionamento da uno stadio a radiofrequenza modulato sulla griglia schermo, occorre tener presenti alcune considerazioni che vedremo in seguito.

Gli svantaggi sono: (1) Come è stato detto avanti, la linearità del rapporto fra modulazione ottenuta e tensione ad audiofrequenza applicata alla griglia schermo è soddisfacente limitatamente alle applicazioni nel campo radioprofessionale, a meno che sullo stadio modulato non venga impiegato, per migliorarne la linearità, un circuito di controreazione ad onda portante rettificata. (2) L'impedenza che la griglia schermo presenta al segnale di modulazione non è lineare. Ciò porta come conseguenza che il segnale di modulazione dovrà essere fornito da un amplificatore avente impedenza di carico alquanto bassa, se non si vogliono avere pregiudizievoli distorsioni sul segnale ad audiofrequenza effettivamente esistente sulla griglia schermo.

Impedenza della griglia schermo

Anzichè essere lineare rispetto alla tensione di modulazione, come invece è il circuito anodico di stadi amplificatori in Classe C modulati sull'anodo, la griglia schermo presenta una impedenza che varia approssimativamente con legge quadratica rispetto al segnale di modulazione. Ciò accade per tutta la zona di escursione del segnale alla quale corrisponde, per la griglia schermo, una tensione positiva rispetto a massa. Questa caratteristica di non linearità può essere spiegata al seguente modo: all'istante in cui l'onda portante modulata ha un valore istantaneo uguale a quello dell'onda portante non modulata, in un normale stadio modulato sulla griglia schermo, l'escursione della tensione anodica del tubo modulato risulta metà dell'escursione della tensione anodica corrispondente al picco di modulazione. Questa situazione esiste in qualunque normale tipo di stadio modulato sul rendimento, quando in esso venga effettuata una modulazione al 100 per cento di profondità.

Poichè l'escursione della tensione anodica è metà di quella corrispondente al picco di modulazione e poichè la tensione di griglia schermo è metà del valore corrispondente alla piena modulazione, la corrente di griglia schermo risulterà relativamente bassa.

Ma sul picco positivo di modulazione la tensione di griglia schermo sarà approssimativamente doppia e anche l'escursione della tensione anodica sarà doppia rispetto al valore corrispondente all'onda portante non modulata. A causa dell'aumentato valore dell'escursione della tensione anodica corrispondente all'aumento della tensione di schermo, la corrente di schermo aumenterà in maniera più che lineare rispetto all'aumento della tensione di schermo.

In una misura effettuata su un amplificatore avente un tubo tipo 813, la corrente di schermo al livello della portante era di circa 6 mA con una tensione di schermo di 190 V; ma quando si andava verso il picco positivo di modulazione la corrente di schermo aumentava fino a raggiungere 25 mA ad una tensione di 400 V. Sicchè, al raddoppiare della tensione di schermo, invece di raddoppiare — come sarebbe stato se lo schermo avesse avuto una impedenza costante — la corrente di schermo diveniva più che quattro volte quella che si aveva a tensione metà.

Un'altra considerazione che occorre tener presente nel progetto degli stadi a radiofrequenza modulati sulla griglia schermo, se si vuole ottenere la piena modulazione, è che la potenza di uscita di uno stadio con tubo a griglia schermo, quando la tensione di quest'ultima è zero, non è nulla, bensì ha un valore ancora relativamente alto. Perciò se si desidera raggiungere la piena modulazione anche sui picchi negativi di modulazione, in corrispondenza a tali picchi la tensione istantanea di griglia schermo deve diventare negativa rispetto a massa. Con i normali tetrodi a fascio, se si desidera un completo annullamento della potenza a radiofrequenza di uscita, sarà necessario portare la griglia schermo ad una tensione negativa compresa fra 20 e 50 V rispetto a massa. Questo fatto complica ancor più il problema di ottenere una buona linearità nella tensione di modulazione ad audiofrequenza che viene sovrapposta alla tensione di griglia schermo dello stadio modulato, poichè, per una certa parte di periodo della audiofrequenza, la tensione istantanea della griglia schermo dovrà risultare negativa rispetto a massa. In tali condizioni la griglia schermo non assorbe più alcuna corrente e quindi in tale parte di periodo essa presenta una impedenza infinita, mentre nella rimanente parte del periodo di modulazione essa presenta una impedenza che varia, come si è già detto, col quadrato della corrente di griglia schermo.

Circuiti per eseguire la modulazione sulla griglia schermo

Prove e misure eseguite in laboratorio su un gran numero di circuiti atti ad eseguire la modulazione sulla griglia schermo hanno portato alla conclusione che la tensione di modulazione dovrà essere fornita da un amplificatore avente impedenza bassa, se si desidera ottenere una modulazione con una distorsione la più bassa possibile.

Nella figura 4 sono rappresentati alcuni tipi di inviluppo di modulazione, osservati con un oscilloscopio a raggi catodici, corrispondenti ai diversi tipi di modulatori o causati da insufficiente accoppiamento di antenna.

Il risultato di queste prove di laboratorio è che la migliore modulazione sulla griglia schermo può essere ottenuta quando si fa uso di uno stadio modulatore ad uscita catodica come quello rappresentato nella figura 5. Tale stadio, oltre a fornire una modulazione di buona qualità, fornisce anche la possibilità di una conveniente messa a punto sul livello dell'onda portante e infine fornisce un buon livello di uscita anche in vicinanza dei picchi negativi di modulazione. Quest'ultimo requisito viene ottenuto mediante la regolazione del potenziometro P_2 della figura 5, il quale regola l'amplificatore in maniera da non

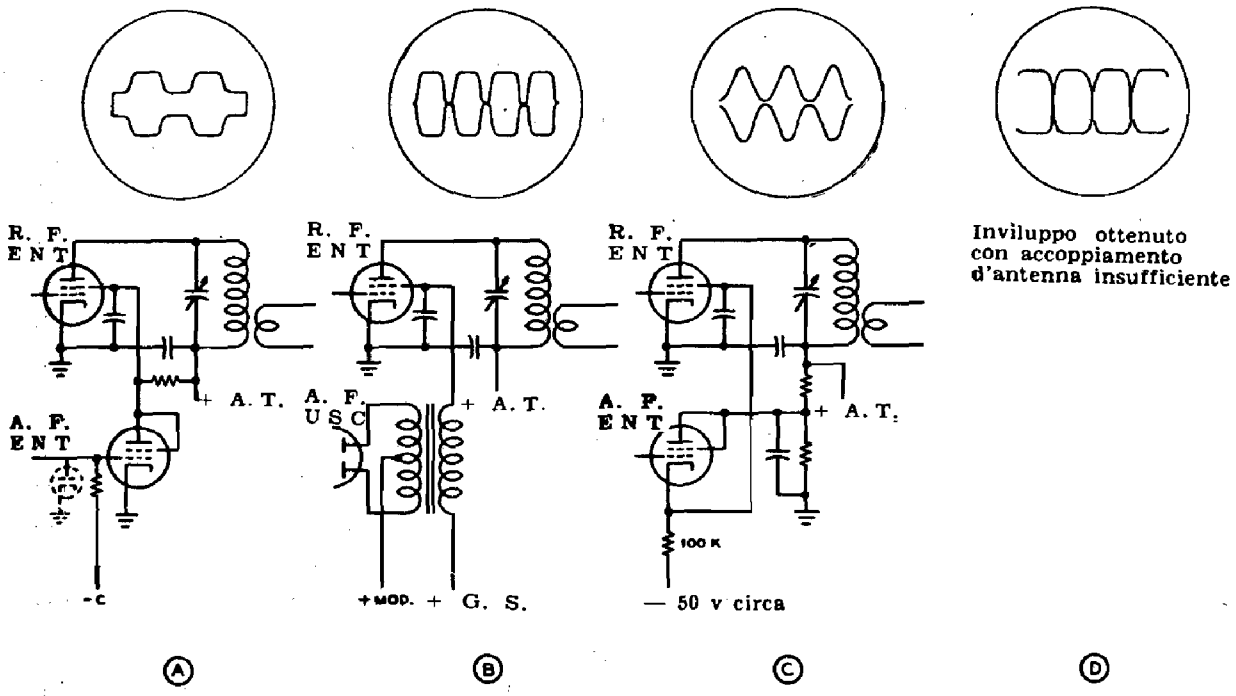


Figura 4.
CIRCUITI PER MODULAZIONE SULLA GRIGLIA SCHERMO

Qui sopra sono rappresentati tre normali circuiti per eseguire la modulazione sulla griglia schermo. Tutti e tre i circuiti sono in grado di effettuare una modulazione comprensibile sul parlato, tuttavia la distorsione della forma d'onda provocata dall'uso dei circuiti di figura 4 (A) e 4 (B) risulta piuttosto grave. La disposizione della figura 4 (A) spesso è chiamata anche « modulazione su griglia schermo con tubo di livellamento ». Collegando a massa il reoforo di ritorno della resistenza di polarizzazione per corrente di griglia del tubo livellatore, il circuito fornirà la modulazione sulla griglia schermo con onda portante controllata. Questo circuito ha il vantaggio della semplicità, che lo rende particolarmente idoneo all'uso nei trasmettitori portatili. Nella figura 4 (B) è rappresentato un circuito che fa uso di un modulatore con accoppiamento a trasformatore, che però non offre alcun vantaggio particolare. Il circuito della figura 4 (C) è in grado di dare una buona linearità di modulazione, dovuta alla bassa impedenza del modulatore ad uscita catodica. Però, a causa dell'isolamento relativamente basso fra catodo e riscaldatore nei tubi normalmente usati come modulatori, sarà generalmente necessario un alimentatore separato per il riscaldatore del tubo modulatore. Questa limitazione complica sensibilmente il problema di utilizzare questo circuito in trasmettitori portatili, poichè in questi normalmente non è disponibile una tensione separata per l'accensione del riscaldatore del tubo modulatore. La figura 4 (D) rappresenta un ausilio per l'esecuzione dell'accordo di un trasmettitore modulato sulla griglia schermo (oppure in questo caso per qualunque altro trasmettitore modulato a rendimento). Essa indica il tipo di inviluppo di modulazione che si ha quando il carico sullo stadio modulato è insufficiente.

fare avvenire il taglio dei picchi negativi di modulazione, dato che questi potranno essere regolati in modo da avere un livello immediatamente superiore a quello al quale incomincerebbero ad avvenire le « spurie » sulle bande laterali.

Il modulatore ad uscita catodica

L' amplificatore ad uscita catodica è particolarmente indicato quale modulatore sulla griglia schermo di uno stadio, dato che esso funziona come generatore, a bassa impedenza, del-

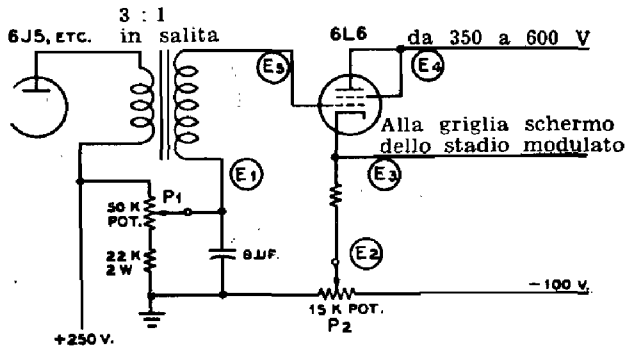


Figura 5.

CIRCUITO AD USCITA CATODICA PER LA MODULAZIONE SULLA GRIGLIA SCHERMO

Nel testo è riportata una dettagliata discussione di questo circuito, che è altresì rappresentato anche in figura 4 (C).

la tensione di modulazione per il circuito di griglia schermo. Inoltre il modulatore ad uscita catodica consente di ottenere la tensione di alimentazione tanto per il modulatore quanto per la griglia schermo dello stadio modulato, mediante un unico alimentatore che fornisca anche la tensione anodica del tubo a griglia schermo.

Nelle applicazioni usuali, l'alimentazione anodica del tubo ad uscita catodica e quindi la tensione per la griglia schermo del tubo modulato, potrà essere prelevata mediante un partitore posto sull'alimentatore ad alta tensione. Potrà, a tale scopo, essere usata una presa intermedia su tale partitore oppure, per costituire il partitore, potranno essere collegate in serie due resistenze di valore tale che la tensione applicata all'anodo del tubo ad uscita catodica sia uguale a quella corrispondente al tubo che deve essere modulato. E' necessario che venga posto un adeguato condensatore di fuga fra l'anodo del tubo ad uscita catodica e massa.

La tensione applicata all'anodo del tubo ad uscita catodica dovrà essere circa 100 V più alta della normale tensione di griglia schermo stabilita per il tetrodo funzionante come amplificatore a radiofrequenza in Classe C, quando questo venga impiegato in telegrafia ad onda portante non modulata. Perciò per un tubo tipo 815, la tensione anodica del tubo ad uscita catodica dovrà essere di circa 350 V. La stessa tensione verrà impiegata quando il tubo da modulare è del tipo 2E26 oppure 829B. Per tubi tipo 807 oppure 4-125 A, la tensione anodica del tubo ad uscita catodica dovrà essere di circa 400 V, mentre dovrà essere di 500 V per tubi tipo 813 e di circa 600 V per tubi 4-250 A oppure 4E27.

Il potenziometro P_1 della figura 5 dovrà essere regolato sul punto in cui la tensione di griglia schermo sullo stadio modulato risulti circa la metà del valore della tensione di griglia schermo specificata per quel tubo, quando questo funzioni come amplificatore a radiofrequenza in Classe C in telegrafia non modulata. La corrente di griglia schermo del tubo modulato, al livello dell'onda portante, dovrà essere circa un quarto della normale corrente di griglia schermo specificata dal costruttore del tubo, per funzionamento come amplificatore a radiofrequenza in Classe C in telegrafia.

Incidentalmente sarà opportuno dire che la corrente che passa attraverso lo stadio ad uscita catodica è quella stessa che attraversa la resistenza da 100.000 Ω posta fra il catodo del tubo modulatore 6L6 e l'alimentatore della tensione negativa. Perciò, la corrente prelevata dal partitore posto sull'alimentatore ad alta tensione sarà la corrente di griglia schermo corrispondente al livello della

onda portante per il tubo che deve essere modulato (e che evidentemente è quella stessa corrente che passa attraverso il tubo ad uscita catodica) più la corrente che attraversa la resistenza da 100.000 Ω.

Il carico dello stadio modulato dovrà essere regolato in maniera che la potenza di alimentazione anodica del tubo sia del 50 per cento circa maggiore rispetto alla dissipazione anodica stabilita per quel tubo o per quei tubi impiegati nello stadio.

Se la tensione di griglia schermo al livello della portante è corretta, in modo che possa essere ottenuta la modulazione lineare dello stadio, il carico dovrà essere alquanto maggiore del valore di carico cui corrisponderebbe la massima potenza di uscita dallo stadio.

Lo stadio potrà essere modulato applicando un segnale ad audiofrequenza alla griglia del tubo modulatore ad uscita catodica e osservando con un oscilloscopio a raggi catodici l'inviluppo dell'onda modulata.

Se la potenza di uscita ricavata dallo stadio è quella stabilita e se l'inviluppo di modulazione corrisponde a quello rappresentato nella figura 4 (C), allora tutto è in ordine, eccetto che occorrerà regolare il potenziometro P_2 della figura 5 in modo che i picchi di modulazione negativa, quando il livelo di modulazione dovesse divenire eccessivo, non provochino alcun taglio dell'onda portante con conseguente generazione di « spurie » sulle bande laterali.

Se l'inviluppo ha la forma della figura 4 (D), dovrà essere aumentato l'accoppiamento di antenna, mentre il livello dell'onda portante dovrà essere ridotto a mezzo del potenziometro P_1 della figura 5, fino a che si ottenga un compromesso fra le varie regolazioni che dia un inviluppo di modulazione soddisfacente, come quello rappresentato nella figura 4 (C).

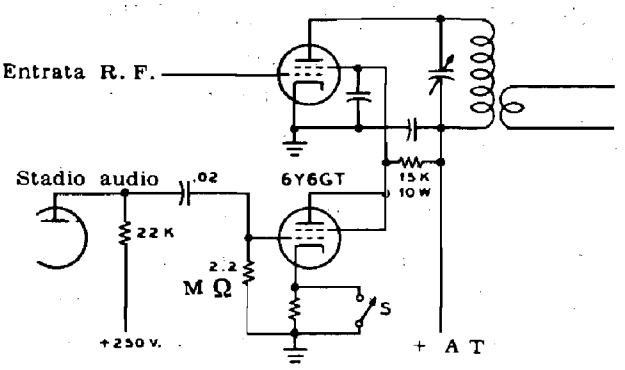


Figura 6.
CIRCUITO PER LA MODULAZIONE SULLA GRIGLIA - SCHERMO, CON TUBO LIVELLATORE

Cambio di gamma Dopo che sia stato ottenuto un compromesso fra le varie regolazioni in modo da avere risultati soddisfacenti, non si incontrerà praticamente alcuna difficoltà a riottenere gli stessi risultati anche su altre gamme di frequenza. Dovranno essere lasciati invariati il potenziometro P_1 (che regola il livello della portante) e il potenziometro P_2 (che regola il picco negativo di modulazione), dopo che sia stata ottenuta su una certa gamma di frequenze una soddisfacente regolazione di tali potenziometri, servendosi di un oscilloscopio a raggi catodici. Allora, quando si cambia la gamma di frequenze, sarà soltanto necessario regolare l'eccitazione in modo che si ottenga, sulla nuova gamma, la giusta corrente di griglia e occorrerà altresì regolare l'accoppiamento di antenna in maniera da ottenere la giusta corrente anodica.

Si noti che il giusto valore della corrente anodica di uno stadio modulato a rendimento è soltanto leggermente minore della corrente anodica dello stesso stadio accordato fuori risonanza. Perciò la tensione di griglia schermo a livello della portante dovrà essere piuttosto bassa in modo che la corrente anodica fuori risonanza non sia troppo alta e in modo che possa essere usato un accoppiamento di antenna piuttosto forte, cosicchè la corrente anodica di lavoro risulti prossima al valore che avrebbe fuori risonanza. In tali condizioni la potenza di alimentazione anodica dovrà essere un po' maggiore di una volta e mezzo la dissipazione anodica stabilita per quel tubo o per quei tubi impiegati nello stadio. Poichè il rendimento, sull'onda portante, che lo stadio può dare, è dell'ordine del 35-40 per cento, il tubo lavorerà con una dissipazione anodica approssimativamente uguale al valore stabilito dalle caratteristiche del tubo per funzionamento in assenza di modulazione.

Taglio dei picchi di modulazione sullo stadio modulato La massima uscita a radiofrequenza di uno stadio modulato a rendimento è limitata dalla escursione massima possibile che può avere la tensione istantanea anodica in corrispondenza dei picchi positivi di modulazione.

Nel circuito di modulazione rappresentato dalla figura 5, la uscita minima è determinata dalla minima tensione che lo schermo può raggiungere durante il picco negativo di modulazione, tensione stabilita dalla posizione data al cursore del potenziometro P_2. Perciò, facendo uso del modulatore della figura 5, lo stadio modulato sulla griglia schermo funziona effettivamente come limitatore di modulazione mediante l'esecuzione di tagli di modulazione, naturalmente purchè l'ampiezza del segnale di modulazione non sia molto più grande di quanto necessario per ottenere la piena modulazione.

Regolando correttamente le condizioni di lavoro dello stadio, si potranno eseguire simmetricamente i tagli tanto sui picchi di modulazione positivi quanto su quelli negativi.

Tuttavia la possibilità che ha lo stadio di eseguire il taglio dei picchi di modulazione non deve essere considerata come mezzo per eseguire una forte compressione del livello delle audiofrequenze di modulazione, poichè, quando avvengono i tagli di modulazione, prendono origine distorsioni ad audiofrequenza molto gravi ed inoltre la corrente di griglia schermo assume un valor medio eccessivo, tale cioè da pregiudicare nel tempo la vita del tubo.

Caratteristiche di uno stadio modulato sulla griglia schermo Una caratteristica importante di uno stadio modulato sulla griglia schermo, quando si impiega un modulatore ad uscita catodica, è che non è necessario dare allo stadio modulato una tensione anodica molto alta.

Infatti usualmente potrà essere ottenuta la piena potenza di uscita con la maggior parte dei tipi di tubi, dando all'anodo una tensione di lavoro che può essere anche metà o due terzi della massima tensione anodica applicabile in base ai dati di impiego, per funzionamen-

to in telegrafia con onde persistenti non modulate.

Questa favorevole situazione è determinata dall'uso di generatori a bassa impedenza per il segnale di modulazione dello stadio.

Come esempio tipico di stadio modulato sulla griglia schermo, si consideri quello di un tubo 813. Questo tubo, con soli 1250 V di tensione anodica, può dare una piena uscita, su onda portante, di 75 W. Aumentando la tensione anodica oltre tale valore, non si avrebbe alcun aumento della potenza di uscita. Tale tubo infatti può funzionare a piena dissipazione anodica (125 W stabiliti dai dati di impiego del tubo) con 1250 V di tensione anodica e con il 37,5 per cento di rendimento anodico, che è, come si è detto, il giusto valore per uno stadio modulato sulla griglia schermo.

Le condizioni di lavoro di uno stadio con tubo 813 modulato sulla griglia schermo (così come è illustrato nel capitolo 22°) sono le seguenti:

Tensione anodica:	1250 V
Corrente anodica:	160 mA
Potenza di alimentazione anodica:	200 W
Corrente di griglia:	11 mA
Polarizzazione negativa di griglia:	– 110 V
Tensione di griglia schermo in assenza di modulazione:	190 V
Corrente di griglia schermo in assenza di modulazioie:	6 mA
Potenza di uscita:	circa 75 W

Con piena modulazione al 100 per cento, la corrente anodica diminuisce di circa 2 mA mentre la corrente di griglia schermo aumenta di circa 1 mA: perciò, con la modulazione, le correnti anodica, di griglia schermo e di griglia controllo rimangono sostanzialmente costanti.

Riferendoci alla figura 5, che rappresenta il circuito impiegato per eseguire la modulazione sul tubo 813, la misura effettuata per (E_1) ha dato il valore di + 155V; quella di (E_2) è risultata – 50V; per (E_3) si è ottenuto + 190V; (E_4) è risultata + 500V e il valore efficace della tensione alternativa esistente in (E_5) è risultato di 210V per la piena modulazione, che equivale perciò ad una tensione di picco di circa 296V.

A causa dell'alta tensione positiva e del forte segnale ad audiofrequenza esistente sul catodo del tubo 6L6 (collegato a triodo), che esegue la funzione di modulatore, è necessario che il riscaldatore di tale tubo sia alimentato da un apposito trasformatore di accensione per filamento, o quanto meno da un apposito secondario del trasformatore principale di alimentazione.

Si noti inoltre che la tensione di lavoro fra anodo e catodo del tubo modulatore 6L6 non deve oltrepassare il valore di 360V stabilito dai dati caratteristici di tale tubo, mentre la tensione di catodo durante il funzionamento risulta sensibilmente superiore al potenziale di massa.

Modulazione sulla griglia schermo con onda portante controllata

La modulazione sulla griglia schermo con onda portante controllata, con la quale viene trasmessa un'onda portante appena sufficiente a sostenere il segnale di modulazione nell'istante in cui questo deve venir trasmesso, ha raggiunto verso il 1930 un certo grado di diffusione presso i radiodilettanti. Però essa non ha mai avuto applicazioni commerciali e sostanzialmente è quasi completamente scompar-

sa già fin dal 1940, sostituita dalla trasmissione a singola banda laterale, che ha tutti i vantaggi della modulazione con onda portante controllata e ne ha anzi qualcuno in più.

Negli ultimi tempi tuttavia la modulazione ad onda portante controllata sta riassumendo una certa diffusione, per il vantaggio fondamentale che essa offre di una bassa potenza media assorbita, ciò che ne rende utile l'impiego in apparecchiature portatili.

I vantaggi della modulazione con onda portante controllata sono:

1) Può essere ottenuta una potenza di uscita relativamente alta da uno stadio modulato a rendimento (come per esempio un amplificatore a radiofrequenza modulato sulla griglia schermo), dato che il rendimento anodico medio per un tale stadio, quando modulato, risulta di circa il 55 per cento e dato che lo stadio assorbe la massima potenza di alimentazione anodica solo nelle punte di modulazione.

2) La potenza di alimentazione media assorbita da uno stadio modulato sulla griglia schermo con onda portante controllata è, per un certo valore di picco di potenza di uscita, molto minore rispetto ai più comuni tipi di amplificatori a radiofrequenza in Classe C modulati mediante modulatori in Classe B oppure in Classe AB_2.

Entrambi tali vantaggi sono di notevole importanza nelle apparecchiature portatili, nelle quali è addirittura determinante l'economia che si può effettuare sulla potenza media di alimentazione assorbita.

Il sistema di modulazione ad onda portante controllata presenta però seri inconvenienti, che sono stati ampiamente trattati e discussi nel corso degli ultimi dieci anni.

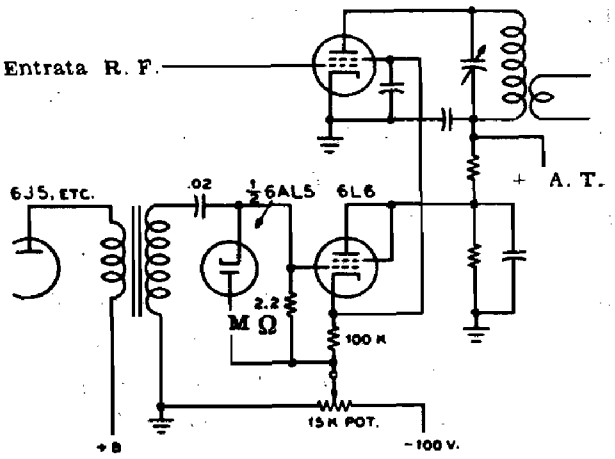


Figura 7.
CIRCUITO PER LA MODULAZIONE SULLA GRIGLIA SCHERMO AD ONDA PORTANTE CONTROLLATA

Il primo inconveniente consiste nel fatto che il segnale ad onda portante controllata è difficile da sintonizzare nel caso in cui esso sia interferito, per la semplice ragione che esso non ha una forte portante sulla quale poter sintonizzare il radioricevitore. Per sintonizzare un segnale modulato con onda portante controllata, è necessario variare l'accordo del ricevitore solo negli istanti in cui la modulazione è più forte e ciò costituisce una difficoltà piuttosto grave specialmente se il segnale presenta affievolimenti e se contemporaneamente esso è interferito da altri segnali.

Il secondo inconveniente è costituito dalla grave distorsione del segnale di modulazione che si ha quando la ricezione viene effettuata dai normali ricevitori professionali nei quali sia inserito il regolatore automatico di sensibilità. Tale distorsione avviene per il fatto che il regolatore automatico di sensibilità ha un certo ritardo nel seguire le

rapide variazioni di ampiezza dell'onda portante. Queste variazioni di ampiezza, corrispondenti alle sillabe del discorso, si susseguono con un ritmo tale da non poter essere seguite dal regolatore automatico di sensibilità, che normalmente ha una costante di tempo ben maggiore, determinata dal filtro a resistenza-capacità in esso contenuto. Da quanto sopra, deriva che prendono origine distorsioni e modulazioni incrociate, come conseguenza del ritardo fra la tensione di polarizzazione del diodo del regolatore automatico di sensibilità rispetto al valore istantaneo dell'ampiezza dell'onda portante.

L'effetto di tale ritardo può essere attenuato rendendo inefficiente il regolatore automatico di sensibilità.

Un terzo inconveniente presentato dalla modulazione ad onda portante controllata, e che ha una notevole importanza nelle apparecchiature portatili, consiste nel fatto che il carico di antenna di uno stadio ad onda portante controllata è relativamente critico da mettere a punto. Ciò rende molto più difficoltosa la regolazione dell'accoppiamento di antenna per un trasmettitore portatile con modulazione ad onda portante controllata.

Circuiti per effettuare sulla griglia schermo la modulazione ad onda portante controllata

I vantaggi offerti dalla modulazione ad onda portante controllata sono, per alcune applicazioni, tali da compensare gli inconvenienti esaminati nel paragrafo precedente. Nelle figure 6 e 7 sono rappresentati due circuiti atti ad eseguire la modulazione sulla griglia schermo con onda portante controllata.

La figura 6 rappresenta un circuito per eseguire la « modulazione sulla griglia schermo con onda portante controllata da un tubo livellatore » con un tubo 6Y6GT impiegato come livellatore. Con questo circuito, la tensione di griglia schermo è mantenuta su un valore prossimo a 50 V in assenza di segnale ad audiofrequenza. Perciò, quando viene applicato un segnale, la griglia del tubo 6Y6GT rettifica i picchi positivi del segnale ad audiofrequenza di entrata, dando così origine alla formazione di una tensione negativa di polarizzazione continua della griglia del tubo 6Y6GT. Questa polarizzazione, che varia in funzione del livello medio di modulazione, permette alla griglia schermo dello stadio modulato di raggiungere il valore per il quale possa essere applicato il segnale di modulazione.

La costante di tempo della variazione dell'onda portante è determinata dal condensatore di accoppiamento di griglia e dalla resistenza di polarizzazione di griglia del tubo 6Y6GT. Potrà essere inserito un diodo fra griglia del tubo 6Y6GT e massa, ma esso non è indispensabile, poichè la griglia del tubo 6Y6GT funziona, in maniera soddisfacente, da rettificatrice per il segnale ad audiofrequenza.

L'interruttore S dovrà venire aperto quando si vuol polarizzare il catodo del tubo 6Y6GT in modo che la tensione di griglia schermo dello stadio modulato possa raggiungere il valore che consenta di eseguire l'accordo dello stadio, quando eroga soltanto l'onda portante.

Il circuito della figura 6 funziona in maniera soddisfacente per alcune applicazioni di carattere professionale; come ad esempio in apparati portatili ma, co-

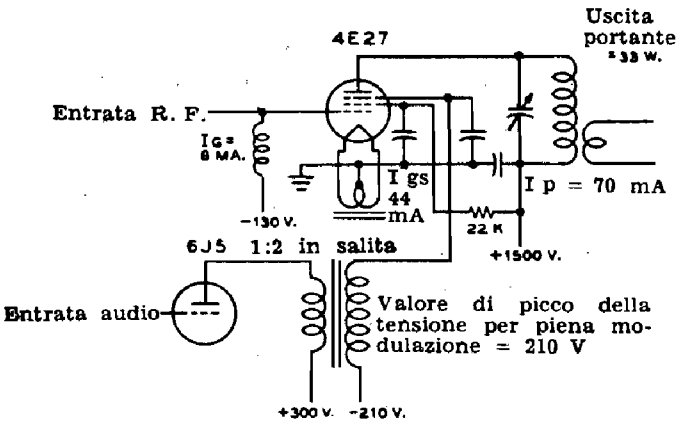


Figura 8.
AMPLIFICATORE CON MODULAZIONE SULLA GRIGLIA DI SOPPRESSIONE
Sullo schema sono riportate le condizioni di lavoro migliori ai fini di una modulazione lineare sulla griglia di soppressione di tubi tipo 4E27, 257B, 8001.

me mostra la figura 4 (A), la distorsione è molto forte e i picchi di modulazione negativa non scendono al disotto del livello dell'onda portante.

Una variante al circuito della figura 6, con la quale si possono ottenere migliori risultati per quanto concerne la linearità e conseguentemente una più bassa distorsione, è costituita dal circuito della figura 7. Tale circuito è sostanzialmente lo stesso di quello della figura 5, eccetto che la griglia del tubo ad uscita catodica ha il ritorno collegato al polo negativo di un alimentatore, invece che ad un potenziale positivo. Inoltre è stato aggiunto un diodo che ha lo scopo di eseguire la regolazione della tensione media di polarizzazione di griglia del tubo ad uscita catodica, in corrispondenza ai segnali ad audiofrequenza applicati ad essa.

Si noti che in ognuno dei sistemi di modulazione ad onda portante controllata, il rettificatore a diodo funziona come una specie di « rigeneratore di tensione continua » come quelli usati in televisione.

Nel circuito della figura 6 il diodo (che in questo caso può semplicemente essere la griglia del tubo) ha la funzione di impedire che la griglia divenga positiva rispetto al catodo. Nel circuito di figura 7 il diodo serve a bloccare la griglia quando essa tende a divenire negativa rispetto alla tensione negativa del ritorno di griglia del tubo ad uscita catodica.

Modulazione sulla griglia di soppressione

Un altro sistema per eseguire la modulazione sul rendimento può essere realizzato applicando la tensione di modulazione ad audiofrequenza alla griglia di soppressione di un pentodo amplificatore a radiofrequenza in Classe C.

Sostanzialmente la modulazione sulla griglia di soppressione agisce nella stessa maniera degli altri sistemi di modulazione sul rendimento: il rendimento del circuito anodico per l'onda portante è del 35 per cento e l'accoppiamento di antenna dovrà essere relativamente stretto.

Però la modulazione sulla griglia di soppressione presenta un notevole inconveniente, oltre al fatto che i pentodi non sono così diffusamente usati quanto invece lo sono i tetrodi a fascio, che però, ovviamente, non hanno la griglia di soppressione. Questo inconveniente consiste nel fatto che la corrente di griglia schermo di un amplificatore modulato sulla griglia di soppressione è piuttosto alta. Ciò è una conseguenza della piuttosto alta tensione di polarizzazione della griglia di soppressione, che riduce l'escursione della tensione anodica e della corrente anodica con conseguente aumento della corrente di griglia schermo.

Nell'eseguire l'accordo di un amplificatore modulato sulla griglia di soppressione, la polarizzazione negativa di griglia, la corrente di griglia, la tensione di griglia schermo e la tensione anodica dovranno essere approssimativamente le stesse di quelle relative al funzionamento dello stadio in Classe C con onda portante non modulata. La griglia di soppressione è invece polarizzata negativamente ad un valore cui corrisponda una riduzione del rendimento del circuito anodico a circa metà del massimo ottenibile da quel tipo di amplificatore. In tale amplificatore l'accoppiamento di antenna sarà regolato in modo che la potenza di alimentazione anodica risulti circa 1,5 volte la dissipazione anodica stabilita dalle caratteristiche di impiego del tubo.

E' importante che la potenza di alimentazione di griglia schermo venga accuratamente misurata, allo scopo di non oltrepassare la dissipazione di griglia schermo stabilita per quel tubo. Dopo di ciò verrà applicato sulla griglia di soppressione il segnale ad audiofrequenza.

Nelle applicazioni usuali il valore massimo della tensione ad audiofrequenza applicata alla griglia di soppressione dovrà essere alquanto maggiore della sua tensione di polarizzazione negativa. Pertanto, in corrispondenza ai picchi di modulazione passerà corrente nella griglia di soppressione. Conseguentemente il modulatore dovrà avere una buona costanza della tensione di uscita al variare del carico. I tubi adatti ad essere usati con modulazione sulla griglia di soppressione sono: 2E22, HK57, HK-257B, 4E27/8001, 5-125A, 804 e 803. Nella figura 8 è rappresentato un tipico esempio di amplificatore con modulazione sulla griglia di soppressione.

8-3 Sistemi di modulazione sulla alimentazione anodica

I sistemi di modulazione a rendimento costante e ad alimentazione anodica variabile funzionano sul principio fondamentale di sovrapporre una potenza esterna alla normale potenza di alimentazione dello stadio.

Vi sono due sistemi generali di modulazione sull'alimentazione anodica: vi è il sistema con cui la potenza addizionale viene fornita allo stadio da modulare sotto forma di energia ad audiofrequenza erogata da un modulatore. Questo sistema viene normalmente chiamato « modulazione anodica ». Vi è anche il sistema con cui la potenza addizionale per effettuare la modulazione viene fornita sotto forma di corrente continua da parte dell'alimentatore anodico.

Sotto la prima categoria rientrano la modulazione Heising (che è probabilmente il tipo più antico di modulazione che sia stata applicata ad un'onda portante persistente), la modulazione anodica in Classe B e la modulazione in serie. Questi tipi di modulazione anodica sono notevolmente semplici da attuare e forniscono un rapporto veramente ottimo fra potenza di alimentazione anodica dello stadio modulato e potenza di uscita. In generale il rendimento si aggira dal 65 all'80 per cento. E' per tali due importanti ragioni che questi sistemi di modulazione, e più particolarmente la modulazione anodica in Classe B, costituiscono fino ad oggi il tipo più diffuso di modulazione per applicazioni professionali.

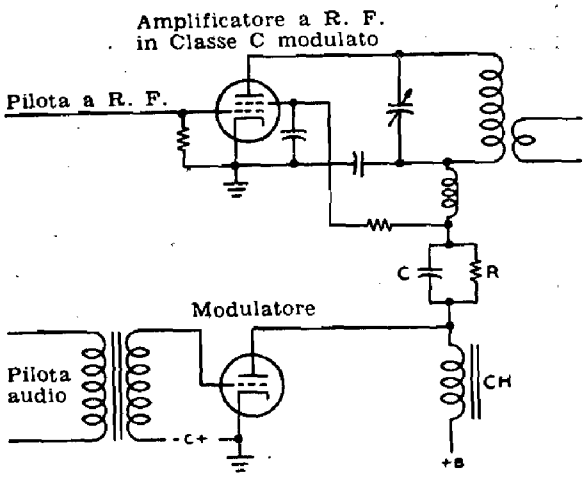


Figura 9.
MODULAZIONE DI ANODO TIPO HEISING
Questo tipo di modulazione è stato il primo modo con cui sia stata effettuata la modulazione anodica. Esso è spesso denominato come modulazione a « corrente costante ». Poichè l'impedenza fornisce un rapporto effettivo di accoppiamento di 1 a 1, sarebbe impossibile ottenere il 100 per cento di modulazione. Per poter ottenere ciò occorrerà ridurre alquanto la tensione anodica dello stadio modulato, inserendo una resistenza di caduta R. In derivazione a tale resistenza va posto un condensatore C che lasci passare tutta la componente alternativa ad audiofrequenza sviluppata dal modulatore e che viene così impressa sullo stadio a radiofrequenza in Classe C.

I sistemi di modulazione che appartengono alla seconda categoria sono di sviluppo relativamente recente, ma sono già ampiamente usati nelle radiodiffusioni circolari. A questa seconda categoria appartengono pochi sistemi. Due di quelli più ampiamente usati sono l'amplificatore lineare Doherty e l'amplificatore con modulazione di griglia ad alto rendimento tipo Terman-Woodyard. Entrambi i sistemi basano il loro funzionamento su un amplificatore di onda portante e un amplificatore di picco collegati l'uno all'altro a mezzo di linee elettriche a quarto d'onda. Essi saranno descritti fra poco in questo stesso capitolo.

Modulazione anodica La modulazione anodica consiste nella applicazione di una potenza di modulazione ad audiofrequenza nel circuito anodico di un amplificatore a radiofrequenza. Per effettuare un tale tipo di modulazione, l'amplificatore a radiofrequenza dovrà funzionare in Classe C allo scopo di ottenere una uscita a radiofrequenza che varii in esatta proporzione con la variazione della tensione anodica.

L'amplificatore a radiofrequenza sarà modulato al 100 per cento quando il valore massimo della tensione ad audiofrequenza erogata dal modulatore risulta uguale al valore della tensione continua applicata all'anodo del tubo a radiofrequenza. In altri termini il valore di picco positivo della tensione ad audiofrequenza incrementa la tensione anodica istantanea del tubo a radiofrequenza ad un valore doppio rispetto alla tensione continua di alimentazione anodica, mentre in corrispondenza ai picchi negativi di modulazione la tensione anodica istantanea diviene nulla.

La corrente anodica istantanea per lo stadio a radiofrequenza varia anch'essa in accordo con la tensione di modulazione. Il picco di corrente alternata ad audiofrequenza all'uscita dal modulatore dovrà essere uguale alla corrente anodica assorbita dallo stadio a radiofrequenza in Classe C nel punto corrispondente al 100 per cento di modulazione. La relazione esistente fra tensione e corrente ad audiofrequenza può essere più agevolmente compresa se si considera la potenza ad audiofrequenza in watt.

In un'onda modulata sinoidalmente, la corrente di antenna aumenta approssimativamente del 22 per cento quando

si esegue la modulazione al 100 per cento con un segnale ad audiofrequenza sinoidale; uno strumento a radiofrequenza inserito nel circuito di antenna indicherà un tale aumento nella corrente di antenna. La potenza media di una onda a radiofrequenza aumenta del 50 per cento quando la modulazione risulta al 100 per cento; il rendimento invece rimane costante.

Quanto sopra indica che in un trasmettitore radiotelefonico a modulazione anodica, il sistema ad audiofrequenza di modulazione dovrà fornire un valore di potenza media, corrispondente al 50 per cento della potenza di alimentazione anodica del trasmettitore in assenza di modulazione, nel caso si tratti di modulazione sinoidale.

Se per esempio la potenza di alimentazione anodica assorbita dallo stadio modulato è di 100 W, la potenza media assorbita quando si modula al 100 per cento aumenterà a 150 W e questi ulteriori 50 W di potenza dovranno essere forniti dal modulatore. La potenza antenna effettiva, essendo una percentuale della potenza sviluppata dallo stadio, aumenterà anch'essa del 50 per cento quando si effettua la modulazione al 100 per cento.

Uno dei vantaggi offerti dalla modulazione anodica (altrimenti detta « sulla alimentazione anodica ») è la facilità con la quale possono essere eseguite le varie messe a punto del trasmettitore. Inoltre con questo tipo di modulazione si hanno minori perdite anodiche nell'amplificatore a radiofrequenza, per un determinato valore di potenza in onda portante, rispetto agli altri sistemi di modulazione, poichè è più alto il rendimento anodico.

Se si adegua correttamente l'impedenza offerta dal carico anodico del tubo a radiofrequenza alla uscita del modulatore, si ottiene automaticamente la costanza del rapporto fra valori massimi di tensione e corrente ad audiofrequenza rispetto al rapporto fra la tensione e la corrente continua di alimentazione.

Il modulatore dovrà avere un valore massimo di tensione di uscita uguale alla tensione continua anodica media dello stadio modulato. Il modulatore dovrà inoltre avere una potenza di uscita massima (valore di picco) uguale alla potenza di alimentazione anodica dello stadio modulato a radiofrequenza, in assenza di modulazione. Il valore medio della potenza di uscita del modulatore dipenderà dal tipo di forma d'onda. Se l'amplificatore a radiofrequenza dovrà essere modulato col sistema Heising da uno stadio in Classe A, il modulatore dovrà avere una potenza media di uscita corrispondente alla metà della potenza impiegata per l'alimentazione anodica dello stadio a radiofrequenza in Classe C.

Se il modulatore è un amplificatore ad audiofrequenza in Classe B, la potenza media che esso dovrà fornire varierà da un quarto a più della metà rispetto alla potenza di alimentazione anodica dello stadio a radiofrequenza in Classe C, a seconda della forma d'onda del segnale ad audiofrequenza. Però il *picco* di potenza di uscita, per qualunque modulatore, dovrà essere sempre uguale alla potenza di alimentazione anodica assorbita dallo stadio a radiofrequenza in Classe C che deve essere modulato. Questo argomento è trattato diffusamente nel paragrafo « Forme d'onda ad audiofrequenza ».

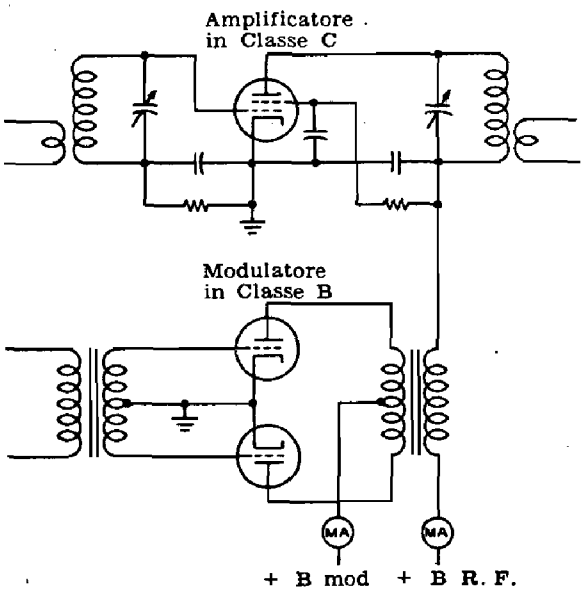


Figura 10.
MODULAZIONE ANODICA IN CLASSE B
Questo tipo di modulazione è il più versatile in quanto tutte le volte che si effettua il cambiamento della frequenza di lavoro dell'amplificatore a radiofrequenza in Classe C, potrà essere eseguita la messa a punto del carico in breve tempo e senza l'impiego di complicate apparecchiature di misura.

Modulazione Heising La modulazione Heising è il sistema di modulazione anodica più antico e usualmente consiste in un amplificatore ad audiofrequenza in Classe A accoppiato ad un amplificatore a radiofrequenza a mezzo di una impedenza di modulazione, come è rappresentato in figura 9. La tensione di alimentazione continua anodica e la corrente anodica dell'amplificatore a radiofrequenza dovranno essere regolati su valori tali che ne risulti una impedenza anodica adeguata alla impedenza di uscita del modulatore, poichè l'impedenza di modulazione fornisce un rapporto di accoppiamento di 1 ad 1. Una resistenza, con in derivazione su essa un condensatore per il passaggio dell'audiofrequenza, dovrà essere collegata in serie all'anodo dello amplificatore a radiofrequenza, se si vuole ottenere una modulazione spinta fino al 100 per cento di profondità: il valore di picco della tensione di uscita dell'amplificatore ad audiofrequenza in Classe A non potrà raggiungere un valore uguale alla tensione di alimentazione continua applicata all'anodo del tubo amplificatore a radiofrequenza in Classe C e conseguentemente la tensione anodica continua applicata al tubo a radiofrequenza dovrà essere ridotta ad un valore uguale al picco massimo della tensione ad audiofrequenza disponibile sul tubo modulatore, se si vuole ottenere una modulazione al 100 per cento di profondità.

Nei trasmettitori in fonia di bassa potenza previsti per casi di emergenza, potrà essere tollerato un più alto grado di distorsione, usando tubi modulatori del tipo a pentodo. In tali trasmettitori la resistenza in serie ed il condensatore su essa derivato verranno normalmente eliminati.

Modulazione anodica in classe B La modulazione anodica ad alto livello in classe B è il sistema di modulazione anodica meno costoso. Nella figura 10 è rappresentato un normale amplificatore a radiofrequenza in Classe C modulato sull'anodo da un modulatore in Classe B.

Il presupposto che la potenza di uscita dal modulatore debba essere metà della potenza di alimentazione anodica dello stadio in Classe C, perchè possa essere effettuata una modulazione al 100 per cento, è valido soltanto nel caso in cui la forma d'onda del segnale di modulazione sia sinoidale. Quando la forma di

onda in uscita dal modulatore è quella della voce e qualora a questa non siano stati apportati tagli, la potenza media del modulatore, affinchè possa venire effettuata una modulazione al 100 per cento, potrà essere considerevolmente minore della metà della potenza di alimentazione anodica dello stadio a radiofrequenza in Classe C.

Relazioni di potenza nelle forme d'onda della voce E' stato sperimentalmente determinato che il rapporto fra la potenza di picco e la potenza media nelle forme d'onda della voce, è approssimativamente 4 a 1, contro il rapporto 2 a 1 valido per onde sinoidali. Ciò è dovuto all'alto contenuto di armoniche esistenti nelle forme d'onda della voce e al fatto che questo alto contenuto di armoniche si manifesta col rendere asimmetrica l'onda, causando così picchi di tensione e di potenza molto acuti. Perciò se la forma d'onda della voce non viene tagliata, la corrente anodica media del modulatore, la dissipazione anodica e la potenza di uscita saranno approssimativamente metà di quelle che sarebbero se la forma d'onda fosse sinoidale, a parità di picco di potenza di uscita.

Tanto la potenza di picco quanto la potenza media sono in relazione con la forma d'onda. La potenza di picco corrisponde esattamente al significato della parola stessa: essa è la potenza al picco o al vertice di un'onda. La potenza di picco, malgrado abbia molta importanza nella modulazione, non ha così grande importanza nel campo della elettrotecnica delle correnti forti, eccetto che nei rari casi in cui una potenza media debba essere determinata in base al valore di picco.

Nel concetto di potenza di picco sono possibili due definizioni: la potenza di picco può essere istantanea e può essere media, cioè estesa ad un certo tempo, e quest'ultima è quella che ha molta importanza nelle considerazioni relative alle dissipazioni anodiche.

E' possibile che la potenza di picco per una determinata forma d'onda sia molte volte maggiore della potenza media; per un'onda sinoidale la potenza di picco è doppia rispetto alla potenza media e per una voce, sulla quale non siano stati apportati tagli, la potenza di picco può essere anche quattro volte la potenza media, come è stato detto avanti.

Per una modulazione al 100 per cento, la potenza di picco (istantanea) ad audiofrequenza dovrà essere uguale alla potenza di alimentazione anodica dello stadio a radiofrequenza in Classe C, mentre la potenza media, per tale valore di picco, varierà ampiamente a seconda della forma d'onda della tensione di uscita del modulatore, risultando maggiore del 50 per cento della potenza di picco, nel caso in cui in una voce siano stati apportati tagli di modulazione. Essa risulta uguale al 50 per cento della potenza di picco, per onde sinoidali, e a circa il 25 per cento per una voce normale nella quale non siano stati effettuati tagli di alcun genere.

Modulatori in classe B Una discussione dettagliata delle condizioni di lavoro dei modulatori ad audiofrequenza in Classe B è stata fatta nel Capitolo 5, nella sezione 5-8. Inoltre nella tabella 3ª dello stesso capitolo 5 è riportato un elenco delle condizioni di

lavoro raccomandate per la maggior parte dei tubi che vengono comunemente usati negli stadi modulatori in Classe B.

Altri dati sono altresì forniti nella sezione 5-8, in base ai quali si può eseguire il calcolo delle condizioni di lavoro dei tubi usati come modulatori in Classe B quando si desideri far funzionare una coppia di tubi in condizioni differenti da quelle normalmente specificate.

Calcolo del trasformatore di modulazione

Il trasformatore di modulazione costituisce un mezzo per rendere l'impedenza, costituita dagli amplificatori a radiofrequenza in Classe C, idonea ad essere impiegata come impedenza di carico di tubi modulatori in Classe B.

I trasformatori di modulazione, usati nel campo radioprofessionale, sono normalmente progettati per essere percorsi, nel loro avvolgimento secondario, dalla corrente anodica dello stadio a radiofrequenza in Classe C, come è chiaramente indicato nella figura 10. Le condizioni di impiego prescritte dal costruttore dovranno essere rispettate allo scopo di essere certi che la corrente continua anodica che percorre l'avvolgimento secondario non provochi inconvenienti. Una trattazione dettagliata circa il metodo da seguire per calcolare il trasformatore di modulazione è stata eseguita nella sezione 5-8 del Capitolo 5°. Però per maggiore chiarezza, daremo un ulteriore esempio di calcolo.

Si supponga il caso di un amplificatore in Classe C che lavori ad una tensione anodica di 2000 V con una corrente anodica di 225 mA. Questo amplificatore costituirà una impedenza di carico di 2000 diviso per 0,225 A, ossia di 8888 Ω. La potenza di alimentazione anodica sarà di 2000 moltiplicato per 0,225 ossia di 450 W. Riferendoci alla Tabella 3 del Capitolo 5° possiamo vedere che una coppia di tubi 811 funzionanti con tensione anodica di 1500 V sviluppa 225 W di uscita ad audiofrequenza. La resistenza di carico da anodo ad anodo per tali tubi funzionanti alle condizioni di lavoro specificate è di 18.000 Ω. Perciò il nostro problema è di adeguare la resistenza di carico costituita dall'amplificatore a radiofrequenza in Classe C, che è, come abbiamo visto, 8888Ω, alla resistenza di carico prescritta per i tubi del modulatore, che abbiamo visto essere 18.000 Ω.

A tale scopo sarà necessario un trasformatore di modulazione da 200-300 W. Se le prese intermedie sul trasformatore sono date in termini di impedenza, basterà collegare il secondario su 8888 Ω (o un valore prossimo a questo, come ad esempio 9000 Ω) e il primario su 18.000 Ω.

Se invece è necessario determinare il corretto rapporto di spire del trasformatore, si potrà procedere alla maniera seguente. La radice quadrata del rapporto fra le impedenze è uguale al rapporto fra le spire, e quindi

$$\sqrt{\frac{8888}{18.000}} = \sqrt{0,494} = 0,703$$

Il trasformatore di modulazione dovrà perciò avere un rapporto di spire di circa 1 a 0,7 in discesa, fra tutto il primario e tutto il secondario. Ad un maggiore numero di spire corrisponde una impedenza molto maggiore e viceversa.

Modulazione su anodo e schermo

Quando si modula soltanto l'anodo di un tubo munito di

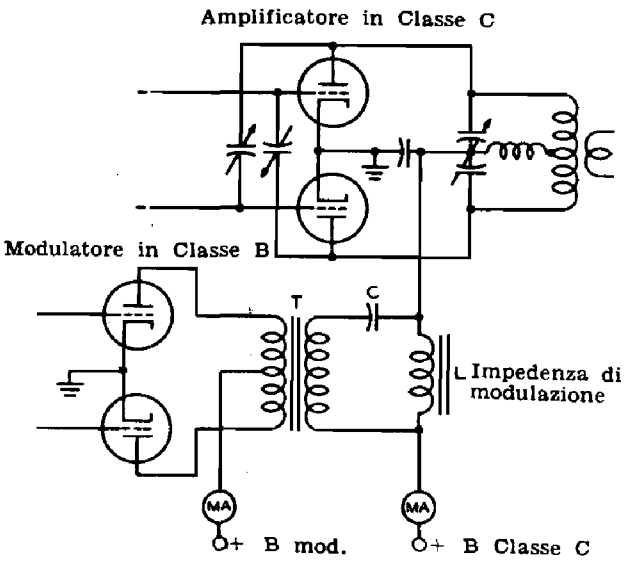


Figura 11.
MODULAZIONE ANODICA IN CLASSE B CON IMPEDENZA DI ALIMENTAZIONE
Nella disposizione circuitale rappresentata qui sopra la corrente anodica dello stadio modulato in Classe C non percorre il secondario del trasformatore di modulazione, come avviene nella figura 10, bensì attraversa una impedenza di modulazione. Usando una impedenza di modulazione di adeguate dimensioni, questo circuito fornirà una buona curva di risposta in frequenza anche per le frequenze basse, pure nel caso in cui la capacità C non sia molto alta. Per tale motivo, il circuito della figura 11 viene comunemente impiegato anche nelle stazioni di radiodiffusione circolare. L'impedenza di modulazione L dovrà avere una induttanza elevata in modo che la sua reattanza induttiva, alle frequenze di modulazione più basse che debbono essere trasmesse, sia almeno uguale alla impedenza di carico costituita dall'amplificatore a radiofrequenza in Classe C. Il condensatore C dovrà avere, alle frequenze di modulazione più basse che debbono essere trasmesse, una reattanza capacitiva molto minore della impedenza di carico costituita dall'amplificatore a radio-frequenza in Classe C. La disposizione circuitale della figura 11 presenta una caratteristica di scorrimento di fase, ai fini dell'esecuzione del taglio sulla forma d'onda ad audiofrequenza, migliore rispetto al sistema, però più semplice, illustrato dalla figura 10.

griglia schermo, è impossibile normalmente ottenere un'alta percentuale di modulazione lineare. La corrente anodica di un tale stadio non è più proporzionale alla tensione anodica.

Però se, contemporaneamente all'anodo, si modula anche la griglia schermo, le cadute istantanee di tensione di essa saranno proporzionali alle cadute di tensione sull'anodo e potrà essere così ottenuta una modulazione lineare.

Nella figura 12 sono rappresentati quattro circuiti fondamentali, che consentono di eseguire la modulazione contemporanea sull'anodo e sulla griglia schermo con risultati soddisfacenti. Il condensatore di fuga a radiofrequenza sulla griglia schermo non dovrà avere un valore maggiore di 0,005μF e preferibilmente dovrà essere di capacità ancora minore, non oltre 0,001μF. Esso dovrà essere sufficientemente grande da costituire un efficace corto-circuito per la corrente a radiofrequenza, senza però costituire un corto-circuito per le frequenze più alte del campo delle audiofrequenze.

Il condensatore di fuga sull'anodo potrà essere di capacità da 0,02μF a 0,05μF.

La resistenza di caduta della griglia schermo R_1 dovrà ridurre l'alta tensione applicata all'anodo al valore specificato per la griglia schermo nelle condizioni di lavoro di quel determinato tubo in quel determinato circuito.

Il condensatore C_1, anche se raramente necessario, potrà essere impiegato nel caso in cui il tubo lo richieda per evitare che C_2 attenui le più alte frequenze audio. I migliori risultati potranno conseguirsi attribuendo a C_1 valori compresi fra 0,002 e 0,0002μF.

La figura 12C mostra un altro sistema nel quale viene fatto uso di un terzo avvolgimento nel trasformatore di modulazione, attraverso il quale la griglia schermo viene collegata all'alimentatore a bassa tensione. Il rapporto di spire fra

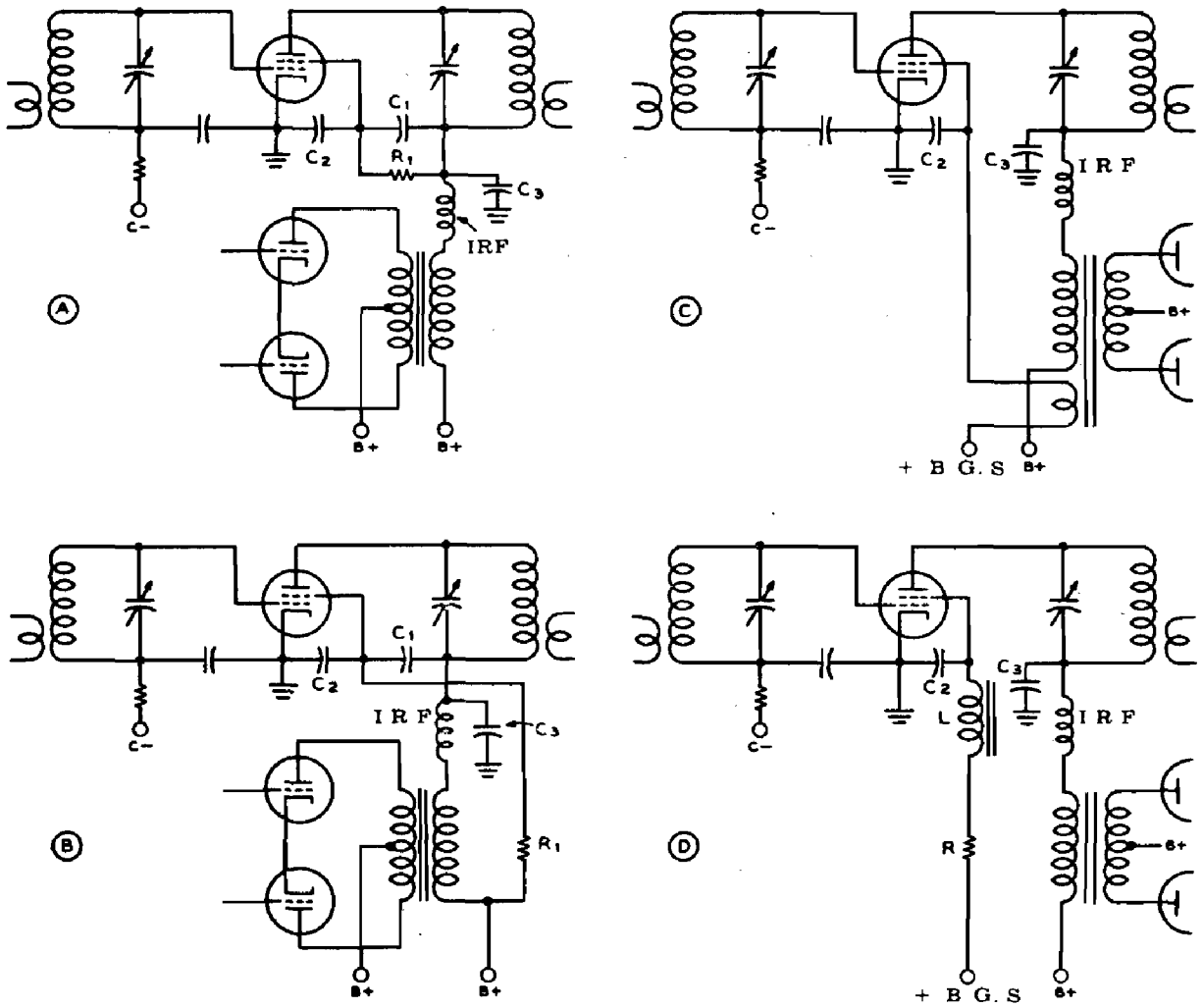


Figura 12.
MODULAZIONE ANODICA DI UN TETRODO A FASCIO O DI UN TUBO A GRIGLIA - SCHERMO

Nel testo sono dettagliatamente discusse queste varianti dei circuiti per la modulazione anodica di tetrodi a fascio oppure pentodi. Le varianti illustrate in B e in D sono le più idonee in molte applicazioni.

i due avvolgimenti di uscita del trasformatore di modulazione dipende dal tipo di tubo che deve venire modulato. Normalmente tale rapporto sarà dimensionato in modo che la griglia schermo venga modulata al 60 per cento quando la tensione anodica viene modulata al 100 per cento.

Se la tensione di griglia schermo è ottenuta mediante una resistenza di caduta (e non con un partitore di tensione) la quale sia filtrata agli effetti della radiofrequenza ma non agli effetti della audiofrequenza, è possibile assicurare ancora una buona modulazione applicando la modulazione soltanto all'anodo. In queste condizioni la griglia schermo tende ad automodularsi, dato che la tensione di griglia schermo tende a variare in corrispondenza al ciclo ad audiofre-

quenza, in conseguenza dell' aumento della impedenza di griglia schermo al variare della tensione anodica verso valori più alti, mentre col diminuire della tensione anodica diminuisce proporzionalmente l'impedenza di griglia schermo. Questa disposizione circuitale è illustrata nella figura 12 B.

Nella figura 12 D è rappresentata una altra applicazione di tale principio. In questo caso la tensione di griglia schermo è fornita direttamente da un alimentatore a bassa tensione, al suo giusto valore, attraverso un'impedenza ad audiofrequenza L. Questa impedenza sarà del tipo usuale per cellule filtro, con una induttanza da 10 a 20 H, col quale valore si otterranno risultati molto soddisfacenti.

Per proteggere il tubo nel caso in cui fosse applicata la tensione alla griglia schermo (fornita dall'alimentatore di un eccitatore), mentre la tensione anodica è disinserita, si potrà usare la disposizione circuitale della figura 12 D, nella quale in serie alla impedenza ad audiofrequenza della griglia schermo, è stata posta una resistenza da 3.000 a 10.000Ω. In questo caso la tensione per l'alimentazione della griglia schermo dovrà essere di almeno una volta e mezzo quella effettiva che dovrà riscontrarsi sulla griglia schermo. Il valore della resistenza dovrà essere scelto in maniera che, con la normale corrente di schermo, la caduta di tensione attraverso la resistenza e attraverso l'impedenza risulti tale che all'elettrodo della griglia schermo venga effettivamente applicata la sua tensione normale. In tal modo, se dovesse venire a mancare la tensione anodica al tubo, la corrente di griglia schermo tenderebbe a crescere fortemente, ma allora aumenterà la caduta di tensione attraverso la resistenza R. Ne risulta così un abbassamento della tensione effettiva della griglia schermo, col risultato che non verrà mai oltrepassato il valore di dissipazione di griglia schermo stabilito dal costruttore del tubo. Ciò però presuppone che l'alimentatore per la tensione di griglia schermo e la resistenza di caduta R siano dimensionati appunto in modo che non venga mai sorpassata la massima dissipazione tollerabile dalla griglia schermo. Tale dissipazione massima, quando si usa la disposizione circuitale di cui sopra, è data da

$$W = \frac{E^2}{4R}$$

in cui E è la tensione fornita dall'alimentatore di griglia schermo ed R è la somma delle resistenze di R con la resistenza a corrente continua offerta dalla impedenza ad audiofrequenza L di figura 12 D.

E' evidente che, usando la formula di cui sopra, il valore di W ottenuto risulta minore della massima dissipazione stabilita per la griglia schermo dai dati caratteristici di impiego del tubo o dei tubi impiegati nello stadio modulato.

Lo stesso sistema sarà opportuno venga usato anche nel progettare il circuito di alimentazione per la griglia schermo di uno stadio amplificatore a pentodo o a tetrodo, nel quale non debba essere applicata alcuna modulazione.

Il trasformatore di modulazione per l'applicazione della modulazione tanto sull'anodo quanto sulla griglia schermo, nel caso in cui si impieghi una resistenza di caduta di tensione come nel circuito 12 A, sarà similare al trasformatore usato per eseguire la modulazione ano-

dica in fonia di amplificatori a radiofrequenza in Classe C usanti un triodo. Naturalmente, nel dimensionare il secondario del trasformatore di modulazione, occorrerà tener conto della somma delle correnti anodica e di griglia schermo, dato che entrambe concorrono a costituire l'impedenza di carico del secondario del trasformatore di modulazione.

Il valore di picco della potenza ad audiofrequenza necessaria per ottenere una modulazione al 100 per cento sarà uguale alla somma delle potenze di alimentazione assorbite dalla griglia schermo, dalla sua resistenza di caduta e dall'anodo dello stadio a radiofrequenza modulato.

8-4 Modulazione di catodo

La modulazione di catodo costituisce un utile compromesso fra il buon rendimento della modulazione anodica, costosa però per l'alta potenza che deve avere il modulatore, e il basso rendimento della modulazione di griglia, il cui modulatore però è poco costoso dovendo fornire ben poca potenza. La modulazione di catodo consiste invece in una combinazione fra i due suddetti tipi di modulazione.

Il rendimento medio ottenibile dai buoni trasmettitori con modulazione anodica si aggira dal 75 all'80 per cento, con un valore medio perciò del 77,5 per cento. D'altro canto il rendimento medio ottenibile dai buoni trasmettitori con modulazione sulla griglia si aggira dal 28 al 40 per cento, con un valore medio del 34 per cento.

Ora, poichè la modulazione di catodo costituisce una contemporanea modulazione di griglia e anodica, entrambe in fase fra loro, ci si potrà attendere, da tale tipo di modulazione, un rendimento medio compreso fra i due rendimenti suddetti, e cioè il 34 per cento relativo alla modulazione di griglia e il 77,5 per cento relativo alla modulazione anodica, e tale rendimento sarà più prossimo all'uno o all'altro di tali due valori a seconda che nello stadio modulato di catodo abbia la prevalenza la modulazione di griglia o la modulazione anodica.

Poichè, come si è detto, la modulazione di catodo costituisce una contemporanea modulazione di griglia e di anodo, sarà possibile con essa ottenere un rendimento intermedio fra i due rendimenti suddetti, se si attua un giusto compromesso fra i due sistemi di modulazione entrambi presenti nella modulazione di catodo.

L'esperienza ha confermato quanto sopra ed ha dimostrato appunto che le migliori condizioni ottenibili dalla modulazione di catodo sono appunto quelle cui corrisponde un rendimento del 56,5 per cento, che è esattamente la media fra i rendimenti della modulazione di griglia e della modulazione anodica.

Il calcolo ha portato al risultato che questo valore di rendimento può essere ottenuto in un amplificatore con modulazione di catodo quando la potenza ad audiofrequenza di modulazione sia approssimativamente il 20 per cento della potenza di alimentazione anodica assorbita dallo stadio amplificatore a radiofrequenza modulato di catodo.

Curve di lavoro della modulazione di catodo

La figura 13 fornisce una serie di curve di lavoro per gli stadi amplificatori a radiofrequenza modulati di cato-

CURVE DI LAVORO PER AMPLIFICATORI A RADIO-FREQUENZA CON MODULAZIONE SUL CATODO

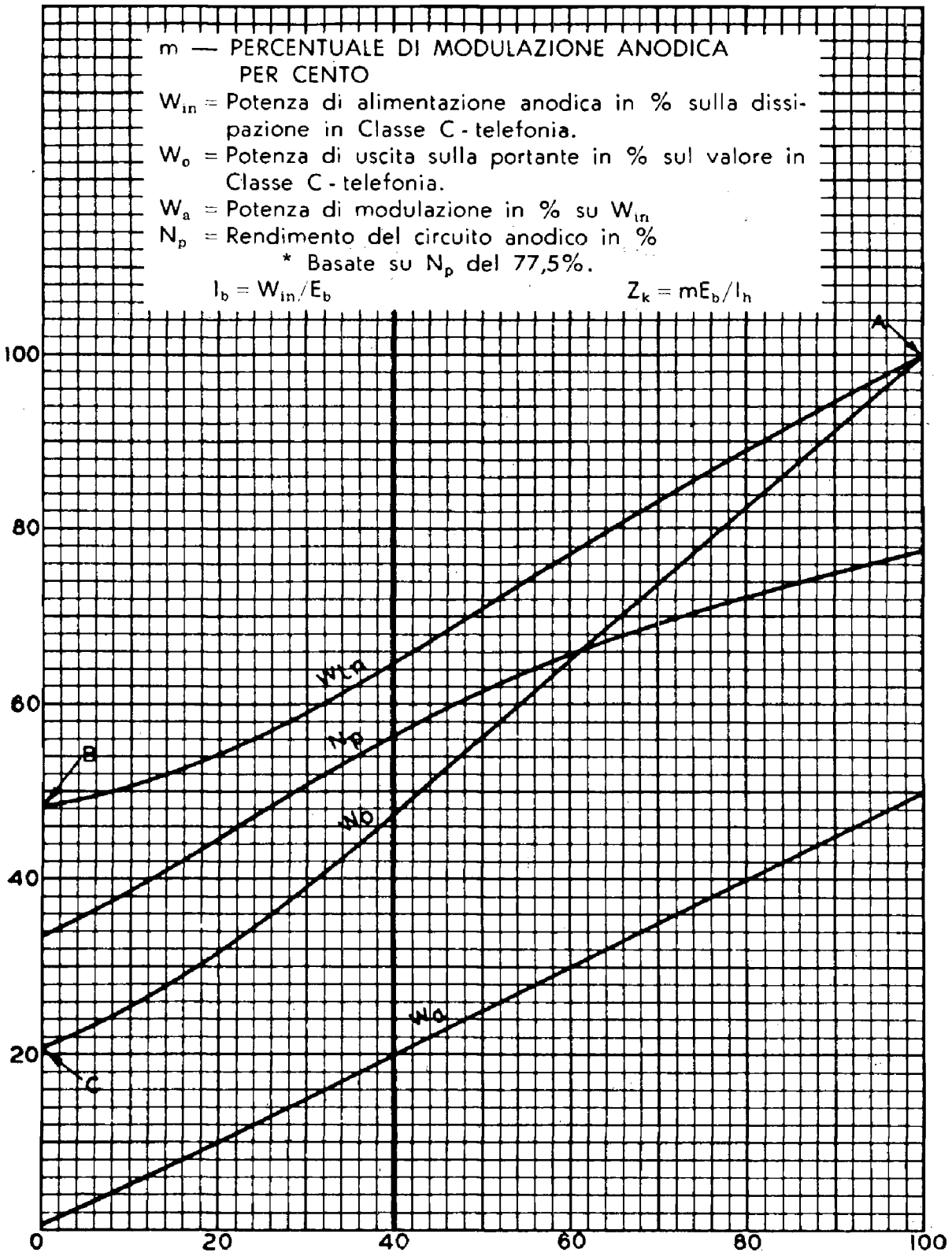


Figura 13.

do. Essa fornisce un grafico avente per coordinate la percentuale (*m*) di modulazione anodica e il rendimento in per cento del circuito anodico e sono riportate le curve relative alla potenza ad audiofrequenza necessaria, alla potenza di alimentazione anodica rapportata in percentuale sulla dissipazione anodica stabilita dai dati caratteristici del tubo per funzionamento in Classe C con modulazione anodica e alla potenza di uscita rapportata in percentuale sulla potenza di uscita in fonia dell'amplificatore in Classe C.

Queste due ultime curve non sono molto importanti nel progetto di trasmettitori nuovi come invece lo sono le curve che rappresentano la relazione esistente fra la modulazione anodica in per cento e il rendimento del circuito anodico.

Condizioni ottime di lavoro Come è stato detto in precedenza, le condizioni ottime di lavoro per un normale amplificatore a radiofrequenza modulato di catodo sono quelle alle quali la potenza di uscita ad audiofrequenza erogata dal modulatore risulti circa il 20 per cento della potenza di alimentazione anodica assorbita dallo stadio modulato. In tali condizioni, il rendimento anodico risulta prossimo al 56,5 per cento che abbiamo visto essere la media fra i rendimenti per modulazione di griglia e per modulazione anodica. In pratica il rendimento che si è ottenuto sui trasmettitori modulati sul catodo è risultato dal 54 al 58 per cento.

In un amplificatore di questo tipo, modulato sul rendimento, la limitazione è costituita in gran parte dalla dissipazione anodica. Se, nelle condizioni suddette, la dissipazione anodica del tubo in corrispondenza all'onda portante fosse minore del valore stabilito per le condizioni di impiego dal costruttore del tubo, la potenza di alimentazione anodica potrà essere aumentata fino a che non sia raggiunta la massima dissipazione anodica tollerabile dal tubo.

La dissipazione anodica per qualunque condizione di lavoro potrà essere agevolmente determinata in base alla figura 13 eseguendo qualche facile calcolo. Si determini la potenza di alimentazione anodica e, in base ad un dato valore di rendimento, si determini la potenza di uscita dallo stadio. Sottraendo questa potenza di uscita dalla potenza di alimentazione anodica, si ottiene la potenza che il tubo deve essere in grado di dissipare.

Impedenza di catodo L'impedenza del circuito catodico di un amplificatore a radiofrequenza nel quale debba essere eseguita la modulazione di catodo costituisce un elemento importante ai fini della determinazione delle caratteristiche del trasformatore da usare nell'accoppiamento al modulatore.

L'impedenza di catodo di un amplificatore è uguale alla tensione di picco di modulazione divisa per il picco della componente ad audiofrequenza della corrente anodica dello stadio.

Il picco della tensione di modulazione è uguale alla tensione anodica moltiplicata per m (percentuale della modulazione anodica).

Dunque

$$Z_k = m \frac{E_p}{I_p}$$

oppure, semplicemente, l'impedenza di catodo è uguale alla percentuale di modulazione anodica (espressa in decimi, cioè, per es., 0,4 per il 40%) moltiplicata per la tensione anodica e divisa per la corrente anodica.

Modulatore di catodo Un tipico esempio di amplificatore a radiofrequenza modulato di catodo è quello rappresentato nella figura 14. Il modulatore che dovrà essere impiegato per fornire la potenza ad audiofrequenza al circuito catodico dello stadio modulato, dovrà avere una potenza di uscita corrispondente al 20 per cento della potenza di alimentazione anodica dello stadio, per ottenere una profondità di modulazione anodica del 40 per cento. Sebbene quest'ultimo valore sia quello più indicato per la modulazione anodica, si potranno avere risultati soddisfacenti anche con altri valori di percentuali rispetto a quelli forniti dalla figura 13 e che costituiscono le condizioni ottime di lavoro.

I tubi modulatori possono lavorare nelle varie Classi, e cioè in Classe A, AB e B, ma è sempre consigliabile usare nel modulatore un certo grado di controreazione quando esso lavori in una classe diversa dalla Classe A. Ciò è particolarmente importante quando, come tubi modulatori, vengano impiegati tetrodi a fascio; qualora in essi non venisse attuato alcun sistema di controreazione, si avrebbero facilmente distorsioni armoniche di valore proibitivo, dato che lo stadio modulato di catodo non costituisce una impedenza lineare nel vero significato della parola.

Il trasformatore che esegue l'accoppiamento fra il modulatore e il circuito di catodo dell'amplificatore modulato dovrà adattarsi alla impedenza di catodo, calcolata nel modo detto innanzi, e dovrà inoltre avere un certo numero di prese intermedie in modo che alla griglia dello stadio possa essere applicata una tensione ad audiofrequenza di valore opportuno. In molti casi sarà opportuno l'impiego di un trasformatore di uscita previsto per varie impedenze di carico, del tipo di quelli che si trovano normalmente in commercio: la massa e il catodo verranno collegati a due prese previste per una impedenza di carico corrispondente a quella calcolata nel modo anzidetto.

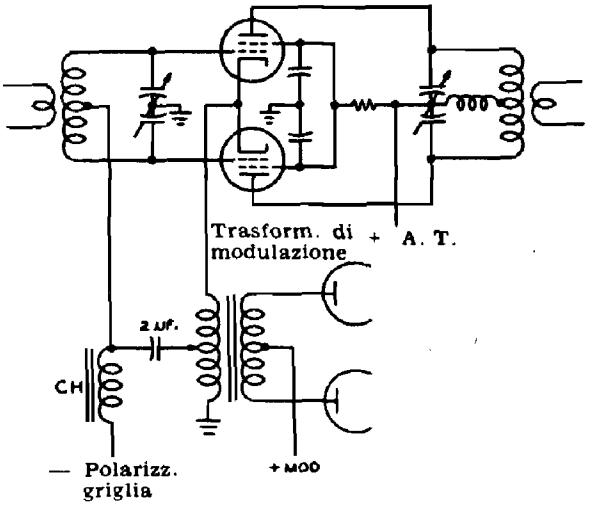


Figura 14.
CIRCUITO PER LA MODULAZIONE SUL CATODO
Il trasformatore di modulazione, il cui secondario è in serie con il circuito di ritorno del catodo dello stadio modulato, dovrà adeguare l'impedenza del circuito catodico di tale stadio con l'impedenza del circuito anodico del modulatore. La impedenza posta in serie al circuito di ritorno di griglia dello stadio modulato dovrà avere una induttanza da 15 a 40 H. e dovrà essere in grado di sopportare la massima corrente di griglia dello stadio. La presa intermedia sul secondario del trasformatore di modulazione, adibita alla griglia, dovrà essere regolata, dopo che lo stadio sia stato posto in funzione, fino ad ottenere la migliore forma possibile dell'inviluppo di modulazione.

Mediante un oscilloscopio a raggi catodici, accoppiato allo stadio modulato, potrà essere osservata sullo schermo del tubo la forma d'onda modulata. Modulando allora lo stadio, si sposterà il collegamento del circuito di griglia del tubo modulato sulle varie prese intermedie del secondario del trasformatore di modulazione, fino a che si ottiene sullo schermo dell' oscilloscopio la migliore forma d'onda possibile. Si tenga presente che quanto più vicina sarà la presa per la griglia alla presa del catodo, tanto minore è la tensione ad audiofrequenza che si viene ad applicare alla griglia. D'altro canto, se il ritorno di griglia venisse collegato a massa, alla griglia verrebbe applicata tutta la tensione alternativa di catodo.

Nella messa a punto degli amplificatori a radiofrequenza modulati sul catodo si riscontrerà che quando si impiegano tubi a basso μ è necessario applicare alla griglia una maggiore aliquota di tensione catodica rispetto a quando si fa uso di tubi a più alto μ. Perciò per i tubi a più basso μ il ritorno di griglia andrà posto più vicino a massa, mentre per i tubi a più alto μ esso verrà posto più vicino al catodo.

Eccitazione Lo stadio pilota a radiofrequenza di uno stadio amplificatore con modulazione sul catodo dovrà avere la possibilità di generare la stessa potenza che sarebbe necessaria per pilotare un amplificatore ad onde persistenti non modulate, avente la stessa potenza di alimentazione anodica.

Però occorrerà introdurre un qualche sistema di regolazione dell'eccitazione, dato che la potenza di eccitazione ha una diretta influenza sulla linearità dello stadio amplificatore con modulazione sul catodo.

Se per l'accoppiamento fra stadio pilota e stadio modulato si fa uso di un secondario di accoppiamento (link), agendo sul suo accoppiamento si potrà raggiungere lo scopo di regolare entro ampi limiti l'eccitazione allo stadio modulato sul catodo. Se la modulazione anodica è molto minore del 40 per cento, lo stadio si comporterà come se fosse modulato in griglia e in tal caso sarà necessario attuare un buon sistema di regolazione della eccitazione a radiofrequenza.

Sistemi di polarizzazione Negli stadi a modulazione di catodo può essere impiegato uno qualunque dei sistemi atti a fornire la polarizzazione negativa di griglia agli amplificatori a radiofrequenza in Classe C di tipo usuale. Potranno essere cioè impiegati, nelle loro forme più comuni, le polarizzazioni negative di griglia a mezzo di batteria, per corrente di griglia a mezzo di una resistenza, o infine a mezzo di apposito alimentatore. Potrà essere usata anche la polarizzazione catodica purchè la resistenza di polarizzazione abbia in derivazione un condensatore elettrolitico di elevata capacità.

In qualunque caso, la tensione di polarizzazione negativa di griglia dovrà essere regolabile in modo che possa essere determinato il valore ottimo cui corrisponda la migliore modulazione.

Qualora venga impiegata la polarizzazione per corrente di griglia oppure per resistenza catodica, dovrà poter essere variato il valore della resistenza di polarizzazione di griglia o di quella catodica.

Non è consigliabile l'uso della pola-

rizzazione per corrente di griglia quando la modulazione anodica è inferiore al 30 per cento, poichè in questo caso lo stadio si comporta essenzialmente come un amplificatore modulato di griglia ed è perciò necessario impiegare una tensione di polarizzazione negativa di griglia più costante possibile.

Modulazione sull'anodo e sulla griglia schermo La modulazione catodica non può dare risultati soddisfacenti quando viene impiegata su tubi del tipo a tetrodo a fascio. Ciò deriva dal fatto che per tali tubi è necessario un piccolo valore di tensione di eccitazione e di tensione ad audiofrequenza sulla griglia. Inoltre in essi è necessario rendere la tensione di griglia schermo dipendente dalle variazioni di tensione imposte al catodo.

Invece, qualora si desideri attuare un compromesso fra la modulazione anodica ad alto livello e la modulazione a rendimento su basso livello, potrà essere usato con successo un sistema equivalente alla modulazione di catodo e denominato « modulazione sull'anodo e sulla griglia schermo ».

Il circuito per effettuare la modulazione sull'anodo e sulla griglia schermo è illustrato nella figura 15. Esaminando tale circuito, si riscontrerà che questo sistema di modulazione è un compromesso fra la modulazione sulla griglia schermo e la modulazione anodica. Pertanto le curve della figura 13 potranno essere applicate alla determinazione delle condizioni di lavoro anche per la modulazione sull'anodo e sulla griglia schermo, oltre che alla modulazione catodica.

Infine, l'impedenza Z_m del secondario del trasformatore di modulazione verrà

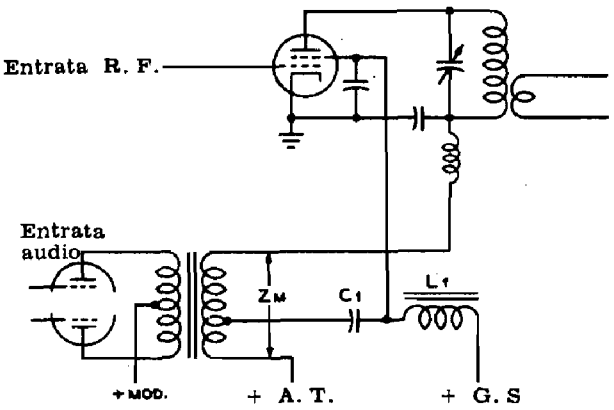


Figura 15.
CIRCUITO PER LA MODULAZIONE SULL'ANODO E SULLA GRIGLIA SCHERMO
Le condizioni di lavoro di questo tipo di modulazione sono molto simili a quelle per la modulazione di catodo.

determinata usando la stessa formula che si è impiegata per la determinazione della impedenza di catodo nel caso di impiego di modulazione catodica. Tale formula è

$$Z_m = m\frac{E_p}{I_p}$$

Esempio di modulazione sull'anodo e sulla griglia schermo Come esempio di modulazione sull'anodo e sulla griglia schermo si consideri il caso di uno stadio con tubo tipo 813 che debba funzionare con tensione anodica di 1500 V. Si abbia disponibile un modulatore impiegante come stadio finale un controfase di tubi tipo 815 in Classe A B_2, che siano in grado di fornire una potenza di uscita di 54 W. Con 54 W di potenza di uscita erogabile dal modulatore, può essere modulato uno stadio a radiofrequenza avente una potenza di alimentazione anodica cinque volte maggiore e cioè 270 W, con una modulazione anodica al

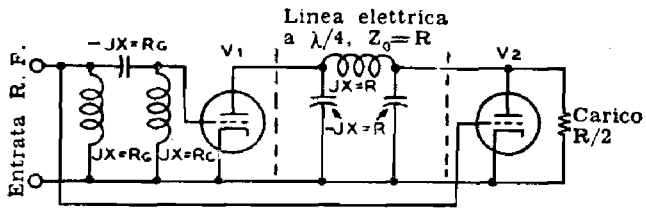


Figura 16.
RAPPRESENTAZIONE SCHEMATICA DEL SISTEMA DOHERTY LINEARE

40 per cento, come si può vedere dai grafici contenuti nella figura 13.

Col 40 per cento di modulazione anodica, il rendimento del circuito anodico dello stadio con tubo 813 sarà di circa il 56 per cento, sicchè la potenza di uscita a radiofrequenza che tale stadio può fornire sarà di circa 150 W. La differenza fra la potenza di alimentazione anodica assorbita dallo stadio — 270 W — e la potenza resa — 150 W — costituisce la potenza dissipata sull'anodo del tubo 813, che risulta pertanto di 120 W. Per ottenere, con una tensione anodica di 1500 V, una potenza di alimentazione anodica di 270 W, occorre che la corrente anodica assorbita dallo stadio sia di 180 mA.

In queste condizioni l'impedenza del secondario del trasformatore di modulazione dovrà essere:

$$Z_m = 0{,}4 \cdot \frac{1500}{0{,}180} = 3330\Omega$$

Quindi il modulatore dovrà essere regolato in modo da poter sviluppare i 54 W di potenza di uscita su un carico di 3330 Ω.

La tensione di griglia schermo del tubo 813 dovrà essere regolata su circa i 2/3 del valore stabilito dalle condizioni di impiego per il funzionamento del tubo come amplificatore a radiofrequenza in Classe C, e la presa intermedia sul trasformatore di modulazione dovrà essere spostata fino a che si ottenga sull'onda portante una modulazione completamente lineare. Tale condizione potrà essere ottenuta osservando con un oscilloscopio a raggi catodici la forma d'onda della radiofrequenza modulata.

Per ottenere le condizioni di lavoro ottime dello stadio dovranno essere compiute varie regolazioni. Queste andranno eseguite sulla tensione continua di polarizzazione della griglia schermo, sul segnale ad audiofrequenza applicato alla griglia schermo e sulla impedenza di carico anodico da applicare allo stadio a radiofrequenza. Le condizioni di lavoro del circuito di griglia dello stadio a radiofrequenza saranno all' incirca le stesse di quelle relative allo stesso tubo funzionante come amplificatore a radiofrequenza in Classe C con modulazione anodica. Tali condizioni non saranno però critiche e non avranno perciò una influenza determinante sul raggiungimento di soddisfacenti condizioni di funzionamento dello stadio modulato sull'anodo e sulla griglia schermo.

Amplificatori modulati col sistema Doherty e col sistema Terman-Woodyard

Illustriamo questi due tipi di amplificatori insieme, dato che il principio di funzionamento è pressochè uguale per tutti e due.

Nella figura 16 è rappresentato, con uno schema molto semplificato, il funzionamento di entrambi i tipi di amplificatori. Tutti e due i sistemi funzionano in virtù di un tubo adibito all'onda portante (V_1 in entrambe le figure 16 e 17)

il quale fornisce all'uscita dello stadio l'onda portante non modulata e la cui uscita viene ridotta in corrispondenza dei picchi negativi di modulazione.

In entrambi i sistemi è impiegato inoltre un « tubo di picco » (V_2) che ha la funzione di alimentare approssimativamente metà del picco positivo del ciclo di modulazione e la cui altra funzione è quella di abbassare l'impedenza di carico del tubo di onda portante, sicchè questo risulti in condizione di erogare l'altra metà del picco positivo del ciclo di modulazione.

Il tubo di picco è tale da aumentare l'uscita del tubo di onda portante mediante una linea di inversione di impedenza collegata fra i circuiti dei due tubi. Questa linea è tale da avere una impedenza metà del valore dell'impedenza di carico con la quale funziona il tubo di onda portante, al livello della portante cioè in assenza di modulazione. Perciò all'uscita è accoppiato un carico avente impedenza metà della impedenza caratteristica della linea a quarto d'onda.

L'esperienza acquisita con le linee a quarto d'onda nei circuiti di adeguamento di impedenza di antenna, ci dice che con una linea del genere si varia l'impedenza di una linea in maniera tale che la media geometrica fra le due impedenze ai due estremi della linea a quarto d'onda sia uguale alla impedenza caratteristica della linea a quarto d'onda. Perciò, se ad un estremo abbiamo un carico avente impedenza metà dell'impedenza caratteristica della linea a quarto d'onda, all'altro estremo di questa linea dovremo avere una impedenza caratteristica doppia rispetto alla linea a quarto d'onda ossia alla linea di carico del tubo ad R Ohm.

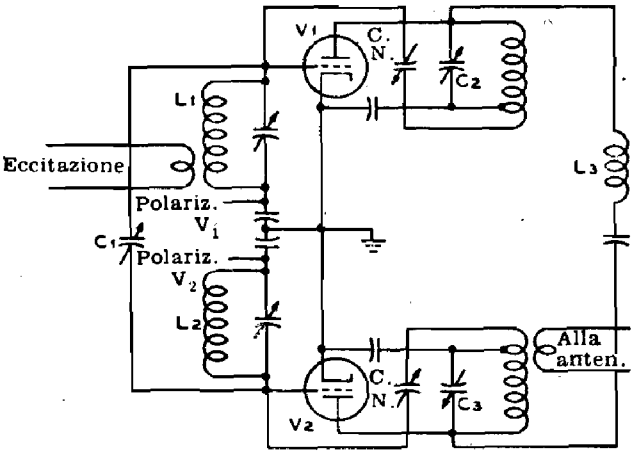


Figura 17.
SCHEMA ELETTRICO SEMPLIFICATO DI UN AMPLIFICATORE AD « ALTO RENDIMENTO »
In linea generale, comprende un tubo « di onda portante » e un tubo « di picco » collegati fra loro a mezzo di una linea a quarto d'onda a costanti concentrate. Questo sistema rimane inalterato sia nel caso in cui si attui modulazione sulla polarizzazione negativa di griglia, sia nel caso in cui venga impiegato come amplificatore lineare di un'onda modulata.

Questo stato di cose esiste al livello della portante, ossia quando il tubo di picco non apporta ancora alcun contributo alla potenza. Quando arriva su esso un picco di modulazione positiva, il tubo di picco comincia a fornire al carico il suo contributo di potenza, sicchè l'impedenza sul terminale di carico della linea diviene uguale ad R invece che ad R/2, valore che invece si ha al livello dell'onda portante, cioè in assenza di modulazione. Ciò è dovuto al fatto che in corrispondenza al picco di modulazione positiva (dato che viene sviluppata la piena potenza) il tubo di picco sottrae una resistenza negativa di R/2 dal terminale di carico della linea.

Ora, poichè in corrispondenza al picco di modulazione il terminale di carico della linea è caricato su una resistenza R anzichè R/2, la impedenza sul tubo di onda portante verrà ridotta da 2 R di onda portante V_1.

Ciò è causato dall'azione invertitrice di impedenza esercitata dalla linea a quarto d'onda. Poichè la resistenza di carico del tubo viene ridotta alla metà del valore corrispondente al livello dell'onda portante, la sua uscita sul picco del ciclo di modulazione verrà raddoppiata. Quindi abbiamo la condizione necessaria per effettuare una modulazione al 100 per cento sul picco di modulazione positiva e l'amplificatore svilupperà una potenza quattro volte maggiore di quella che viene da esso sviluppata al livello dell'onda portante.

Sui picchi di modulazione negativa il tubo di picco non dovrà in alcun modo intervenire; l'uscita del tubo per l'onda portante viene diminuita fino a che, per picchi di modulazione negativa al 100 per cento, la potenza istantanea di uscita diviene nulla.

La linea elettrica a quarto d'onda

La linea elettrica a quarto d'onda consiste in un circuito a π nel quale l'induttanza e la capacità hanno ciascuna una reattanza uguale alla impedenza caratteristica della linea. Affinchè una linea elettrica a quarto d'onda compia il desiderato effetto di inversione di impedenza, essa necessariamente dovrà provocare l'effetto di introdurre uno spostamento di fase di 90 gradi sulla linea stessa.

Se gli elementi posti in derivazione sulla linea sono capacità, lo spostamento di fase sulla linea sarà di 90 gradi in anticipo; qualora tali elementi fossero invece induttanze, lo spostamento di fase sulla linea sarà di 90 gradi in ritardo.

Dato che fra il circuito anodico del tubo di onda portante e quello del tubo di picco vi è un indesiderato spostamento di fase di 90 gradi, occorrerà che questo venga compensato mediante la introduzione di uno spostamento di fase eguale ed opposto nelle tensioni di eccitazione dei circuiti di griglia dei due tubi, in modo che le uscite risultanti nel circuito anodico siano in fase. Questo addizionale spostamento di fase è chiaramente visibile nella figura 16, mentre nella figura 17 è illustrato il metodo per ottenerlo.

Confronto fra modulatore lineare e modulatore di griglia

La differenza fra l'amplificatore lineare Doherty e l'amplificatore modulato di griglia tipo Terman-Woodyard è la stessa di quella che intercorre fra qualunque stadio modulato con modulazione lineare e un altro stadio modulato in griglia.

La radiofrequenza modulata è applicata al circuito di griglia dell'amplificatore lineare Doherty con il tubo di onda portante polarizzato all'interdizione e col tubo di picco polarizzato sul punto in cui esso conduca, al livello della onda portante, una corrente anodica sostanzialmente nulla.

Nell'amplificatore modulato di griglia tipo Terman-Woodyard il tubo di onda portante è prossimo alla Classe C con una polarizzazione negativa di griglia relativamente alta e un alto rendimento anodico, mentre il tubo di picco è polarizzato in modo che esso non conduca pressochè corrente anodica. La tensione a radiofrequenza non modulata viene applicata al circuito di griglia dei due tubi mentre la tensione di modulazione viene posta in serie con le tensioni fisse di polarizzazione negativa di griglia.

E' necessaria, sulla griglia del tubo di

picco, una tensione ad audiofrequenza da metà a due terzi più alta di quella necessaria per la griglia del tubo di onda portante.

Rendimenti Il rendimento, sull' onda portante, dell'amplificatore modulato in griglia tipo Terman-Woodyard è superiore a quello che può essere ottenuto con qualunque stadio in Classe C: 80 per cento o anche superiore. Il rendimento sull'onda portante dell'amplificatore lineare Doherty è equivalente al massimo rendimento ottenibile con gli amplificatori in Classe B, e cioè il 60 o 70 per cento. Il rendimento totale dell'amplificatore modulato sulla polarizzazione di griglia, in corrispondenza al 100 per cento di modulazione, è circa il 75 per cento; per quello lineare col 100 per cento di modulazione si ha un rendimento del 60 per cento.

Nella figura 17 i circuiti di accordo anodico sono alquanto disintonizzati per dare un effetto che compensi quello provocato dagli elementi posti in derivazione sulla linea a quarto d'onda della figura 16. Alla risonanza, le bobine L_1 e L_2 dei circuiti di griglia dei due tubi hanno ciascuna una reattanza induttiva eguale alla reattanza capacitiva del condensatore C_1. Quindi si ha l'effetto di un circuito a π con induttanza in derivazione e condensatore in serie.

Nel circuito anodico è necessario ottenere uno spostamento di fase della stessa entità ma in direzione opposta; per tale motivo l''elemento in serie sarà la induttanza L_3, la cui reattanza è uguale alla impedenza caratteristica desiderata per il circuito. Dunque i condensatori di accordo anodico dei due tubi C_2 e C_3 dovranno avere un valore maggiore rispetto al valore necessario per la risonanza, in modo che essi abbiano una reattanza capacitiva eguale alla reattanza induttiva offerta dalla induttanza L_3. E' altresì necessario che non vi sia alcun accoppiamento fra le induttanze.

Malgrado questi tipi di amplificatori siano di alto rendimento e non richiedano apparecchiature ad audiofrequenza di forte potenza, tuttavia essi presentano difficoltà nella messa a punto — particolarmente sulle frequenze più alte — e il progetto di un trasmettitore impiegante tali circuiti ed atto a funzionare su varie gamme di frequenza, costituisce un problema di estrema difficoltà.

Però la modulazione sulla polarizzazione negativa di griglia presenta forti vantaggi per i trasmettitori di elevata potenza i quali debbano funzionare su una sola frequenza prestabilita.

Altri sistemi di modulazione ad alto rendimento Fin dal 1936 sono stati, in varie riprese, sviluppati alcuni altri sistemi di modulazione ad alto rendimento. La maggior parte di questi, però, ha avuto poche applicazioni sia nel campo commerciale che nel campo radiodilettantistico.

In molti casi i circuiti relativi a questi altri sistemi di modulazione si sono rivelati di difficoltosa messa a punto oppure hanno presentato inconvenienti tali da rendere poco conveniente, dal punto di vista pratico, il loro impiego e da consigliare l'uso dei sistemi convenzionali di modulazione. In un recente numero di « Proceeding IRE » sono stati riepilogati tutti questi altri sistemi di

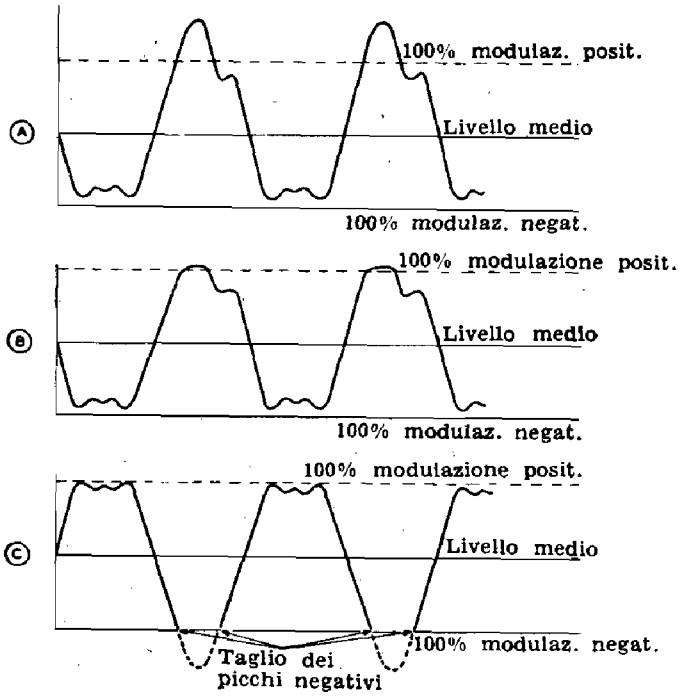


Figura 18.
FORME D'ONDA DELLA MODULAZIONE DI AMPIEZZA SULLA VOCE
Viene mostrato l'effetto dell'uso di una corretta polarità di una voce che debba eseguire la modulazione di un trasmettitore. In (A) viene mostrato l'effetto di una corretta polarità di voce su un trasmettitore che possa essere modulato in senso positivo a più del 100 per cento. In (B) viene mostrato l'effetto di una corretta polarità di voce su un trasmettitore che possa essere modulato in senso positivo soltanto al 100 per cento. Ambedue tali condizioni daranno un segnale chiaro e netto senza gravi spurie di modulazione. In (C) viene mostrato l'effetto di una errata polarità di voce su un trasmettitore che possa essere modulato in senso positivo al 100 per cento. Questa condizione causerà gravi spurie di modulazione dovute al taglio dei picchi negativi di modulazione, che avviene nello stadio amplificatore modulato.

modulazione e il lettore, cui interessino questi circuiti, potrà consultare tale rivista.

8-5 Tagli di modulazione

Le forme d'onda della voce sono caratterizzate dal fatto che, con molta frequenza, in esse compaiono dei picchi di grande ampiezza e di durata cortissima. Questi picchi daranno luogo a sovramodulazione tutte le volte che il livello medio di modulazione superi approssimativamente il 30 per cento.

Una accurata indagine sulla natura dei suoni vocali ha rivelato che questi picchi di grande ampiezza sono più frequenti soprattutto nelle vocali. Ulteriori ricerche hanno rivelato che le vocali aggiungono ben poca comprensibilità al discorso, mentre il maggior contributo a tale comprensibilità è dato dalle consonanti e principalmente la v, b, ch, s, t, l.

Una lunga serie di misure ha portato al risultato che la potenza acustica contenuta in tali consonanti normalmente è inferiore anche di 30 db rispetto alla energia contenuta nelle vocali della stessa frase.

Da quanto sopra deriva che, se si potesse aumentare l'energia contenuta nelle consonanti rispetto a quella delle vocali, sarebbe possibile comprendere un segnale modulato anche nel caso in cui fossero presenti con forte livello rumori di fondo, disturbi o interferenze.

L'esperienza ha dimostrato che è possibile ottenere un così vantaggioso risultato, semplicemente livellando o tagliando i picchi di grande ampiezza, ossia contenendo entro determinati livelli i suoni corrispondenti alle vocali.

Un tale taglio, in via teorica, può essere eseguito molto semplicemente, aumentando l'amplificazione dell'amplificatore ad audiofrequenza in maniera da portare a circa il 90 per cento il livello medio di modulazione corrispondente alle sillabe. Ciò equivarrebbe ad aumentare la potenza ad audiofrequenza, corrispondente alle consonanti, di circa 10

volte e viceversa, potrebbe dirsi che equivale a circa 10 db di taglio sul livello dei suoni corrispondenti alle vocali.

Però, quando il taglio viene eseguito in tale maniera, vengono a generarsi bande laterali di ordine elevato, noti come « spruzzi di modulazione » o « spurie » e il segnale trasmesso verrà ad occupare una zona dello spettro delle frequenze proibitivamente larga.

Questo fatto porta alla conclusione che il taglio dovrà essere effettuato con un sistema ben diverso da quello costituito dalla sovramodulazione.

Una considerevole riduzione della entità degli spruzzi provocati dall'aumento del livello di amplificazione ad audiofrequenza, potrà ottenersi se si fa in modo che nel segnale in uscita dall'amplificatore ad audiofrequenza del trasmettitore, i picchi di grande ampiezza vengano applicati con una polarità tale da corrispondere alla modulazione positiva ossia a quella tendente verso l'alto. Il sovraccarico sui picchi positivi di modulazione dà luogo a spruzzi di modulazione minori rispetto a quelli che si avrebbero se il sovraccarico avvenisse sui picchi negativi di modulazione. Ciò è stato discusso più dettagliatamente in questo stesso capitolo, a proposito della asimmetria della forma d'onda della voce. Nella figura 18 è rappresentato l'effetto derivante da una corretta polarità di inserzione della tensione ad audiofrequenza sviluppata dal modulatore.

Il sistema migliore per effettuare il taglio delle audiofrequenze di modulazione consiste nell'impiegare, in uno dei primi stadi dell'amplificatore ad audiofrequenza, un circuito di taglio e quindi nel filtrare, dalle fastidiose componenti di distorsione che così si vengono a generare, la tensione ad audiofrequenza, a mezzo di un filtro passa-basso avente una frequenza di taglio su circa 3000 H_z.

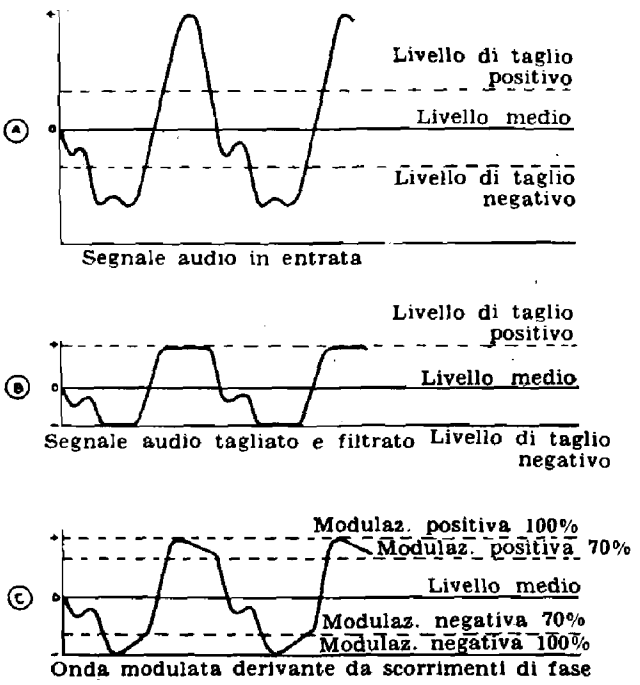


Figura 19.
AZIONE DI UN CIRCUITO DI TAGLIO E SUCCESSIVO FILTRO, SU UNA VOCE

La curva (A) mostra l'onda ad audiofrequenza prima che essa raggiunga lo stadio dove avviene il taglio. La curva (B) mostra l'uscita dal filtro e illustra il modo col quale i picchi vengono tagliati e quindi il modo con cui vengono eliminate dal filtro le punte dell'onda tagliata. La curva (C) mostra quale effetto hanno gli scorrimenti di fase apportati dagli stadi successivi a quello nel quale viene effettuato il taglio. La curva (C) mostra anche il modo col quale un trasmettitore può essere regolato per una modulazione al 100 per cento sui picchi deformati dagli sfasamenti. Le parti inclinate dell'onda tagliata raggiungono circa il 70 per cento di modulazione.

Le misure effettuate sui sistemi di taglio e successivo filtro hanno mostrato che se si effettuano tagli nella misura di 6 db si avranno risultati perfettamente accettabili. Tagli di 12 db saranno ancora accettabili, mentre tagli di 20 o 25 db potranno essere tollerati soltanto qualora si fosse in presenza di forti

disturbi provocati da altre stazioni oppure di carattere atmosferico.

Eseguendo un taglio di 12 db si ottiene una riproduzione che non può definirsi perfetta ma che tuttavia non è sgradevole da ascoltare ed è molto più comprensibile di una trasmissione effettuata senza tagli e fortemente interferita.

Affinchè l'uso del sistema di taglio e successivo filtro sugli amplificatori ad audiofrequenza sia completamente efficace, è necessario che lo spostamento di fase fra lo stadio sul quale viene effettuato il taglio e l'amplificatore finale a radiofrequenza modulato, o più semplicemente il secondario del trasformatore di uscita del modulatore, risulti il minimo possibile. Infatti, se dopo lo stadio su cui agisce il sistema di taglio si ha qualche spostamento di fase, possono venirsi a formare ancora punte di modulazione che renderebbero il sistema non completamente efficace.

Affinchè non si abbiano sensibili spostamenti di fase è necessario che l'amplificazione ad audiofrequenza successiva allo stadio sul quale è stato effettuato il taglio sia ridotta ad un valore per cui non si abbia più sovramodulazione a causa delle deformazioni introdotte dopo il taglio. Ciò è illustrato chiaramente dalla figura 19.

Tali deformazioni si riscontrano sull'apice delle onde quadre generate dal sistema di taglio e la cui ampiezza massima determina il livello di taglio. Ora poichè il filtro successivo allo stadio che effettua il taglio attenua tutte le frequenze al disopra dei 3000 H_z, è evidente che gli sfasamenti per le frequenze molto alte non hanno alcun effetto, dato che tali frequenze vengono attenuate, mentre saranno invece sempre più nocivi gli sfasamenti corrispondenti alle frequenze più basse. Sicchè, quanto più basse sono le frequenze che passano attraverso il sistema, tanto maggiore sarà la differenza fra il valore di picco della tensione esistente sull'uscita del modulatore e provocato dalle deformazioni e il valore della tensione corrispondente al livello del taglio che è stato effettuato.

In un normale trasmettitore, nel quale lo scorrimento di fase fra stadio con sistema di taglio e successivo filtro è l'uscita del modulatore, sia di piccola entità, la deformazione apportata ai vertici delle onde quadre potrà provocare sovramodulazioni soltanto per le frequenze più basse di modulazione. Per ridurre questo inconveniente occorre seguire le seguenti norme:

1) Inserire un circuito per l'attenuazione dei toni bassi di modulazione. Tale circuito va inserito in uno stadio che preceda quello sul quale viene effettuato il taglio dei picchi.

2) Negli stadi che seguono al circuito di taglio e filtro, occorre curare la curva di risposta quanto meglio è possibile. Per fare ciò si faccia passare la corrente anodica dell'amplificatore finale a radiofrequenza attraverso una impedenza piuttosto che attraverso il secondario del trasformatore di modulazione: evitando il passaggio della corrente continua attraverso quest'ultimo, si migliorerà la linearità del modulatore.

Tuttavia, anche seguendo le norme sopra riportate, si avrà sempre una certa deformazione dell'onda quadra, che occorrerà compensare per altra via.

Questa compensazione potrà essere compiuta in due modi: il primo e il più semplice è il seguente:

1) Si regoli l'amplificazione ad audio-

frequenza a monte degli stadi che precedono quello sul quale viene effettuato il taglio, in modo che, parlando con tono normale dinanzi al microfono, le distorsioni che vengono provocate dal circuito di taglio e successivo filtro siano alquanto sensibili ma non proibitive. Con normale ascolto si potrà sentire che la distorsione è sensibile ma non è gravissima, quando la profondità di taglio si aggira da 10 a 15 db.

2) Si accordi un radioricevitore professionale, che sia selettivo, su circa 15 KH_z da una parte o dall'altra rispetto alla frequenza dell'onda portante del trasmettitore. Usando una antenna molto corta, o addirittura nessuna antenna inserita ai morsetti del radioricevitore, si esegua l'ascolto della trasmissione.

3) Parlando con tono normale dinanzi al microfono si regoli l'amplificazione, a valle dello stadio sul quale viene effettuato il taglio, sul punto in corrispondenza al quale, con il radioricevitore regolato come in 2), si incomincino a sentire spruzzi di modulazione. Si riduca ora l'amplificazione rispetto a tale punto, sempre agendo sugli stadi che seguono quello sul quale viene effettuato il taglio, fino a che scompaiono gli spruzzi di modulazione sulle bande laterali. Naturalmente in tale messa a punto occorrerà che il ricevitore sia regolato su una sensibilità tale da non risultare bloccato dalla trasmissione.

Quando lo sfasamento introdotto dal modulatore o dal trasmettitore non è eccessivo, col procedimento suddetto si potrà eseguire una messa a punto tale che il segnale trasmesso sia sufficientemente chiaro e netto, per ragionevoli livelli di voce sul microfono.

Se si ha a disposizione un oscilloscopio a raggi catodici, si potrà osservare l'inviluppo dell'onda modulata emessa dal trasmettitore, dando all'asse orizzon-

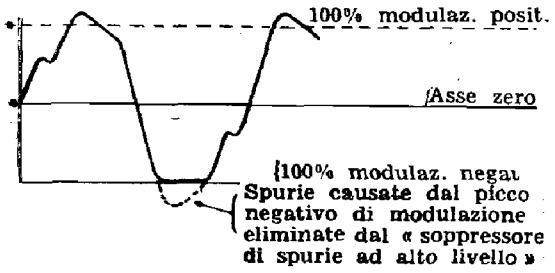


Figura 21.

AZIONE DEL SOPPRESSORE DI SPRUZZI AD ALTO LIVELLO

Un soppressore di spruzzi ad alto livello può essere usato in un trasmettitore sprovvisto di circuito di taglio e successivo filtro, per ridurre il taglio dei picchi negativi di modulazione, oppure potrà essere usato dopo il circuito di taglio e filtro per consentire un alto livello medio di modulazione eliminando il taglio dei picchi negativi di modulazione provocati dalla deformazione dell'onda quadra, causata dagli scorrimenti di fase.

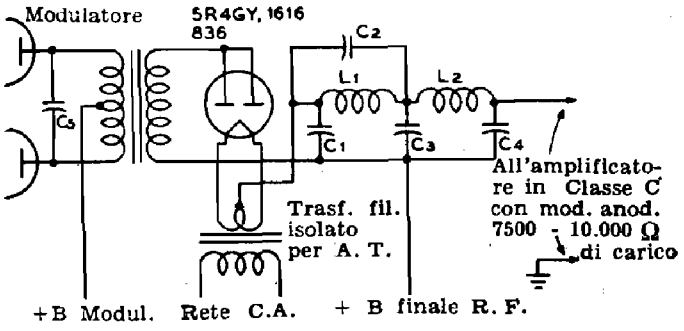


Figura 20.

SOPPRESSORE DI « SPRUZZI » AD ALTO LIVELLO

Questo circuito è efficace nella riduzione degli spruzzi provocati dal taglio dei picchi negativi di modulazione nello stadio amplificatore modulato. Si raccomanda di usare un filtro a due sezioni, come quello riportato in figura. Tuttavia, per ragioni di economia, potrà essere usato o un filtro ad m derivato o un filtro a K costante. Sono disponibili sul mercato, costruiti da varie Ditte, induttanze filtro di caratteristiche idonee, da usare con condensatori di adeguato valore.

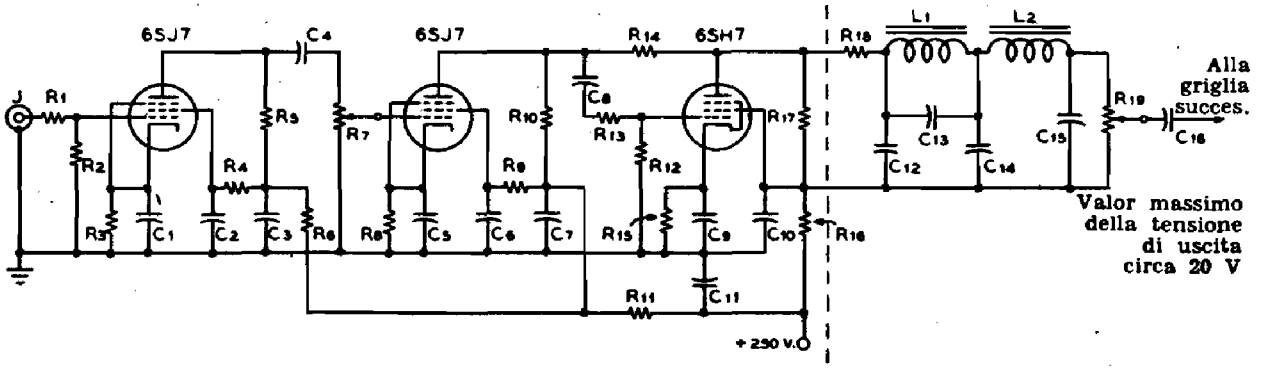


Figura 22.
CIRCUITO DI TAGLIO E DI FILTRO, IMPIEGANTE UN AMPLIFICATORE CHE EFFETTUA I TAGLI

C_1 = 25μF — 25 V elettrolitico
C_2 = 0,5μF — 400 V a carta
C_3 = 1μF — 400 V a carta
C_4 = 0,003μF a mica
C_5 = 25μF — 25F elettrolitico
C_6 = 0,5μF — 400 V a carta
C_5 = 25μF—25 V elettrolitico
C_8 = 0,003μF a mica
C_9 = 25μF — 25 V elettrolitico
C_{10} = 8μF — 450 V elettrolitico
C_{11} = 0,003μF di filtro, a mica
C_{12} = 200μμF a mica
C_{13} = 175μμF a mica
C_{14} = 500μμF a mica
C_{15} = 330μμF a mica
C_{16} = 0,1μF — 400 V a carta
R_1 = 47 KΩ 0,5 W
R_2 = 1 MΩ 0,5 W
R_3 = 1800 Ω 0,5 W
R_4 = 2,2 MΩ 0,5 W
R_5 = 470 KΩ 0,5 W
R_6 = 47 KΩ 1 W
R_7 = 1 MΩ potenziometro
R_8 = 1000 Ω 0,5 W
R_9 = 1 MΩ 0,5 W
R_{10} = 220 KΩ 0,5 W
R_{11} = 22 KΩ 2 W
R_{12} = 1 MΩ 0,5 W
R_{13} = 1 MΩ 0,5 W
R_{14} = 1 MΩ 0,5 W
R_{15} = 470 Ω 1 W
R_{16} = 22 KΩ 2 W
R_{17} = 15 KΩ 2 W
R_{18} = 100 KΩ 0,5 W
R_{19} = 100 KΩ potenziometro
L_1 = Impedenza ad audiofrequenza 3,5 H — 50 mA
L_2 = Impedenza ad audiofrequenza 3,5 H — 50 mA
J = presa per microfono

tale una tensione a denti di sega con frequenza fondamentale da 30 a 70 H_z. Se la metà superiore dell'inviluppo dell'onda modulata si presenta con un aspetto presso a poco come quello della figura 19 C, ciò significa che gli spostamenti di fase successivi allo stadio sul quale è stato eseguito il taglio, non sono eccessivi. Invece se, all'oscilloscopio, l'inviluppo presenta punte ancora più pronunciate rispetto a quelle della figura 19 C, allora saranno necessari ulteriori accorgimenti per evitare che avvengano spruzzi di modulazione sulle bande laterali e per consentire anche una profondità media di modulazione più alta. Il più efficace di questi accorgimenti consiste nella aggiunta di un « soppressore di spruzzi di modulazione » ad alto livello, del tipo illustrato dalla figura 20.

L'impiego, successivo al circuito di taglio e filtro, di un soppressore di spruzzi di modulazione ad alto livello darà i risultati mostrati nella figura 21, dato che un tale circuito non permetterà che avvengano tagli dei picchi negativi di modulazione, che potrebbero invece avvenire a causa delle deformazioni provocate sull'onda quadra dagli scorrimenti di fase del sistema ad audiofrequenza.

Il soppressore di spruzzi di modulazione ad alto livello agisce in virtù del

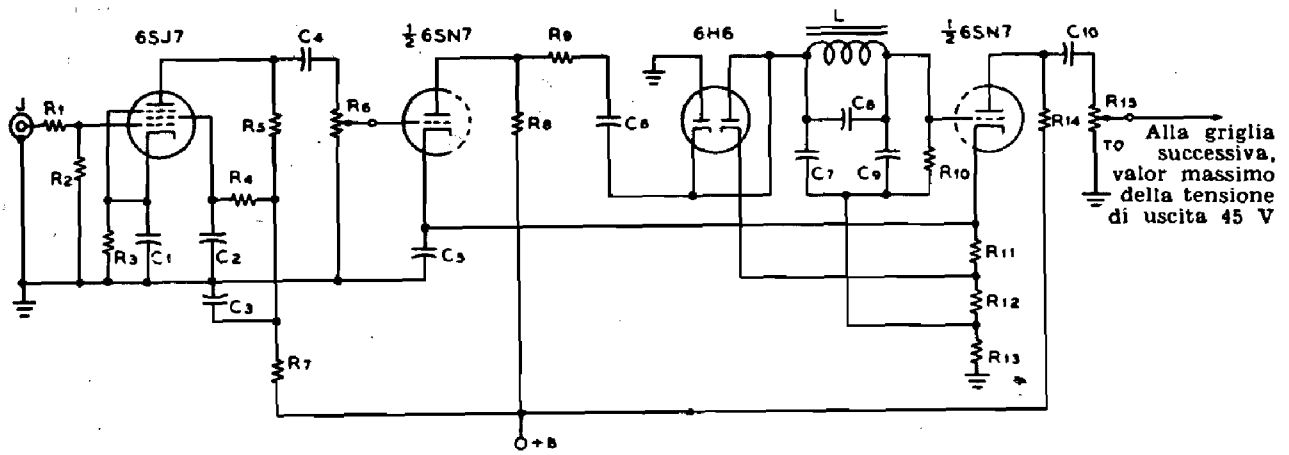


Figura 23.
CIRCUITO DI TAGLIO E SUCCESSIVO FILTRO IMPIEGANTE UN DOPPIO DIODO

C_1 = 25μF – 25 V elettrolitico
C_2 = 0,5μF – 400 V a carta
C_3 = 8μF – 450 V elettrolitico
C_4 = 0,003μF a mica
C_5 = 25μF – 25 V elettrolitico
C_6 = 0,01μF – 400 V a carta
C_7 = 200μμF a mica
C_8 = 175μμF a mica
C_9 = 200μμF a mica
C_{10} = 0,1μF – 400 V a carta
R_1 = 47 KΩ 0,5 W
R_2 = 1 MΩ 0,5 W
R_3 = 1800 Ω 0,5 W
R_4 = 2,2 MΩ 0,5 W
R_5 = 470 KΩ 0,5 W
R_6 = 500 KΩ potenziometro
R_7 = 47 KΩ 0,5 W
R_8 = 100 KΩ 1 W
R_9 = 100 KΩ 0,5 W
R_{10} = 100 KΩ 0,5 W
R_{11} = 330 Ω 0,5 W
R_{12} = 620 Ω 0,5 W
R_{13} = 620 Ω 0,5 W
R_{14} = 47 KΩ 1 W
R_{15} = 500 KΩ potenziometro
L_1 = Impedenza ad audiofrequenza 3,5 H – 50 mA
J = presa per microfono

fatto che non si consente alla tensione anodica dello stadio modulato di raggiungere un valore istantaneo completamente nullo, indipendentemente dall'ampiezza del segnale di modulazione applicato. In tal modo non possono aver luogo i tagli dei picchi negativi di modulazione, che sono appunto quelli che provocano gli spruzzi sulle bande laterali.

Naturalmente un circuito soppressore di spruzzi potrebbe, eventualmente, essere impiegato da solo in un trasmettitore, nel quale cioè non fosse impiegato il circuito di taglio e il successivo filtro per i picchi di modulazione. Però in tal modo non sarebbe possibile ottenere ciò che invece si ottiene con l'impiego di tale circuito e cioè un fortissimo aumento del livello medio di modulazione senza che vengano a generarsi gravi distorsioni.

A questo punto è necessario dare qualche avvertimento per il caso in cui venga impiegato un tetrodo come stadio amplificatore finale modulato, e nel quale sia effettuata la modulazione sulla tensione di griglia schermo mediante una presa, oppure un secondario apposito, sul trasformatore di modulazione, come è il caso della figura 12 C di questo stesso capitolo.

Qualora venisse impiegato un tale sistema di modulazione, il soppressore di spruzzi ad alto livello mostrato in figura 20 non funzionerà più soddisfacentemen-

te, poichè il taglio dei picchi negativi di modulazione nello stadio potrebbe avvenire a causa della tensione di griglia schermo che potrebbe assumere valori istantanei troppo bassi.

Si possono allora attuare alcuni rimedi:

1) Introdurre un soppressore di spruzzi ad alto livello, del tipo di quello illustrato dalla figura 20, nel circuito di alimentazione della griglia schermo del tubo, sul lato corrispondente alla tensione di modulazione (lato caldo) dell'avvolgimento del trasformatore di modulazione adibito alla griglia schermo.

2) Usare un altro tipo di circuito di modulazione sulla tensione di griglia schermo. I circuiti mostrati nelle figure 12 A, 12 B e 12 D non presentano l'inconveniente che presenta invece il circuito della figura 12 C.

3) Non fare uso di soppressore di spruzzi di modulazione ad alto livello, bensì ridurre l'amplificazione degli stadi a valle di quello sul quale è stato effettuato il taglio dei picchi di modulazione fino a che si ottenga una curva oscilloscopica simile a quella della figura 19 C, apportando successivi ritocchi al dispositivo di taglio e aiutandosi con il ricevitore professionale, con il metodo a tre operazioni che è stato descritto in precedenza in questo stesso paragrafo.

Circuiti per il taglio dei picchi

Vi sono tre diversi metodi con i quali può essere effettuato il taglio dei picchi, negli stadi a basso livello degli amplificatori ad audiofrequenza. Il primo di tali metodi comporta l'impiego di un circuito di taglio con un sistema a diodo in serie; l'altro consiste nell'uso di un diodo inserito in derivazione per l'esecuzione dei tagli; il terzo consiste nell'uso di un amplificatore che effettui da se stesso i tagli.

Affinchè un sistema che impieghi un dispositivo di taglio, introduca la minima distorsione possibile nella forma d'onda che deve essere amplificata, è necessario che esso sia sufficientemente lineare fino allo stadio nel quale vengono effettuati i tagli. Il sistema dell'amplificatore che effettua in se stesso i tagli mediante un circuito di controreazione che partendo dall'anodo dello stadio nel quale viene ad attuarsi il taglio vada ad uno degli stadi che lo precedono, ha dato nelle prove pratiche la migliore linearità e la minore distorsione rispetto a tutti gli altri metodi. Invece, dal punto di vista della efficacia nella esecuzione dei tagli e della semplicità, il sistema da preferire è quello del diodo inserito in derivazione. Il sistema del circuito di taglio con diodi in serie è il più complicato e il meno stabile di tutti e tre i sistemi, ma ha il vantaggio di fornire un taglio assai più netto.

La figura 22 mostra lo schema elettrico di un amplificatore ad audiofrequenza nel quale è impiegato il sistema dell'amplificatore che effettua, in un suo stadio, il taglio. La figura 23 mostra invece lo schema elettrico di un amplificatore nel quale è impiegato il dispositivo del diodo in derivazione. In entrambi i casi il circuito filtro viene impiegato a valle dello stadio nel quale viene effettuato il taglio.

In entrambi i circuiti sono dati i valori consigliabili per i vari componenti.

Circuiti filtro per circuiti di taglio In entrambe le figure 22 e 23 sono riportati due filtri che danno buoni risultati.

Nel circuito della figura 22 è stato usato un filtro a due sezioni, mentre nella figura 23 è stato usato un filtro ad una sola sezione.

I filtri dei due circuiti possono essere scambiati fra loro, dato che entrambi sono calcolati per una impedenza caratteristica di 100.000 Ω e per una frequenza di taglio di 3000 H_z. Qualora si volesse fare uso di un filtro differente da quelli riportati nelle due figure 22 e 23, si potrà usare un filtro passabasso avente caratteristiche differenti e che potrà essere calcolato in base ai dati per il progetto dei filtri, contenuti nel capitolo 3°.

L'esame delle curve caratteristiche dei filtri riportato nella figura 20 del capitolo 3° dà la caratteristica attenuazione-frequenza per il tipo di filtro con K costante ed m = 0,6. Il filtro ad *m* derivato dà una più ripida attenuazione per le frequenze poste immediatamente al di sopra della frequenza di taglio, rispetto al tipo a K costante. Però, dopo questo punto di massima attenuazione, al crescere della frequenza il tipo ad m derivato presenta una attenuazione che incomincia a diminuire, mentre nel caso del tipo a K costante, l'attenuazione del filtro cresce indefinitamente.

Pertanto se ad un filtro del tipo ad m derivato si fa seguire un filtro a K costante, si otterrà una attenuazione totale più ripida rispetto a quella ottenibile con l'impiego di due sezioni dell'uno o dell'altro tipo di filtro. Quest'ultimo concetto è stato appunto seguito nel filtro impiegato nel circuito della figura 22.

Filtri ad alto livello Malgrado si abbia il taglio di tutte le frequenze superiori a 3000 o 3500 H_z, mediante l'impiego di sistemi di filtro come quello illustrato nel circuito della figura 22, tuttavia le frequenze più alte potrebbero venire reintrodotte nell'onda modulata dalla distorsione che ha luogo negli stadi che, nell'amplificatore ad audiofrequenza, sono a valle di quello nel quale il filtro è inserito.

Frequenze armoniche di quelle del segnale di entrata potranno aver origine nello stadio pilota del modulatore; esse potranno altresì essere generate nel circuito anodico del modulatore oppure infine esse potranno essere causate dalla non linearità dell'amplificatore modulato vero e proprio.

Per quanto concerne il punto dell'amplificatore ad audiofrequenza nel quale tali distorsioni possono avere origine, esse sono probabilmente causate da un segnale di ampiezza eccessiva rispetto a quello che potrebbe essere trasmesso, malgrado che tutte le frequenze al di sopra di 3000 o 3500 H_z siano state tagliate nell'amplificatore ad audiofrequenza.

Gli effetti della distorsione che avviene nel sistema ad audiofrequenza posto a valle dello stadio sul quale il filtro è inserito, potranno essere eliminati efficacemente con l'uso di un filtro posto dopo il modulatore. Un tale filtro verrà inserito fra il circuito anodico del modulatore e l'amplificatore a radiofrequenza che deve venir modulato.

Nel caso di un modulatore in Classe B che moduli sull'anodo un amplificatore in Classe C, questo filtro potrà assumere tre differenti configurazioni generali.

Il sistema migliore consiste nell'uso di un « soppressore di spruzzi ad alto li-

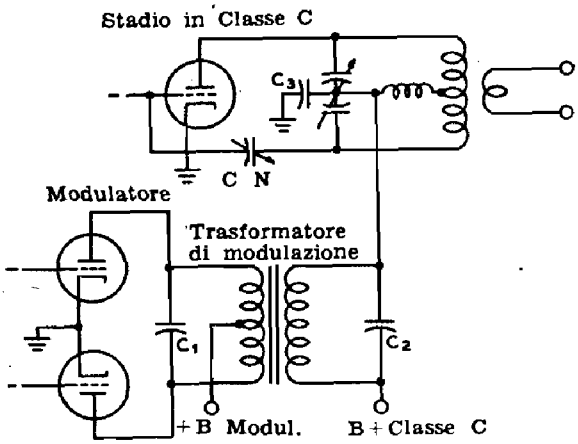


Figura 24.

IL TRASFORMATORE DI MODULAZIONE IMPIEGATO COME FILTRO PASSA-BASSO

Questo espediente utilizza la reattanza dispersa del trasformatore di modulazione che, assieme ai condensatori mostrati in figura, costituisce un filtro passa basso ad una sola sezione. Allo scopo di determinare gli esatti valori da attribuire ai condensatori C_1 e C_2+C_3, è necessario attuare un dispositivo di misura come quello mostrato in figura 25. Però le numerose prove sperimentali compiute hanno dimostrato che, per la maggior parte dei trasformatori di modulazione disponibili in commercio, i valori migliori sono per C_1 di 0,002μF e per C_2+C_3 di 0,004μF. Con tali valori si otterranno nella maggior parte dei casi risultati soddisfacenti.

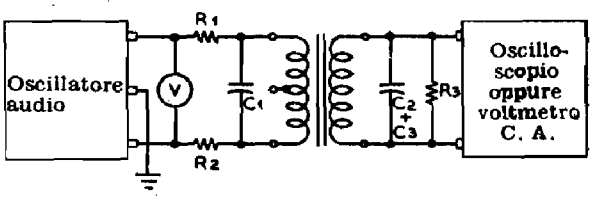


Figura 25.

DISPOSITIVO DI MISURA PER IL TRASFORMATORE DI MODULAZIONE IMPIEGATO COME FILTRO PASSA-BASSO

Mediante l'uso di un dispositivo di misura come quello illustrato dalla figura e seguendo il metodo descritto nel testo, sarà possibile determinare i valori più idonei per ottenere la desiderata curva di risposta del filtro attuato mediante il trasformatore di modulazione.

vello » del tipo indicato in figura 20, nel quale al tubo rettificatore vien fatto seguire un circuito filtro.

Il sistema che, dopo questo, dà i migliori risultati consiste nell'usare un filtro ad alto livello, come quello impiegato in figura 20, senza però il tubo rettificatore dei picchi negativi.

Per amplificatori in Classe C aventi impedenza di carico compresa fra 7500 e 10.000 Ω potranno essere usati componenti aventi lo stesso valore di quelli del filtro mostrato in fig. 20.

Un terzo sistema, che in molti casi dà risultati ottimi ma in altri risultati cattivi, a seconda delle caratteristiche del trasformatore di modulazione, consiste nel costituire con il trasformatore di modulazione una sezione di filtro. Ciò può avvenire alla maniera indicata dalla figura 24, ponendo in derivazione tanto sul primario quanto sul secondario del trasformatore di modulazione, condensatori a mica di valore adeguato. Nel caso ideale, la capacità di tali condensatori a mica potrà venir determinata per approssimazioni successive.

Prove eseguite su un certo numero di modulatori, hanno indicato però che, nella maggior parte dei casi e per trasformatori di modulazione del tipo a molte prese intermedie (per eseguire nel modo migliore possibile gli adeguamenti di impedenza) per C_1 si potrà usare un condensatore a mica da 0,002μF mentre la somma di C_2 e C_3 dovrà essere di circa 0,004μF (0,002μF per C_2 e 0,002μF per C_3). Con tali valori si è ottenuta, nella maggior parte dei casi, una frequenza di taglio di 3000 H_z.

La determinazione dei valori ottimi da attribuire ai condensatori in derivazione

sul trasformatore di modulazione può essere compiuta con differenti procedimenti, tutti però richiedenti l'impiego di un generatore ad audiofrequenza tarato. Un procedimento è quello il cui schema è rappresentato in figura 25. Le resistenze in serie R_1 e R_2 dovranno avere ciascuna un valore uguale a metà del valore prescritto come impedenza di carico da anodo ad anodo per i tubi funzionanti in uno stadio modulatore in Classe B.

Lo strumento V potrà essere un voltmetro a corrente alternata di qualsiasi tipo. Lo strumento posto sul secondario del trasformatore di modulazione, potrà essere o un oscilloscopio a raggi catodici o un voltmetro a corrente alternata avente alta impedenza, del tipo cioè a tubo elettronico o a rettificatore.

Con un dispositivo come quello illustrato dalla figura 25 potrà essere tracciata la curva tensione di uscita-frequenza, facendo sì che a tutte le frequenze la tensione di uscita rimanga costante e regolando invece ad ogni frequenza il livello del segnale ad audiofrequenza erogato dal generatore.

Le varie curve andranno eseguite per vari valori della capacità C_1 e della somma delle capacità $C_2 + C_3$. Quando saranno stati individuati i valori più idonei per le capacità, che sono quelli tali da determinare una risposta pressochè costante fino a 3000 o 3500 H_z, mentre per le frequenze superiori l'uscita risulti attenuata, i condensatori stessi verranno sostituiti con condensatori a mica di pari valore se, nel corso delle prove, fossero stati impiegati normali condensatori del tipo per radioricevitori. Tali condensatori a mica dovranno essere del tipo professionale per alta tensione, dato che sono collegati sul trasformatore di modulazione dell'amplificatore a radiofrequenza in Classe C.

Ora il trasformatore di modulazione, che nel corso della prova di cui alla figura 25 era stato distaccato dal trasmettitore, verrà rimontato su questo. Servendosi di un oscillatore ad audiofrequenza come generatore di segnali e di un oscilloscopio a raggi catodici accoppiato all'uscita del trasmettitore, verranno eseguite alcune prove sull'onda modulata di uscita dal trasmettitore. Inviando all'ingresso dell'amplificatore ad audiofrequenza un segnale di ampiezza tale che ancora non abbia luogo alcun effetto limitatore, si dovrà ottenere sull'uscita del trasmettitore un'onda portante modulata con chiarezza e con un inviluppo praticamente sinoidale, e ciò dovrà avvenire per tutte le frequenze di entrata inferiori alla frequenza di taglio del filtro inserito nell'amplificatore ad audiofrequenza e a quella del filtro costituito dal trasformatore di modulazione.

Quando la frequenza di ingresso è superiore a queste frequenze di taglio, si dovrà riscontrare una modulazione di poca profondità, sull'onda portante in uscita dal trasmettitore.

Per provare l'efficacia del filtro attuato con lo stesso trasformatore di modulazione, occorrerà eliminare, durante la prova, i condensatori posti sul primario e sul secondario di tale trasformatore. In molti casi dovrà risultare evidente un notevole peggioramento della forma d'onda ad audiofrequenza di uscita dal modulatore, specialmente per le frequenze determinanti ai fini delle trasmissioni parlate, e cioè fra 500 e 1500 H_z.

In un trasmettitore con modulazione sulla griglia controllo o sulla griglia

schermo potrà essere usato fra lo stadio modulatore e il circuito modulato, un sistema di filtro equivalente a quello mostrato nella figura 20. In questo caso potranno essere impiegati condensatori per tensioni più basse e impedenze ad audiofrequenza per correnti minori.

Distorsione dell'amplificatore modulato

Il sistema descritto nei paragrafi precedenti non ha alcun effetto nella riduzione dei segnali a frequenza armonica causati dalla non linearità dell'amplificatore modulato. Anche qualora la forma d'onda del segnale di modulazione inviata allo stadio modulato fosse esente da distorsione, se non è lineare l'amplificatore modulato, allora in esso verranno a generarsi distorsioni. L'unico sistema per correggere questo tipo di distorsioni consiste naturalmente nel rendere più lineare l'amplificatore modulato. Un ausilio al raggiungimento di questo risultato sarà dato dall'uso di un circuito di controreazione il quale interessi anche lo stadio modulato.

Un sistema molto efficace per rendere lineare un amplificatore a radiofrequenza in Classe C con modulazione anodica consiste nel dare una eccitazione esuberante e una polarizzazione negativa di griglia piuttosto alta. Però con tale sistema sarà reso ancora più difficoltoso il problema della riduzione delle interferenze televisive provocate dal trasmettitore.

Qualora il sistema suddetto non fosse ancora sufficiente a dare una buona linearità, si potrà eseguire una modulazione al 50 per cento o presso a poco, sullo stadio separatore che precede lo stadio finale a radiofrequenza modulato. Naturalmente la modulazione applicata allo stadio separatore dovrà essere contemporanea e in fase con quella applicata allo stadio finale.

La linearità di uno stadio in Classe C verrà migliorata inoltre mediante l'uso di una polarizzazione negativa di griglia determinata prevalentemente dalla corrente di griglia circolante su una resistenza di polarizzazione per la griglia stessa.

La linearità di un amplificatore a radiofrequenza con modulazione applicata sulla tensione di polarizzazione negativa di griglia potrà essere migliorata, modulando anche lo stadio che eccita l'amplificatore modulato sulla griglia. Ciò però dovrà essere fatto dopo che siano stati messi a punto l'eccitazione, la polarizzazione negativa di griglia e l'accoppiamento di antenna.

La modulazione dello stadio che eccita quello nel quale viene effettuata la modulazione di griglia, potrà essere effettuata o modulando anche in esso la tensione di polarizzazione negativa di griglia oppure modulando sull'anodo. In ogni caso però sarà necessario che la modulazione sullo stadio pilota sia in fase con quella dell'amplificatore finale modulato.

CAPITOLO NONO

Trasmissione a F. M. e a singola banda laterale

I sistemi eccitatori per trasmissioni a modulazione di frequenza o a singola banda laterale sono molto simili fra loro, in quanto la modifica del segnale in funzione dell'informazione che deve essere trasmessa avviene normalmente su un livello relativamente basso. Pertanto il segnale che contiene l'informazione deve essere amplificato al voluto livello di potenza, prima di venire irradiato. Senonchè gli amplificatori per i due tipi di trasmissioni sono sostanzialmente diversi: per le trasmissioni a singola banda laterale debbono essere impiegati amplificatori in Classe A oppure in Classe B, mentre per le trasmissioni a modulazione di frequenza possono essere usati amplificatori in Classe C oppure in Classe B non lineari. E' invece comune, ad entrambi i tipi di trasmissione, il principio di modulare su livelli bassi e successivamente amplificare.

La modulazione di frequenza

L'uso della modulazione di frequenza e della modulazione di fase, ad essa affine, ha assunto la massima importanza negli ultimi anni. Per le radiocomunicazioni dilettantistiche la modulazione di frequenza o di fase offre importanti vantaggi a causa della riduzione delle interferenze radio e televisive e per la eliminazione delle costose apparecchiature di modulazione ad alto livello, indispensabili per attuare il sistema più frequentemente usato di modulazione di ampiezza.

Nel campo delle radioaudizioni circolari, la modulazione di frequenza consente di ottenere un miglioramento nel rapporto segnale/disturbo quando le intensità di campo sono alte, cioè quando il ricevitore sia posto dentro la zona direttamente servita da una stazione locale a modulazione di frequenza o televisiva.

In questo capitolo verranno discussi i vari punti in cui si differenziano fra loro trasmissione e ricezione a modulazione di frequenza e a modulazione di ampiezza e verranno sottolineati i vantaggi che la modulazione di frequenza può fornire per alcuni tipi di radiocomunicazioni.

Poichè le caratteristiche distintive dei

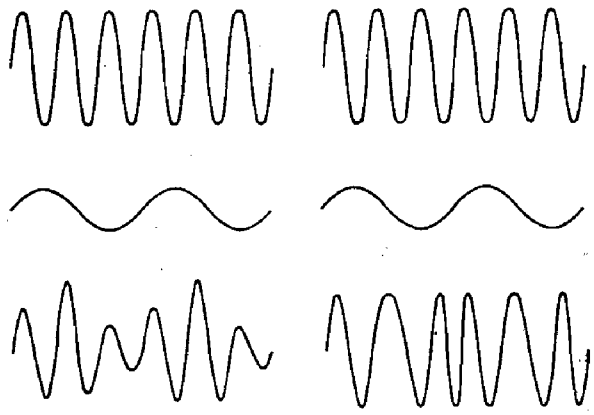


Figura 1. Figura 2.

ONDE MODULATE IN AMPIEZZA E IN FREQUENZA

La figura 1 mostra, in basso, come appare su un oscilloscopio un'onda modulata in ampiezza. Al centro è rappresentata l'onda di modulazione mentre in alto è rappresentata l'onda portante.

La figura 2 mostra, in basso, come appare un'onda modulata in frequenza. Anche in questo caso, al centro è rappresentata l'onda di modulazione mentre in alto è rappresentata l'onda portante. Si noti che, in entrambi i casi, l'onda portante e l'onda di modulazione sono uguali, mentre le forme dell'onda modulata sono completamente diverse nei due casi.

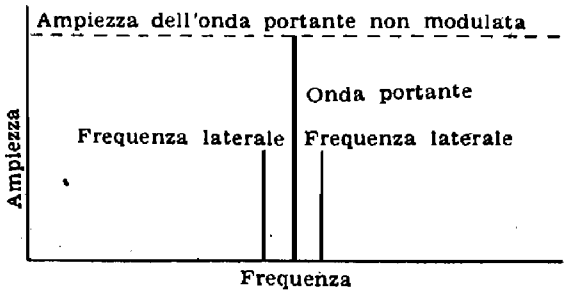


Figura 3.
FREQUENZE LATERALI NELLA MODULAZIONE D'AMPIEZZA

Nella modulazione di ampiezza, per ogni frequenza di modulazione, vengono a prodursi due frequenze laterali. Queste frequenze laterali sono distanziate dalla frequenza dell'onda portante, di una quantità uguale alla frequenza di modulazione e la loro ampiezza è direttamente proporzionale all'ampiezza di modulazione. L'ampiezza dell'onda portante non subisce alcuna alterazione per effetto della modulazione.

due tipi di trasmissione stanno essenzialmente nei circuiti di modulazione, in trasmissione, e nei circuiti rivelatore e limitatore, in ricezione, la massima attenzione verrà riservata a tali circuiti.

Modulazione Come si è detto nel Capitolo 8°, per modulazione si intende il procedimento con cui viene alterata una radio-onda in relazione con l'informazione che deve essere trasmessa. La natura di tale informazione è di trascurabile importanza ai fini della scelta del processo di modulazione da adottare; è invece il « metodo » con cui tale informazione viene elaborata che dà una caratteristica distintiva alla radio-onda che, captata dal ricevitore, pone questo in grado di ricostituire l'informazione originaria.

La figura 1 rappresenta un'onda portante modulata in ampiezza da un segnale ad audiofrequenza sinoidale. Dopo il processo di modulazione, la risultante onda a radiofrequenza modulata, come si vede agevolmente, varia rispetto all'asse zero, di una quantità costante, ma l'ampiezza di ogni ciclo a radiofrequenza è proporzionale alla ampiezza istantanea della tensione di modulazione.

Nella figura 2 viene mostrata l'onda portante della figura 1 modulata in frequenza dalla stessa tensione di modulazione. Come risulta evidente, la tensione di modulazione provoca, in un suo semiperiodo, una diminuzione della frequenza dell'onda portante, ciò che equivale ad un aumento della distanza fra un ciclo e l'altro dell'onda portante. Nel successivo semiperiodo della tensione di modulazione si ha invece un aumento della frequenza dell'onda portante, cioè l'intervallo di tempo fra un ciclo e l'altro viene a ridursi. L'aumento e la diminuzione di frequenza nei due semiperiodi

sono di pari entità, sicchè in un determinato intervallo di tempo, comprendente molti periodi della tensione di modulazione, il numero dei cicli dell'onda portante rimane uguale a quello che si avrebbe in assenza di modulazione.

Le figure 1 e 2 indicano le caratteristiche fondamentali delle onde modulate in ampiezza e in frequenza. Anzitutto si vede che mentre nei segnali modulati in ampiezza viene fatta variare appunto l'ampiezza, e quindi la potenza istantanea dei segnali, l'ampiezza dei segnali modulati in frequenza rimane invece costante. Si può dire che questo vantaggio della modulazione di frequenza è probabilmente di uguale o anche maggiore importanza rispetto alla tanto decantata caratteristica di comunicazioni a ridotto livello di disturbi, che tuttavia è sempre una importante prerogativa del sistema a modulazione di frequenza.

Quando un'onda portante viene modulata in ampiezza al 100 per cento di profondità di modulazione, la potenza media del trasmettitore deve essere incrementata del 50 per cento. Questa potenza addizionale o viene fornita a parte dal modulatore, nella modulazione ad alto livello ossia sul circuito anodico dello stadio finale a radiofrequenza, oppure, se la modulazione viene eseguita in stadi precedenti il finale, occorrerà far lavorare gli stadi amplificatori a radiofrequenza, successivi a quello sul quale è stata effettuata la modulazione, ad un rendimento molto più basso di quello che essi sarebbero in grado di dare.

Per contro, i trasmettitori modulati in frequenza richiedono ben poca potenza dal modulatore e non si ha alcuna preoccupazione circa il dimensionamento degli stadi di potenza a radiofrequenza in modo che sia proporzionato ai picchi dell'onda modulata in stadi precedenti. Tutti gli stadi compresi fra l'oscillatore e l'antenna potranno lavorare come amplificatori ad alto rendimento in Classe B, in Classe C oppure come moltiplicatori di frequenza.

Distorsione dell'onda portante La seconda caratteristica delle onde modulate in frequenza e di quelle modulate in ampiezza, messa in evidenza dalle figure 1 e 2, è che entrambi i tipi di modulazione danno luogo a deformazioni dell'onda portante. Cioè, dopo la modulazione, le onde a radiofrequenza non sono più sinoidali, come invece sarebbero se non fosse presente nessuna altra frequenza oltre alla frequenza fondamentale portante.

Come è evidente per la modulazione di ampiezza, quando vi sono solo due frequenze che si sommano nel processo di modulazione (e cioè l'onda portante e l'onda di modulazione sinoidale), prendono origine nell'onda modulata, oltre all'onda portante, due altre frequenze, comunemente chiamate «« frequenze laterali », poste una da una parte e una dall'altra rispetto all'onda portante e ognuna distanziata rispetto all'onda portante di una differenza di frequenza uguale alla frequenza di modulazione.

La situazione delle frequenze e delle ampiezze è rappresentata in figura 3.

L'ampiezza dell'onda portante non subisce alcuna variazione durante il processo di modulazione, ma le ampiezze delle frequenze laterali dipendono dalla percentuale o profondità di modulazione. In una modulazione al 100 per cento la potenza alle frequenze laterali

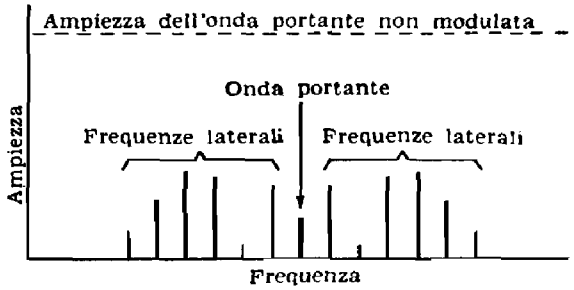


Figura 4.
FREQUENZE LATERALI NELLA MODULAZIONE DI FREQUENZA

Con la modulazione di frequenza ogni componente del segnale di modulazione provoca la formazione di un gran numero di frequenze laterali. Queste frequenze laterali sono distanziate l'una dall'altra e la prima rispetto alla frequenza dell'onda portante, di una quantità eguale alla frequenza di modulazione, ma la loro ampiezza varia grandemente al variare della ampiezza del segnale di modulazione. Le frequenze laterali illustrate in figura mostrano il caso in cui la deviazione da ogni parte della frequenza dell'onda portante sia eguale a cinque volte la frequenza di modulazione. A parità di frequenza di modulazione, variando l'entità della deviazione si viene a causare un completo cambiamento delle ampiezze relative alle varie bande laterali.

è uguale alla metà di quella relativa all'onda portante.

Nella modulazione di frequenza l'onda portante viene anch'essa distorta, come mostra la figura 2. Ma, in questo caso, vengono a formarsi molte frequenze addizionali. Le prime due di queste frequenze sono distanziate dall'onda portante di una frequenza eguale alla frequenza di modulazione e le altre frequenze laterali sono situate tanto da una parte come dall'altra rispetto l'onda portante e sono altresì distanziate l'una dall'altra di una frequenza eguale alla frequenza di modulazione.

Teoricamente si viene a formare un numero infinito di queste frequenze laterali, ma fortunatamente la loro ampiezza, per quelle poste al di là della « variazione di frequenza » caratteristica del trasmettitore modulato in frequenza, è relativamente bassa.

Nella figura 4 è rappresentato un gruppo di frequenze laterali che possono formarsi durante la modulazione di frequenza.

Contrariamente alla modulazione di ampiezza, l'ampiezza della componente a frequenza fondamentale varia notevolmente nella modulazione di frequenza e, sotto particolari condizioni, essa può anche completamente annullarsi.

Queste variazioni di ampiezza della componente a frequenza fondamentale possono essere utilizzate per eseguire la misura dell'entità della modulazione di frequenza, come verrà più dettagliatamente discusso nel seguito di questo capitolo.

Uno dei maggiori vantaggi della modulazione di frequenza rispetto alla modulazione di ampiezza consiste nella riduzione dei disturbi, che il sistema di ricezione a modulazione di frequenza consente di ottenere. Se il ricevitore è fatto in modo che possa rispondere soltanto alle variazioni di frequenza, si rende possibile ottenere un considerevole aumento del rapporto segnale-disturbo nella ricezione dei segnali modulati in frequenza, purchè in arrivo l'ampiezza dei segnali sia maggiore di quella dei disturbi.

In modulazione di frequenza, la possibilità di riduzione dei disturbi deriva dal fatto che questi non possono provocare una apprezzabile modulazione di frequenza al segnale risultante dalla somma del disturbo e del segnale da ricevere e che viene applicato al rivelatore del ricevitore.

Terminologia a modulazione di frequenza

Contrariamente alla modulazione di ampiezza, il termine « percentuale di modulazione » ha poco significato pratico nella modulazione di frequenza, fatta eccezione che per definire le caratteristiche dei ricevitori. Vi sono invece tre termini: *deviazione, indice di modulazione* e *rapporto di deviazione* per definire le caratteristiche di un'onda modulata in frequenza.

Per *deviazione* si intende l'entità della variazione di frequenza, da entrambi i lati della frequenza portante non modulata o « restante » che si ha nel processo di modulazione in frequenza del trasmettitore. La deviazione è normalmente misurata in kilohertz e, in un trasmettitore a modulazione di frequenza perfettamente funzionante, essa è direttamente proporzionale alla ampiezza del segnale di modulazione.

Quando al trasmettitore viene applicato un segnale di modulazione simmetrico, durante ogni ciclo di questo si deve ottenere una identica deviazione da ambo le parti della frequenza fondamentale. Il campo totale di frequenze, coperto dal trasmettitore a modulazione di frequenza, viene spesso indicato col termine « variazione di frequenza ».

Se per esempio un trasmettitore ha una frequenza fondamentale di 1000 KH_z e la sua frequenza varia ciclicamente da 1000 a 1010 per poi tornare indietro a 1000 e quindi raggiungere i 990 KH_z per poi ritornare sui 1000 KH_z, e tutto ciò per ogni ciclo del segnale di modulazione, si dirà che la *deviazione* è di 10 KH_z e la *variazione* è di 20 KH_z.

L'*indice* di modulazione di un segnale modulato in frequenza è il rapporto fra la deviazione e la frequenza di modulazione ad audiofrequenza, entrambe espresse con la stessa unità di misura.

Sicchè, con l'esempio riportato sopra, se il segnale varia da 1000 KH_z a 1010, poi a 990 e ancora 1000 KH_z, ad un ritmo (frequenza) di 2000 volte al secondo, l'indice di modulazione sarà 5, poichè la deviazione (10 KH_z) è 5 volte maggiore della frequenza di modulazione (2000 H_z ossia 2 KH_z).

Le ampiezze relative dell'onda portante a modulazione di frequenza e delle varie frequenze laterali, dipendono direttamente dall'indice di modulazione ed esse variano ampiamente al variare dell'indice di modulazione. Nell'esempio precedente, le frequenze esistenti dalla parte superiore a 1000 KH_z sono 1002, 1004, 1006, 1008, 1010, 1012 etc. e dalla parte inferiore sono 998, 996, 994, 992, 990, 988 etc. Fatta uguale a 100 l'ampiezza dell'onda portante non modulata, queste frequenze laterali hanno le ampiezze qui sotto riportate, conseguenti ad un indice di modulazione di 5: 1002 e 998, ampiezza 33 per cento; 1004 e 996, ampiezza 5 per cento; 1006 e 994, ampiezza 36 per cento; 1008 e 992, ampiezza 39 per cento; 1010 e 900, ampiezza 26 per cento; 1012 e 988, ampiezza 13 per cento. L'ampiezza dell'onda portante (1000 KH_z) sarà il 18 per cento del valore che aveva in assenza di modulazione.

Variando l'ampiezza del segnale di modulazione, varia la deviazione e quindi anche l'indice di modulazione, con il risultato che le frequenze laterali, poste da una stessa parte rispetto alla frequenza fondamentale, verranno ad assumere ampiezze differenti rispetto a quelle date avanti.

Il rapporto di deviazione è analogo

all'indice di deviazione in quanto consiste nel rapporto fra frequenza di modulazione e deviazione. In questo caso però la deviazione di cui trattasi è il massimo valore della variazione di frequenza ottenuto a piena modulazione e l'audio frequenza da considerare è la massima frequenza audio che deve essere trasmessa. Quindi se la massima frequenza audio da trasmettere è di 5000 H_z, per esempio, si avrà un rapporto di deviazione di 3 quando il valore massimo di deviazione è di 3 x 5000 ossia 15.000 H_z a piena modulazione.

La soppressione dei disturbi ottenibile in modulazione di frequenza è direttamente proporzionale al rapporto di deviazione. Se il rapporto di deviazione viene aumentato, la soppressione dei disturbi risulterà migliore purchè il segnale sia sensibilmente più forte del disturbo. Invece quando l'ampiezza del disturbo risulta equivalente a quella del segnale, rapporti di deviazione bassi consentiranno di mantenere collegamenti anche quando la modulazione di frequenza con rapporti di deviazione alti e la normale modulazione di ampiezza non sarebbero più in grado di mantenere i collegamenti. Ciò però presuppone l'uso di un ricevitore a modulazione di frequenza a banda stretta.

Per ogni valore del rapporto fra ampiezza del segnale a radiofrequenza e quella del disturbo in ingresso al ricevitore, vi è un rapporto massimo di deviazione da usare preferibilmente, al di là del quale diminuisce il rapporto fra le uscite ad audiofrequenza corrispondenti al segnale e al disturbo. Però, fino a che non si sia raggiunto tale rapporto critico di deviazione, la soppressione dei disturbi diviene progressivamente più efficace con l'aumentare del rapporto di deviazione.

Nella modulazione di frequenza per radiocomunicazioni circolari ad alta fedeltà, normalmente si fa uso di un rapporto di deviazione di 5 sicchè, essendo 15.000 H_z il valore della frequenza massima da trasmettere, il valore massimo della deviazione a piena modulazione raggiunge i 75 KH_z. Pertanto il trasmettitore ha una variazione di frequenza di 150 KH_z, ciò che rende necessario confinare le trasmissioni a modulazione di frequenza nel campo delle altissime (v.h.f.) frequenze e oltre, dove si ha a disposizione lo spazio di frequenze necessario.

Nel caso della trasmissione audiotelevisiva, il rapporto di deviazione è di 1,67 con lo « standard » americano; la massima frequenza di modulazione è di 15.000 H_z e la deviazione di frequenza del trasmettitore, a piena modulazione, è di 25 KH_z. La frequenza portante all'audio, in un normale segnale televisivo americano, è posta esattamente a 4,5 MH_z al disopra della frequenza portante video. Nel sistema televisivo cosiddetto interportante che recentemente è divenuto di uso universale, questa differenza costante fra l'onda portante video e l'onda portante audio è impiegata nel ricevitore per ottenere la sottoportante a modulazione di frequenza a 4,5 MH_z. Questa sottoportante a 4,5 MH_z viene allora rivelata, nel rivelatore a modulazione di frequenza, per ottenere il segnale audio che accompagna la visione.

Gli stessi dati per lo « standard » europeo sono:

Rapporto di deviazione	= 3,3
Deviazione di frequenza	= 50KH_z
Distanza della portante audio dalla video	= 5,5MH_z

Trasmissione a modulazione di frequenza a banda stretta La trasmissione a modulazione di frequenza a banda stretta è divenuta di uso normale nei servizi mobili, quali polizia, vigili del fuoco, comunicazioni radio con automezzi, e anche per collegamenti civili o dilettantistici in alcune particolari gamme di frequenza. In America è stata normalizzata una deviazione massima di frequenza di 15 KH_z per i servizi mobili e per il traffico commerciale, mentre per le comunicazioni a modulazione di frequenza fra dilettanti è stata autorizzata una deviazione massima di 3 KH_z.

Ampiezza di banda richiesta dalla modulazione di frequenza Come si è detto avanti, quando una radiofrequenza portante viene modulata in frequenza, si ottiene la formazione di molte frequenze laterali che, teoricamente, sono in numero infinito. Fortunatamente però le ampiezze di queste frequenze laterali diminuiscono rapidamente quando la loro frequenza oltrepassa la gamma di frequenze entro la quale il trasmettitore può variare di frequenza; sicchè le frequenze laterali poste al di là di tale gamma, avendo una ampiezza molto piccola, possono venire trascurate. Nella trasmissione a modulazione di frequenza, quando la tensione di modulazione ha una forma complessa (come avviene nella parola e nella musica)), verranno ovviamente ad aggiungersi altre frequenze laterali risultanti dal battimento, fra l'una e l'altra, delle varie frequenze delle componenti che costituiscono la tensione di modulazione. Questo fatto non avviene nella modulazione di ampiezza, mentre in modulazione di frequenza darà luogo alla formazione di un gran numero di frequenze laterali che renderanno estremamente ampio lo spettro delle varie componenti dell'onda modulata in frequenza. L'analisi dimostra però che queste frequenze laterali addizionali hanno una ampiezza piccolissima e, invece di aumentare la larghezza della banda di frequenze impiegata dal trasmettitore, la modulazione eseguita con una tensione di forma complessa riduce l'effettiva ampiezza della banda di frequenze costituenti l'onda mo-

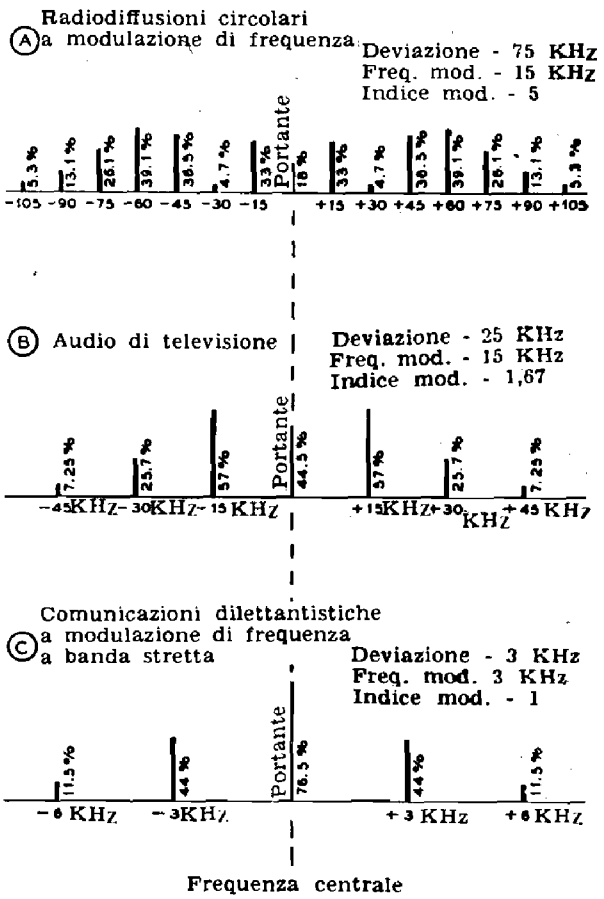


Figura 5.
EFFETTO DELL' INDICE DI MODULAZIONE NELLA MODULAZIONE DI FREQUENZA
Viene mostrata l'ampiezza delle frequenze laterali e la loro distribuzione per tre indici di modulazione, i più usati nelle applicazioni della modulazione di frequenza. Per ognuno dei tre casi sono mostrate la massima frequenza di modulazione e la massima deviazione.

dulata in frequenza. Ciò particolarmente accade quando la modulazione è data dalla parola, poiché la maggior parte della energia acustica nella voce è concentrata alle frequenze più basse, in prossimità di 400 H_z.

L'ampiezza della banda necessaria per un ricevitore a modulazione di frequenza è funzione di un certo numero di fattori teorici e pratici. Sostanzialmente l'ampiezza di banda necessaria è funzione del rapporto di deviazione e della massima frequenza di modulazione; debbono però essere tenute presenti in pratica anche la deriva di frequenza del ricevitore e la sua facilità di sintonia.

La figura 5 rappresenta lo spettro delle frequenze (frequenza portante e frequenze delle bande laterali) relative ad un normale segnale di radiodiffusione a modulazione di frequenza, ad un segnale audio televisivo, e relative ad un segnale a modulazione di frequenza a banda stretta di una stazione dilettantistica, impieganti nei vari casi la massima possibile frequenza di modulazione. Da essa si vede che, per bassi rapporti di deviazione, l'ampiezza di banda del ricevitore dovrà essere di almeno quattro volte il valore della massima deviazione di frequenza, mentre per un rapporto di deviazione di 5 l'ampiezza di banda del ricevitore è necessario che sia soltanto circa 2,5 volte il valore della massima deviazione di frequenza.

9-1 Circuiti per modulazione diretta di frequenza

La modulazione di frequenza può essere ottenuta o con metodo diretto, nel quale la frequenza di un oscillatore venga modificata direttamente dal segnale di modulazione, oppure con metodo indiretto, cioè facendo uso della modulazione di fase.

I circuiti per la modulazione di fase saranno discussi nella sezione 9-2.

Un buon trasmettitore modulato in frequenza deve rispondere a due caratteristiche fondamentali:

1) La deviazione di frequenza deve essere simmetrica attorno alla frequenza fondamentale, quando la tensione di modulazione è simmetrica.
2) La deviazione di frequenza deve essere direttamente proporzionale all'ampiezza della tensione di modulazione e indipendente dalla frequenza di modulazione.

Vi sono molti sistemi per eseguire la modulazione di frequenza diretta che risponda a tali requisiti. Nei paragrafi seguenti verranno descritti alcuni di tali sistemi.

Modulatori con tubo a reattanza

Uno dei sistemi più pratici per ottenere la modulazione diretta di frequenza, consiste nell'uso del modulatore con tubo a reattanza. In questo sistema, il circuito anodo-catodo del modulatore è inserito sul circuito accordato dell'oscillatore ed è fatto in modo da costituire una reattanza induttiva o capacitiva, a seconda che la eccitazione applicata alla griglia del modulatore anticipi o ritardi di 90 gradi la tensione del circuito accordato dell'oscillatore. La tensione di griglia in anticipo o ritardo causerà un corrispondente anticipo o ritardo nella corrente anodica e così il circuito anodo-catodo verrà a costituire l'equivalente di una reattanza capaciti-

va o induttiva derivata sul circuito accordato dell'oscillatore.

Quando viene modificata la transconduttanza del tubo modulatore, variando una delle tensioni degli elettrodi del tubo, viene a modificarsi il valore della reattanza derivata sul circuito accordato dell'oscillatore. Perciò applicando ad uno degli elettrodi del tubo la tensione ad audiofrequenza di modulazione, la transconduttanza del tubo, e quindi la frequenza dell'oscillatore viene corrispondentemente modificata. Se il modulatore con tubo a reattanza è stato bene progettato e se funziona correttamente, si otterrà una modulazione lineare di frequenza. Inoltre il modulatore con tubo a reattanza è in grado di fornire una deviazione di frequenza di notevole entità.

Il circuito modulatore con tubo a reattanza può assumere numerose configurazioni. La differenza fra di esse consiste principalmente nel tipo di circuito variatore di fase, impiegato per fornire una tensione di griglia che sia in quadratura di fase con la tensione a radiofrequenza esistente sull'anodo del modulatore.

Nella figura 6 è riportato lo schema elettrico di uno dei modulatori con tubo a reattanza più frequentemente usati. Il tubo modulatore, che normalmente è un pentodo tipo 6BA6, 6AU6, oppure 6SJ7, ha il suo anodo accoppiato, mediante il condensatore di blocco C_1, al lato « caldo » del circuito di griglia dell'oscillatore. Un altro condensatore di blocco, C_2, conduce la tensione a radiofrequenza al circuito di variazione di fase R-C_3 posto nel circuito di griglia del tubo modulatore. Se la resistenza R è molto grande nei confronti della reattanza che C_3 offre alla frequenza di oscillazione, la corrente attraverso il circuito R-C_3 sarà pressochè in fase con la tensione esistente sul circuito accordato dell'oscillatore, e la tensione esistente su C_3 sarà in ritardo di circa 90 gradi rispetto alla tensione sul circuito accordato dell'oscillatore.

Il risultato di questa tensione ritardata di 90 gradi applicata alla griglia del tubo modulatore è che la corrente anodica di questo sarà in ritardo di 90 gradi rispetto alla tensione sul circuito accordato dell'oscillatore, e il tubo a reattanza si comporterà come una induttanza derivata sull'induttanza dell'oscillatore, facendo così aumentare la frequenza dell'oscillatore.

Il condensatore C_3 del circuito di variazione di fase può essere costituito dalla capacità di ingresso del tubo modulatore e dalla capacità parassita fra griglia e massa. Però si otterrà una migliore regolazione delle condizioni di lavoro del modulatore, se per C_3 si farà uso di un condensatore variabile.

La resistenza R normalmente avrà un valore compreso fra 4700 e 100.000 Ω.

Per inviare la tensione ad audiofrequenza alla griglia del tubo modulatore, può farsi uso indifferentemente dell'accoppiamento a resistenza o a trasformatore. Quando viene usato l'accoppiamento a resistenza, è necessario schermare adeguatamente il circuito di griglia del modulatore, poichè l'alta impedenza del circuito di griglia predispone quest'ultimo a captare sia le tensioni parassite a radiofrequenza che quelle ad audiofrequenza, provocando in tal modo modulazioni di frequenza indesiderate.

In figura 7 è rappresentato un altro

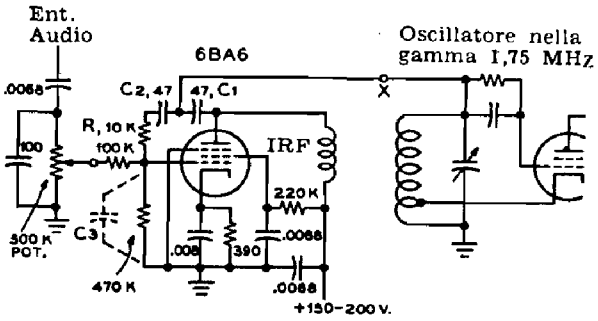


Figura 6.
MODULATORE CON TUBO A REATTANZA

Questo circuito è atto ad eseguire la modulazione diretta di frequenza di un oscillatore funzionante nella gamma di 1,75 MHz. La capacità C_3 sarà costituita soltanto dalla capacità di ingresso del tubo, oppure, se si desidera variare la sensibilità del tubo a reattanza, potrà venire inserito un piccolo compensatore.

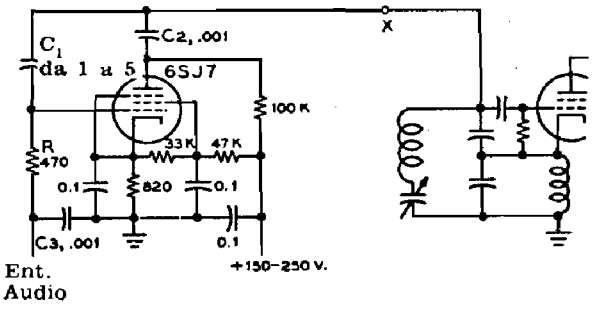


Figura 7.
ALTRO CIRCUITO MODULATORE CON TUBO A REATTANZA

***L'impiego di questo circuito è preferibile per* il campo delle frequenze più basse, tuttavia esso può venire usato anche a 1,75 MHz e, se si vuole, ancora oltre. In questo schema il tubo a reattanza risulta collegato in derivazione sui condensatori del partitore di tensione di un oscillatore Clapp, però lo stesso circuito modulatore potrà venire impiegato con qualunque altro tipo di normale circuito oscillatore.**

tipo di circuito modulatore a reattanza. Le condizioni di funzionamento sono sostanzialmente le stesse, fatta eccezione che la tensione di eccitazione a radiofrequenza alla griglia del tubo a reattanza viene, nel caso presente, fornita invertendo fra loro i componenti R e C_3 della figura 6. In questo circuito è usata una piccola capacità per portare la radiofrequenza al circuito di griglia del tubo a reattanza, con una resistenza fra griglia e massa di valore relativamente basso.

Questo circuito ha il vantaggio che la griglia del tubo a reattanza presenta una impedenza relativamente bassa rispetto alle radiofrequenze parassite. Però il circuito non è normalmente utilizzabile su frequenze al di sopra di alcuni megahertz, a causa della capacità interna fra griglia del tubo e massa, che risulta in derivazione sulla tensione del circuito oscillatore.

Entrambi i circuiti modulatori con tubo a reattanza, schematizzati nelle figure 6 e 7, possono essere usati con i tipi più comuni di oscillatori. Il modulatore a reattanza di figura 6 è rappresentato collegato sul punto ad alta impedenza di un normale oscillatore Hartley a catodo « caldo », mentre quello della figura 7 è collegato in derivazione ai condensatori a bassa impedenza di un oscillatore Clapp accordato in serie.

Ai circuiti fondamentali di modulatori con tubo a reattanza, rappresentati dalle figure 6 e 7, possono essere apportate un gran numero di varianti. L'entrata ad audiofrequenza può infatti essere applicata alla griglia di soppressione invece che alla griglia controllo, qualora ciò sia opportuno.

Un'altra variante consiste nell'applicare la tensione ad audiofrequenza ad una griglia diversa dalla griglia-controllo, quando venga usato come tubo modulatore un tubo mescolatore o un tubo convertitore pentagriglia.

Generalmente si riscontrerà che la variazione di transconduttanza, per volt di variazione della tensione dell'elettro-

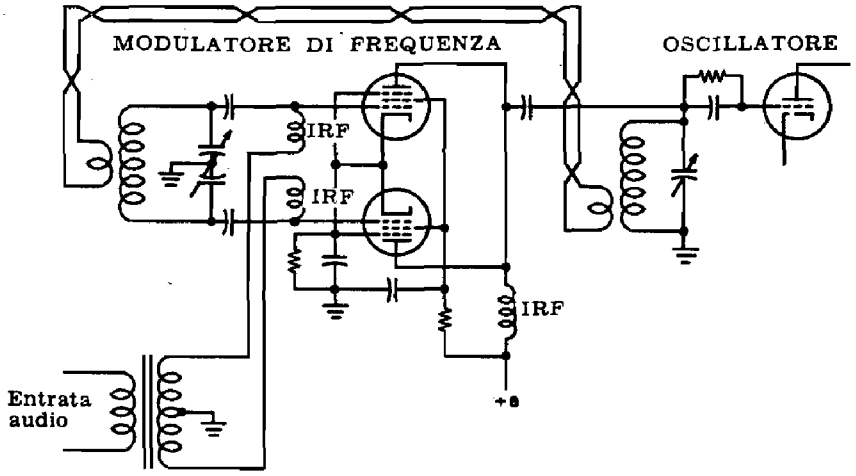


Figura 8.
MODULATORE BILANCIATO CON TUBO A REATTANZA
Le variazioni di frequenza causate dalle variazioni di tensione di alimentazione del modulatore potranno venire grandemente ridotte facendo uso di questo circuito. Le variazioni delle tensioni degli elettrodi dei tubi provocano nei due modulatori variazioni di reattanza di eguale valore ma di segno opposto, determinando in tal modo variazioni di frequenza pressochè nulle. Le griglie dei tubi a reattanza ricevono l'eccitazione da un circuito accordato bilanciato, sicchè un tubo riceve una tensione che è in anticipo di 90 gradi rispetto alla tensione sul circuito accordato dall'oscillatore, mentre la tensione di eccitazione dell'altro tubo è in ritardo di 90 gradi rispetto alla tensione dell'oscillatore.

do di controllo, risulta maggiore quando la tensione (ad audiofrequenza) viene applicata alla griglia-controllo del tubo, piuttosto che ad altri elettrodi.

Però nel caso in cui fosse necessario separare completamente i circuiti ad audio e a radiofrequenza, si potranno ottenere risultati migliori se si applica la tensione ad audiofrequenza su un elettrodo diverso dalla griglia controllo, malgrado la rilevante diminuzione di sensibilità che da ciò può derivare.

Regolazione della variazione di fase Uno dei sistemi più semplici per regolare la variazione di fase in modo che essa risulti di giusta entità, consiste nel porre una coppia di auricolari telefonici in serie col circuito catodo-massa dell'oscillatore e nel regolare il circuito variatore di fase fino a che, con la modulazione di frequenza in funzione, si senta il minimo suono negli auricolari. Se si fa uso di un oscillatore Hartley ad accoppiamento elettronico, per attuare il suddetto sistema è necessario che il circuito catodico dell'oscillatore sia induttivamente o capacitivamente accoppiato al circuito di griglia, piuttosto che collegato ad una presa intermedia dell'induttanza del circuito di griglia.

Naturalmente gli auricolari telefonici dovranno essere adeguatamente filtrati agli effetti della radiofrequenza.

Stabilizzazione A causa della presenza del modulatore di frequenza con tubo a reattanza, la stabilizzazione di un oscillatore a modulazione di frequenza, per quanto concerne le variazioni delle tensioni di alimentazione,

è considerevolmente più delicata che nel caso si tratti di un semplice oscillatore autocontrollato che regoli la frequenza di un trasmettitore. Se si vuole, l'oscillatore vero e proprio potrà essere reso perfettamente stabile rispetto alle variazioni delle tensioni di alimentazione, ma la presenza del modulatore di frequenza distruggerà gli effetti di una tale stabilizzazione. E' quindi necessario applicare la stabilizzazione delle tensioni di alimentazione tanto all'oscillatore quanto al modulatore. Se, rispetto alle variazioni delle tensioni di alimentazione, fosse stabilizzato solo l'oscillatore, occorrerà necessariamente applicare al modulatore la compensazione frequenza-tensione.

Un circuito col quale viene ottenuta la stabilizzazione automatica degli effetti, sul modulatore, delle variazioni di tensione, è quello riportato in figura 8. In tale circuito le griglie del tubo a reattanza sono collegate in controfase sul circuito accordato di variazione di fase, mentre gli anodi sono collegati direttamente fra loro e accoppiati al solito modo col circuito accordato dell'oscillatore.

Qualunque variazione della tensione di alimentazione anodica dei tubi a reattanza provoca effetti uguali ma di segno contrario nelle loro reattanze e perciò non si ha alcuna variazione di reattanza totale.

Un altro sistema di stabilizzazione della frequenza dell'oscillatore consiste nell'uso del discriminatore. Con questo sistema la frequenza viene stabilizzata indipendentemente dalle cause che ne possono provocare la variazione (fatta eccezione della voluta modulazione), mediante il confronto della frequenza dell'oscillatore con quella di un normale oscillatore a quarzo e applicando in senso opportuno la tensione di compensazione così ottenuta.

Nella figura 9 è rappresentato uno schema a blocchi di questo sistema di stabilizzazione. L'uscita da uno degli stadi del trasmettitore è inviata ad un tubo mescolatore, nel quale si somma con l'uscita di un oscillatore a quarzo, dando così luogo alla formazione di una « frequenza intermedia » che viene applicata ad un normale discriminatore. Questo, come verrà ampiamente trattato nel presente capitolo, è costituito da un dispositivo che è in grado di produrre una tensone di uscita dipendente dalla frequenza del segnale a radiofrequenza ad esso applicato.

La tensione continua sviluppata dal discriminatore viene applicata al tubo a reattanza collegato al circuito accordato dell'oscillatore. Al variare della frequenza centrale media rispetto al suo giusto valore, prende origine, sulla resistenza di carico del discriminatore, una tensione positiva o negativa, a seconda che la frequenza centrale media si sposti da una parte o dall'altra. Applicando questa tensione all'elettrodo di controllo del tubo a reattanza, si ottiene il risultato di ripristinare la radiofrequenza centrale (sia in presenza di modulazione sia in assenza di modulazione) al valore cui corrisponda una tensione nulla uscente dal discriminatore. Però l'oscillatore non sarà mai perfettamente centrato alla sua esatta frequenza, poichè la tensione di uscita del discriminatore verrebbe ad annullarsi e non si avrebbe più alcuna correzione di frequenza. In definitiva la frequenza viene a stabilirsi su un valore compreso fra quello che dovrebbe essere il suo esatto valore e quello che

sarebbe il suo valore se non vi fosse alcuna correzione di frequenza.

Il tubo a reattanza che svolge il compito della correzione di frequenza può anche essere utilizzato come modulatore e la tensione di stabilizzazione di frequenza può essere applicata in serie con la tensione di modulazione ad audiofrequenza; oppure le due tensioni, quella di stabilizzazione e quella ad audiofrequenza, possono essere applicate a due elettrodi del tubo modulatore.

La tensione ad audiofrequenza esistente sulla tensione che il discriminatore fornisce per la stabilizzazione di frequenza, andrà filtrata con un semplice filtro a resistenza-capacità, allo scopo di fare in modo che la tensione di stabilizzazione sia esclusivamente continua, senza alcuna tensione ad audiofrequenza sovrapposta.

La tensione ad audiofrequenza del discriminatore può essere usata anche per eseguire il controllo della modulazione del trasmettitore.

Ovviamente la stabilità di tutto il sistema di compensazione della frequenza illustrato dalla figura 9 dipende dalla stabilità che i componenti del discriminatore hanno nei confronti delle variazioni di temperatura e umidità e dalla stabilità dell'oscillatore a quarzo. Ordinariamente la stabilità di quest'ultimo oscillatore sarà sufficientemente elevata, al punto da far considerare la stabilità del discriminatore come unico elemento determinante la stabilizzazione ottenibile. Per questo motivo è necessario, nel discriminatore, usare componenti di ottima qualità, specie per quanto concerne il trasformatore di entrata.

La frequenza del quarzo usato nel circuito di stabilizzazione dipenderà dalla frequenza di funzionamento del discriminatore e dalla frequenza dello stadio del trasmettitore, dal quale stadio viene prelevata la tensione per la stabilizzazione.

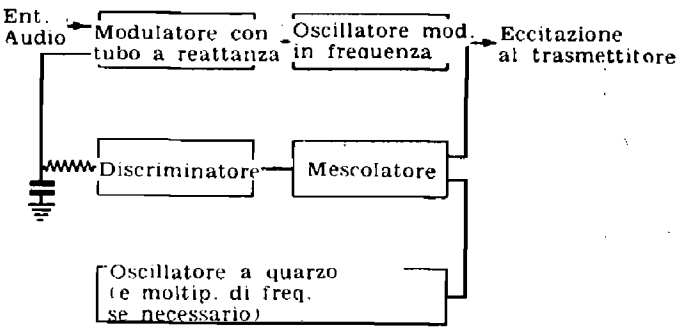


Figura 9.
SISTEMA DI STABILIZZAZIONE

La frequenza di un oscillatore modulato in frequenza può essere stabilizzata, confrontandola con quella di un oscillatore a quarzo. La differenza fra le due frequenze viene applicata ad un circuito discriminatore e qualunque variazione di questa differenza di frequenze rispetto al valore prestabilito farà sì che il discriminatore riporti la frequenza del trasmettitore al suo giusto valore. Per eliminare la modulazione ad audiofrequenza dall'uscita del discriminatore, viene usato un filtro a resistenza-capacità.

Se viene impiegato un discriminatore del tipo di quelli usati come parti di ricambio di ricevitori professionali e che sia progettato per una frequenza di lavoro compresa fra 400 e 500 KH_z, l'entrata a radiofrequenza per il circuito di stabilizzazione potrà essere fornita dallo stadio oscillatore del trasmettitore o, se si desidera una maggiore sensibilità, dal circuito anodico di uno dei moltiplicatori di frequenza che seguono l'oscillatore.

L'oscillatore a quarzo dovrà lavorare su una frequenza tale che la sua fondamentale, o una delle sue armoniche, abbia un valore che differisca dalla frequenza dello stadio del trasmettitore,

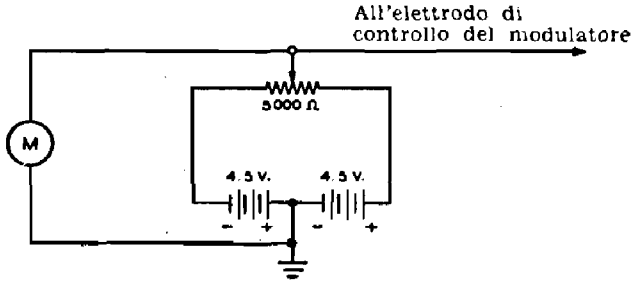


Figura 10.
CIRCUITO PER IL CONTROLLO DELLA LINEARITA' DEL TUBO A REATTANZA

dal quale stadio viene prelevata la tensione per la stabilizzazione, di una quantità uguale alla frequenza del discriminatore. Se la frequenza necessaria per il quarzo dovesse essere più alta di quella facilmente ottenibile con i normali quarzi, sarà necessario, dopo lo stadio oscillatore a quarzo, un moltiplicatore di frequenza.

Misura della linearità E' buona norma eseguire la misura statica sul modulatore di frequenza con tubo a reattanza, allo scopo di determinare la sua linearità ed efficacia, poichè piccole variazioni nel valore dei componenti e delle capacità parassite alterano le caratteristiche del modulatore. Occorrerà tracciare una curva del comportamento della frequenza rispetto alla tensione di controllo, se ci si vuole accertare che uguali variazioni della tensione di controllo, tanto in senso positivo quanto in senso negativo, diano eguali variazioni di frequenza. Se la curva mostra che il modulatore è sensibilmente non lineare, dovranno essere apportate variazioni alla polarizzazione negativa di griglia o alle tensioni degli elettrodi o alla eccitazione a radiofrequenza, allo scopo di ottenere una caratteristica lineare.

La figura 10 illustra un metodo per eseguire la curva della caratteristica del modulatore, basato sull'impiego di due batterie di polarizzazione da 4,5 V e di un potenziometro. Sarà necessario usare un voltmetro a zero centrale per misurare la tensione di griglia, oppure invertire volta per volta i collegamenti del voltmetro quando viene invertita la tensione di griglia da negativa a positiva e viceversa.

Quando, usando il metodo di misura statico, si sarà ottenuta una caratteristica lineare del modulatore, se le capacità dei vari condensatori di fuga per radiofrequenza impiegate nel circuito saranno sufficientemente piccole, si potrà ritenere lineare questa caratteristica anche facendo uso di una tensione ad audiofrequenza, per variare la frequenza, al posto della tensione continua con la quale è stata tracciata la curva di linearità.

9-2 La modulazione di fase

Con la modulazione di fase è possibile evitare l'impiego di oscillatori autocontrollati in frequenza e ottenere, direttamente su un oscillatore controllato a quarzo, la modulazione di frequenza.

In ultima analisi, la modulazione di fase è semplicemente una modulazione di frequenza nella quale la deviazione è direttamente proporzionale alla frequenza di modulazione.

Se per esempio un segnale di modulazione, avente la frequenza di 1000 H_z, provoca una deviazione di frequenza di 500 H_z, un segnale di modulazione avente la frequenza di 2000 H_z e la stessa am-

piezza provocherà una deviazione di frequenza di 1000 H_z e così via.

Per produrre un segnale modulato in frequenza è necessario rendere la deviazione indipendente dalla frequenza di modulazione e proporzionale soltanto all'ampiezza del segnale, di modulazione. Nella modulazione di fase ciò è ottenuto includendo un circuito di correzione di frequenza nel sistema ad audiofrequenza del trasmettitore. Tale circuito deve presentare una attenuazione che varii direttamente con la frequenza e questo requisito è ottenibile facilmente a mezzo di un semplicissimo circuito a resistenza-capacità.

Il solo svantaggio che ha la modulazione di fase rispetto alla modulazione diretta di frequenza, come quella che si ottiene mediante l'uso del tubo a reattanza, consiste nel fatto che il modulatore di fase produce direttamente una deviazione di frequenza piccolissima.

La deviazione prodotta da un modulatore di fase è indipendente dall'effettivo valore della frequenza dell' onda portante sulla quale si esegue la modulazione, ma invece dipende soltanto dalla deviazione di fase che viene prodotta e dalla frequenza di modulazione.

Espressa con una equazione si ha:

$F_d = M_p$. frequenza di modulazione

in cui F_d è la deviazione di frequenza su un lato rispetto al valore medio dell'onda portante e M_p è la deviazione di fase che accompagna la modulazione, espressa in radianti (un radiante è approssimativamente 57°,3). Quindi, per fare un esempio, se la deviazione di fase è di ½ radiante e la frequenza di modulazione è di 1000 H_z, la deviazione della frequenza imposta alla portante, quando questa passa attraverso il modulatore di fase, sarà di 500 H_z.

Risulta evidente da ciò che è necessaria una enorme moltiplicazione della frequenza della portante se si vuole ottenere da un modulatore di fase una deviazione di frequenza di 75 KH_z, quale è quella richiesta per i normali servizi di radiodiffusione circolare a modulazione di frequenza.

Però quando si tratti di stazioni dilettantistiche o commerciali a modulazione di frequenza a banda stretta, sarà sufficiente l'uso di un numero molto minore di stadi moltiplicatori di frequenza, per arrivare ad ottenere un rapporto di deviazione approssimativamente di uno. Infatti una modulazione di fase di circa 0,5 radianti, applicata all'uscita di un oscillatore a quarzo funzionante sulla gamma degli 80 metri di lunghezza d'onda, darà una deviazione sufficiente sulla gamma della radiotelefonia a modulazione di frequenza a banda stretta posta nei dintorni di 29 MH_z. Per esempio, se la frequenza del quarzo è di 3.700 KH_z e la deviazione di fase prodotta è di 0,5 radianti, e se la frequenza di modulazione è di 500 H_z, la deviazione nella gamma degli 80 metri sarà di 250 H_z. Ma se la frequenza dell'oscillatore a quarzo viene moltiplicata fino a raggiungere il valore di 29.600 KH_z, la deviazione di frequenza verrà moltiplicata anch'essa per 8, sicchè la deviazione risultante, sulla gamma dei 10 metri di lunghezza d'onda, sarà di 2 KH_z da ambo le parti della frequenza portante, con una variazione totale della frequenza portante di 4 KH_z. Questa deviazione è sufficiente per eseguire collegamenti a modulazione di frequenza a banda stretta.

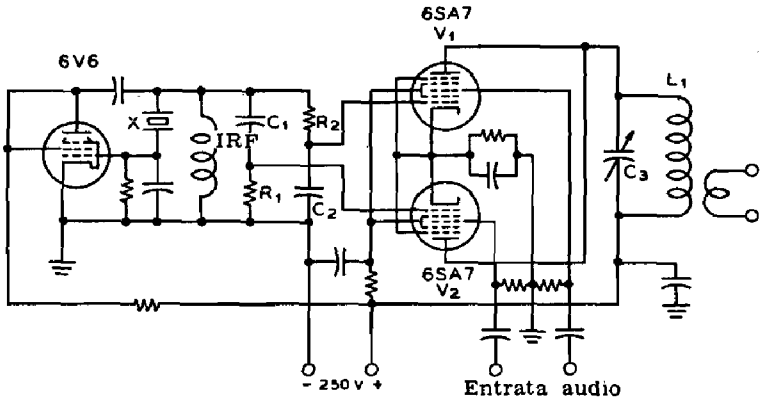


Figura 11.
SEMPLICE CIRCUITO PER LA MODULAZIONE DI FASE
Nel testo è dettagliatamente descritto il funzionamento di questo circuito per la modulazione di fase col quale si ottiene la modulazione di frequenza. R_1 C_1 e R_2 C_2 costituiscono il circuito separatore di fase per i due tubi 6SA7 modulatori di fase. Il circuito accordato L_1 C_3 è sintonizzato sulla frequenza di lavoro del quarzo.

Quando la modulazione di frequenza viene ottenuta col metodo della modulazione di fase, viene a prodursi una distorsione per armoniche dispari e l'entità di tale distorsione che può essere tollerata, costituisce un elemento che limita l'entità della modulazione di fase che può essere impiegata. Poichè il circuito per la correzione di frequenza fa sì che le frequenze di modulazione più basse abbiano la maggiore ampiezza, la massima modulazione di fase avviene alle più basse frequenze di modulazione e l'entità della distorsione che può essere tollerata a queste frequenze determina la deviazione massima che può essere ottenuta con la modulazione di fase.

Per radioaudizioni circolari ad alta fedeltà, la deviazione prodotta dalla modulazione di fase viene limitata a circa un terzo sulla più bassa frequenza di modulazione.

Invece per comunicazioni a modulazione di frequenza a banda stretta, la deviazione può essere maggiore di 0,6 volte la frequenza di modulazione, senza con questo generare pregiudizievoli distorsioni nella modulazione con la parola. In altri termini, nelle comunicazioni radio a modulazione di frequenza a banda stretta, sia commerciali che dilettantistiche, la modulazione di fase può essere anche maggiore di 0,6 radianti.

Circuiti per la modulazione di fase

Sono stati sviluppati e introdotti nell'uso pratico molti circuiti atti ad eseguire la modulazione di fase. La maggior parte di tali circuiti, come ad esempio quelli illustrati dalle figure 11, 12 e 13, impiega tubi elettronici di tipo normale, mentre alcuni impiegano tubi speciali che sono stati appositamente progettati per eseguire la modulazione di fase di un'onda portante. Nella figura 11 è riportato lo schema elettrico di un modulatore di fase, stabile e relativamente semplice.

Un tubo 6V6, collegato a triodo, viene usato come oscillatore a quarzo con circuito Pierce. Come si vede dal cir-

cuito di figura 11, esso alimenta due circuiti separatori di fase R_1C_1 e R_2C_2. Il circuito R_1C_1 anticipa la fase di 45° mentre il circuito R_2C_2 la ritarda di 45°, rispetto alla fase della tensione generata dall'oscillatore a quarzo. Quindi le due griglie dei tubi 6SA7 modulatori di fase vengono alimentate con tensioni sfasate fra loro di 90°.

Gli anodi dei tubi 6SA7 sono direttamente collegati fra loro e insieme sono collegati al circuito accordato L_1C_3. Questo circuito è sintonizzato sulla frequenza dell'oscillatore a quarzo. Sicchè, se si applica una tensione ad audiofrequenza in controfase alle griglie controllo dei tubi 6SA7, il Gm di un tubo viene sensibilmente ridotto mentre il Gm dell'altro tubo viene sensibilmente aumentato, in un semiperiodo della tensione ad audiofrequenza di modulazione. Nel semiperiodo successivo della tensione di modulazione avviene l'inverso. Quando il Gm di V_1 aumenta, Gm di V_2 diminuisce e la tensione sul circuito accordato di uscita tende ad essere in fase con la tensione generata da V_1. L'opposto avviene durante l'altro semiperiodo del segnale di modulazione.

La figura 12 rappresenta uno schema a blocchi di un modulatore di fase, che è in grado di produrre una deviazione di fase all'incirca doppia rispetto a quella del circuito di figura 11, con identitica entità di distorsione di non linearità. Il circuito della figura 11 è in grado di fornire una deviazione di fase di circa 0,5 radianti con una distorsione che può essere tollerata per il normale traffico radio, mentre il circuito della figura 12 può produrre una deviazione di circa 1 radiante. Però il circuito della figura 12 richiede l'aggiunta

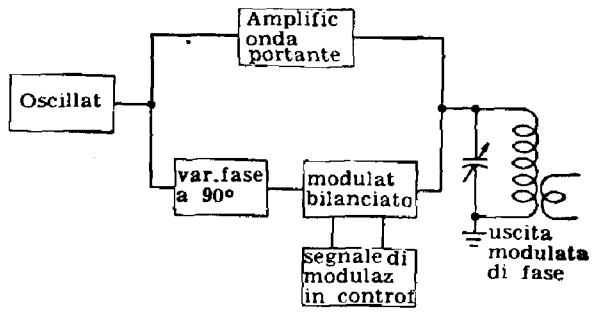


Figura 12.
CIRCUITO PER LA MODULAZIONE DI FASE CON MODULATORE BILANCIATO

Questo tipo di circuito, malgrado sia più complesso dei normali circuiti per la modulazione di fase, è conveniente poichè è in grado di determinare una maggiore deviazione di fase con identica distorsione.

di un altro tubo e di molti altri componenti.

Un ottimo circuito per la modulazione di fase, che viene ampiamente usato nelle apparecchiature per traffico radio sia commerciale che dilettantistico, è quello riportato in figura 13. In questo circuito l'induttanza L e la capacità C sono dimensionate in modo da costituire un circuito risonante su una frequenza che è 0,707 volte la frequenza di lavoro. Sicchè, alla frequenza di lavoro, la reattanza induttiva risulta doppia di quella capacitiva. Un tubo ad uscita catodica funziona come resistenza variabile, in serie con il circuito L—C, che costituisce il circuito accordato. Il punto di lavoro del tubo ad uscita catodica dovrà essere scelto in modo che la resistenza effettiva in serie con il circuito accordato (costituita dalla resistenza del tubo ad uscita catodica e, in derivazione su questa, la resistenza di polarizzazione catodica del tubo stesso) sia eguale alla reattanza capacitiva del condensatore di accordo, alla frequenza di la-

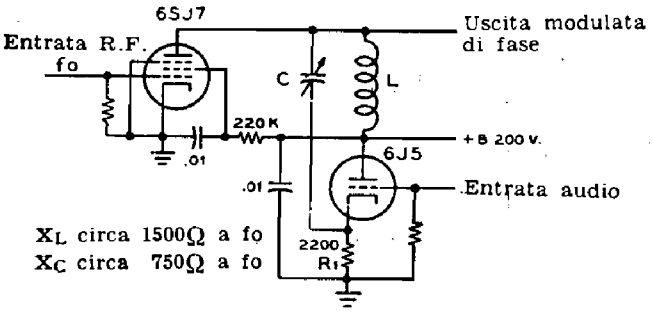


Figura 13.
MODULATORE DI FASE AD USCITA CATODICA
Il modulatore di fase illustrato sopra dà ottimi risultati quando lo stadio vien fatto funzionare su una sola frequenza oppure su un ristretto campo di frequenze.

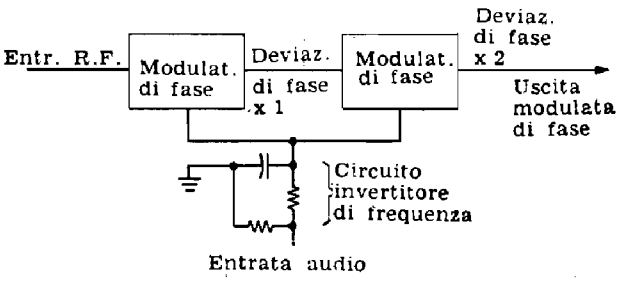


Figura 14.
MODULATORE DI FASE IN CASCATA
La deviazione di fase ottenibile nella modulazione di fase può essere aumentata senza alterare la frequenza centrale, usando vari stadi modulatori di fase in cascata. Sebbene in questo schema siano stati impiegati due stadi, se ne possono impiegare ancor più di due, come vien fatto nelle apparecchiature commerciali. La polarità del segnale ad audio frequenza inviato ai vari modulatori di fase dovrà essere opportunamente determinata in modo che le modulazioni di fase apportate successivamente dai vari stadi possano sommarsi fra loro.

voro. Il circuito è in grado di sviluppare una deviazione di fase di circa ± 0,5 radianti con una distorsione tollerabile, identica a quella del circuito della figura 11.

Sistemi per ottenere una maggiore deviazione di fase Quando si voglia utilizzare la modulazione di fase per ottenere una modulazione di frequenza a banda larga, potranno essere impiegati alcuni sistemi che consentono di ottenere una deviazione di fase maggiore di quella che potrebbe ottenersi mediante la semplice moltiplicazione della frequenza dell'oscillatore a quarzo, con la quale moltiplicazione si ottenga, dalla frequenza del quarzo, quella di uscita.

Uno di questi sistemi consiste nel costituire una serie di stadi modulatori di fase posti in cascata, alla maniera indicata dalla figura 14.

Un altro sistema consiste nell'usare un oscillatore a frequenza moderatamente alta, seguito da una moltiplicazione di frequenza di piccola entità e successivamente fare avvenire il battimento fra questa frequenza moltiplicata e un oscillatore eterodina. La frequenza di battimento che così si ottiene verrà a sua volta moltiplicata fino ad ottenere la frequenza di uscita.

Un esempio di questo sistema è il seguente: si supponga di usare un oscillatore a quarzo, seguito da un modulatore di fase, funzionante sulla frequenza di 1800 KH_z. L'uscita modulata in fase venga triplicata a 5400 KH_z. In tal modo la deviazione di fase viene ad essere 3 volte quella originaria. Facendo eseguire il battimento fra l'uscita a 5400 KH_z con un altro oscillatore a quarzo funzionante su 7350 KH_z si otterrà una frequenza di battimento di 1950 KH_z, con una deviazione di fase che è sempre tripla rispetto al valore originario. Mediante una serie di stadi triplicatori di frequenza, il segnale a 1950 KH_z verrà moltiplicato in frequenza, di 27 volte fino a raggiungere la frequenza di 52,65 MH_z, compresa nella banda dilettanti-

stica che si estende da 52 a 54 MH_z. L'aumento totale della deviazione di fase sarà uguale al prodotto delle due moltiplicazioni di frequenza (3×27) e cioè sarà di 81 volte.

Misura della deviazione Quando si fa uso di una tensione di modulazione costituita da una sola frequenza, le ampiezze relative delle varie bande laterali e dell'onda portante variano ampiamente al variare della deviazione, cioè all'aumentare o diminuire dell'entità della modulazione. Poichè le relazioni che intercorrono fra le ampiezze delle varie bande laterali e dell'onda portante da un lato, e le frequenze di modulazione e la deviazione dall'altro, sono note, diviene da ciò possibile attuare un semplice metodo per misurare la deviazione di un trasmettitore modulato in frequenza. Nell'esecuzione della misura, il risultato verrà espresso sotto forma di indice di modulazione, per quella determinata tensione ad audiofrequenza di entrata. (Come si è detto in precedenza, per indice di modulazione si intende il rapporto fra il valore massimo della deviazione di frequenza e la frequenza di modulazione).

La misura viene eseguita applicando una tensione ad audiofrequenza sinoidale e di frequenza nota al trasmettitore e aumentando la modulazione fino a che l'ampiezza della componente ad onda portante dell'onda modulata in frequenza, diventi nulla.

L'indice di modulazione per onda portante nulla potrà essere determinato dalla tabella che segue.

Come risulta evidente da tale tabella, il primo punto di onda portante nulla si ottiene quando l'indice di modulazione ha un valore di 2405, ossia quando la deviazione è di 2405 volte la frequenza di modulazione.

Per esempio, se si fa uso di una frequenza di modulazione di 1000 H_z, e se la tensione di modulazione viene aumentata fino a che venga ottenuto il primo punto di onda portante nulla, si otterrà una deviazione di 2405 volte la frequenza di modulazione, ossia di 2405 KH_z. Se la frequenza di modulazione impiegata fosse di 2000 H_z, la deviazione corrispondente al primo punto di onda portante nulla sarebbe di 4810 KH_z. Altri punti di onda portante nulla si otterranno quando l'indice di modulazione è 5520, 8654 e così via, per valori che si differenziano l'uno dall'altro per Π (= 3,141).

Riportiamo qui di seguito l'elenco degli indici di modulazione corrispondenti ai vari punti, di onda portante nulla, che si susseguono fino al 10° punto:

Punto di onda portante nulla N°.	Indice di modulazione
1	2.405
2	5.520
3	8.654
4	11.792
5	14.931
6	18.071
7	21.212
8	24.353
9	27.494
10	30.635

La dotazione di strumenti necessari per eseguire le misure, consiste soltanto in un oscillatore ad audiofrequenza tarato e con una buona forma d'onda ed un ricevitore professionale munito di

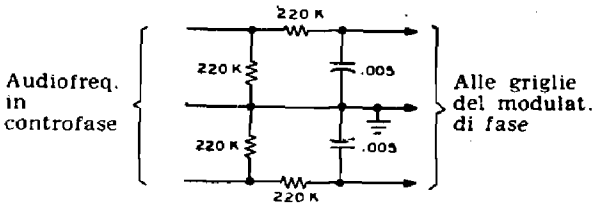


Figura 15.
CIRCUITO INVERTITORE DI FREQUENZA

Mediante l'uso di un circuito come questo, posto fra l'amplificatore ad audiofrequenza e le griglie del modulatore di fase, la modulazione di fase verrà effettivamente convertita in modulazione di frequenza, per tutte le frequenze al di sopra di circa 200 Hz.

oscillatore eterodina e di filtro a quarzo. Il ricevitore verrà usato con il filtro a quarzo inserito, così da avere la minima larghezza di banda e da escludere le bande laterali, che sono distanziate dalla portante per una differenza di frequenza uguale alla frequenza di modulazione. L'onda portante non modulata dovrà essere esattamente sintonizzata sul ricevitore, servendosi dell'oscillatore eterodina di quest'ultimo. Dopo di ciò, si applica al trasmettitore la frequenza di modulazione proveniente dal generatore ad audiofrequenza e si aumenta la modulazione fino ad ottenere il primo punto corrispondente ad onda portante nulla. Questo primo punto, come si è detto avanti, corrisponderà ad un indice di modulazione di 2405. I punti successivi corrisponderanno agli indici riportati in tabella.

Nel circuito ad audiofrequenza del trasmettitore potrà essere usato un indicatore di volume con il quale verrà regolato il livello della tensione di modulazione necessaria per le varie deviazioni e l'indicatore di volume potrà essere tarato in termini di deviazione di frequenza.

Se le misure sono eseguite alla frequenza fondamentale dell'oscillatore del trasmettitore, sarà necessario moltiplicare la deviazione di frequenza per il coefficiente della moltiplicazione di frequenza che viene impiegata nel trasmettitore. Probabilmente risulterà più comodo eseguire la determinazione di cui sopra su una frequenza intermedia fra quella dell'oscillatore e quella finale di funzionamento del trasmettitore, prelevando la tensione a radiofrequenza sulla quale eseguire la misura da uno stadio moltiplicatore intermedio. In questo caso, naturalmente, occorrerà moltiplicare il risultato ottenuto con la misura, per il coefficiente di moltiplicazione di frequenza fra lo stadio dal quale viene prelevata la tensione di misura e la frequenza finale di funzionamento del trasmettitore.

9-3 Ricezione di segnali modulati in frequenza

Un normale radioricevitore professionale potrà venire usato per ricevere anche trasmissioni modulate in frequenza a banda stretta, ma le prestazioni saranno molto meno buone di quelle ottenute usando un ricevitore o un adattatore per modulazione di frequenza a banda stretta. Invece, qualora si desideri ricevere segnali modulati in frequenza aventi elevata deviazione (come quelli impiegati nelle radioaudizioni circolari a modulazione di frequenza, oppure quelli del canale audio delle trasmissioni televisive o dei servizi mobili a modulazione di frequenza), sarà necessario usare un ricevitore espressamente progettato per la ricezione a modulazione di frequenza a banda larga.

I ricevitori a modulazione di frequen-

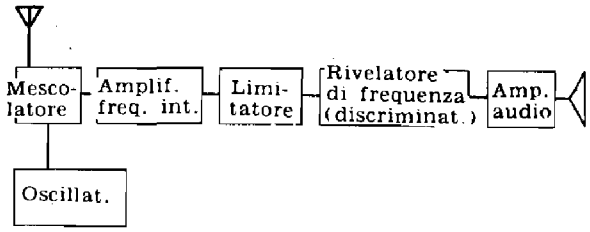


Figura 16.
SCHEMA A BLOCCHI DEL RICEVITORE A MODULAZIONE DI FREQUENZA

Fino allo stadio limitatore di ampiezza il ricevitore a modulazione di frequenza è simile ad un qualunque ricevitore a modulazione di ampiezza, eccetto che la banda passante a frequenza intermedia deve essere notevolmente più ampia. Il limitatore elimina qualunque modulazione di ampiezza e il rivelatore di frequenza, che segue al limitatore, converte le variazioni di frequenza in variazioni di ampiezza.

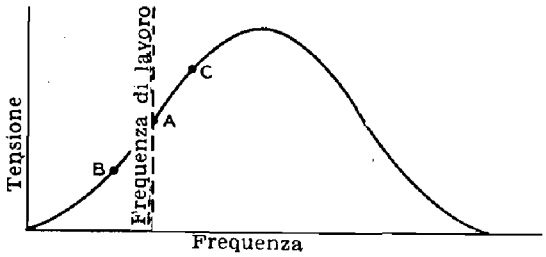


Figura 17.
RIVELATORE DI FREQUENZA « FUORI RISONANZA »

Per convertire le variazioni di frequenza di un segnale in arrivo in variazioni di ampiezza, si può usare, come mostra la figura, un lato della curva di risposta di un circuito accordato, facente parte di un amplificatore a frequenza intermedia.

za debbono avere, anzitutto, una ampiezza di banda sufficiente a far passare la gamma delle frequenze generate dal trasmettitore a modulazione di frequenza. E poichè i ricevitori saranno del tipo supereterodina, che hanno quindi una gamma piuttosto ristretta entro la quale la sensibilità si mantiene abbastanza buona, è necessario che nel loro progetto venga prestata molta cura alla ampiezza di banda del canale a frequenza intermedia.

Il secondo requisito di un ricevitore a modulazione di frequenza è che esso deve comprendere un circuito che sia in grado di trasformare le modulazioni, ossia le variazioni di frequenza, in variazioni di ampiezza, o in altri termini un rivelatore atto a funzionare con le variazioni di frequenza invece che con le variazioni di ampiezza.

Il terzo requisito (la cui presenza è necessaria se si vuol utilizzare la possibilità che è insita nelle trasmissioni a modulazione di frequenza, e cioè una ricezione completamente esente da disturbi) consiste nel circuito limitatore, che ha lo scopo di eliminare qualunque variazione di ampiezza prima che questa raggiunga il rivelatore. Nella figura 16 è rappresentato uno schema a blocchi delle parti essenziali che costituiscono i ricevitori a modulazione di frequenza.

Il rivelatore di frequenza Il circuito più semplice per convertire le variazioni di frequenza in variazioni di ampiezza, consiste in un circuito accordato posto « fuori risonanza », come illustrato dalla figura 17. Accordando il circuito in modo che la portan-

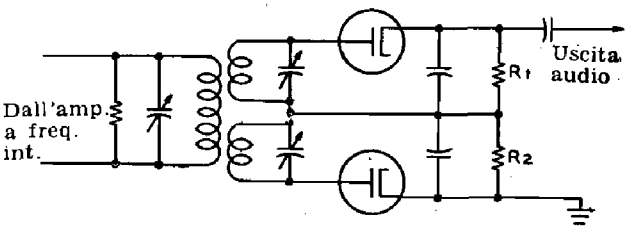
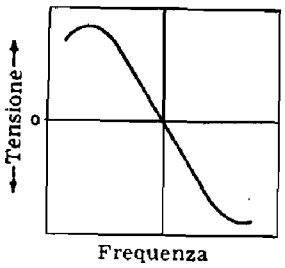


Figura 18.
DISCRIMINATORE TRAVIS

Questo tipo di discriminatore fa uso di due circuiti accordati su frequenze alquanto diverse da quella di entrata, accoppiati ad un unico avvolgimento primario. Il circuito può fornire una ottima linearità, ma è di difficoltosa taratura.



Alla sua frequenza centrale, il discriminatore genera una tensione di uscita nulla. Dai due lati di tale frequenza esso genera tensioni le cui ampiezze e segni dipendono dalla direzione e dalla entità della variazione di frequenza.

Figura 19.
CURVA FREQUENZA - TENSIONE DEL DISCRIMINATORE

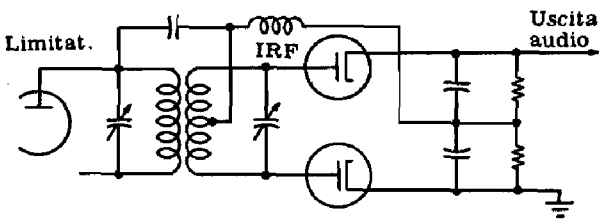


Figura 20.
DISCRIMINATORE FORSTER - SEELEY
Questo discriminatore è più ampiamente usato sia per l'eccellente linearità della sua caratteristica e sia per la relativa semplicità di taratura, purchè si abbia a disposizione una adeguata apparecchiatura di misura.

te cada al punto A, sul circuito accordato- verrà a localizzarsi una certa tensione a radiofrequenza e, se la frequenza varia, per effetto della modulazione, da una parte e dall'altra rispetto a tale frequenza portante, la radiofrequenza localizzata sul circuito aumenterà o diminuirà nei punti C e B in accordo con la modulazione. Se la tensione sviluppata sul circuito accordato viene applicata ad un normale rivelatore, l'uscita di questo varierà conformemente alla modulazione; l'ampiezza della variazione di tale uscita sarà proporzionale alla deviazione di frequenza del segnale e la frequenza della variazione sarà uguale alla frequenza di modulazione.

Dalla figura 17 risulta evidente che solo una piccola parte della curva di risonanza potrà essere usata, se si vuol eseguire una trasformazione lineare delle variazioni di frequenza in variazioni di ampiezza, poichè la parte lineare della curva di risonanza è alquanto stretta. Qualunque variazione di frequenza che cada fuori rispetto alla parte lineare, provocherà una distorsione nel segnale ad audiofrequenza ricostituito.

E' anche evidente, esaminando sempre la figura 17, che un ricevitore per segnali modulati in ampiezza, usato in tale modo, è atto a ricevere sia i segnali aventi frequenza corrispondente a quella del picco della curva di risonanza, sia i segnali la cui frequenza cada anche dalla parte opposta della curva di risonanza. Perciò, in tale tipo di ricezione, non si potrà mettere in atto alcun dispositivo limitatore.

Per quanto si è detto sopra, l'uso del sistema del circuito fuori risonanza non è consigliabile, ma al più potrà essere fatto eccezionalmente dai dilettanti per ricevere segnali modulati in frequenza a banda stretta.

Discriminatore Travis Un altro tipo di rivelatore di frequenza o *discriminatore* è quello riportato nella figura 18. In questo dispositivo sono impiegati due circuiti accordati, ciascuno sintonizzato su un lato della frequenza del canale amplificatore a frequenza intermedia, e con le loro frequenze di risonanza differenziate un po' dipiù rispetto alla variazione media di frequenza dei trasmettitori. Le loro uscite vengono inviate ad un rettificatore differenziale, tale che la tensione sulle resistenze di carico R_1 e R_2 poste in serie, sia uguale alla somma algebrica delle singole tensioni di uscita di ciascun ret-

tificatore. Quando si riceve un segnale avente esattamente la frequenza centrale del canale di amplificazione a frequenza intermedia, le tensioni sulle due resistenze di carico risultano di uguale valore ma di segno opposto, per cui la tensione risultante è nulla. Quando la frequenza del segnale varia rispetto alla frequenza centrale, queste singole tensioni assumono valori differenti l'una dall'altra e sulle due resistenze in serie prende origine una tensione uguale alla differenza fra le due tensioni e avente, come segno, quello della tensione maggiore. Questa tensione risultante viene applicata all'amplificatore ad audiofrequenza.

La relazione esistente fra frequenza e tensione di uscita del discriminatore è indicata nella figura 19. La distanza fra le frequenze di accordo dei due circuiti al secondario del discriminatore e la linearità della curva che rappresenta la variazione della tensione di uscita al variare della frequenza, dipendono dalla frequenza del discriminatore, dal Q (fattore di merito) dei circuiti accordati e dal valore delle resistenze di carico dei diodi. Al crescere del valore della frequenza intermedia (e quindi della frequenza di accordo del discriminatore), le frequenze di accordo dei due circuiti secondari del discriminatore dovranno essere maggiormente distanziate, se si vuole assicurare una buona linearità e un buon livello di segnale di uscita. Entro certi limiti la linearità risulta migliore se si fa uso di resistenze di carico dei diodi di valore basso e di circuiti con basso Q; in tal caso la distanza fra le frequenze di accordo dei due secondari del discriminatore potrà essere maggiore.

Discriminatore Forster-Seeley Il tipo di dicriminatore più frequentemente usato è quello riportato nella figura 20. Questo discriminatore fornisce una caratteristica tensione di uscita/frequenza, similare a quella riportata in figura 19. Anche qui la tensione di uscita è uguale alla somma algebrica delle tensioni sviluppate sulle resistenze di carico dei due diodi, con le resistenze collegate in serie rispetto alla massa. Però il discriminatore Forster-Seeley richiede soltanto due circuiti accordati, invece dei tre impiegati nel discriminatore Travis, precedentemente descritto.

Il funzionamento del circuito è basato sul complesso di relazioni di fase esistenti in un trasformatore avente un secondario accordato.

Come rivelerà un attento esame del dispositivo, il circuito primario, agli effetti della radiofrequenza, è in serie verso massa con ciascuna metà del secondario. Quando il segnale applicato è alla frequenza di risonanza del secondario, la tensione a radiofrequenza sul secondario risulta sfasata di 90° rispetto a quella del primario. Poichè ogni diodo è collegato su metà dell'avvolgimento secondario con in serie l'avvolgimento primario, le tensioni a radiofrequenza risultanti e che vengono ad essere applicate ad ognuno dei diodi, sono eguali e le tensioni sviluppate sopra le due resistenze di carico dei diodi risultano di egual valore ma di segno opposto. Sicchè la tensione risultante fra il punto in alto delle resistenze di carico e massa, è nulla.

Quanto sopra è dimostrato vettorialmente nella figura 21 A, nella quale le tensioni risultanti R ed R^1, che sono

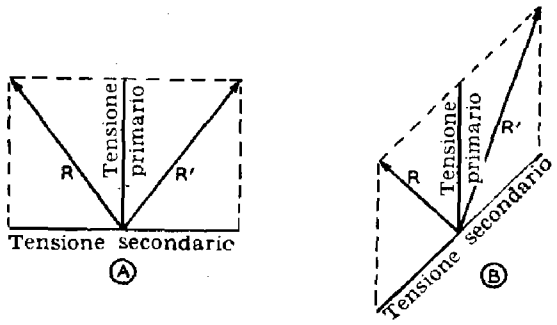


Figura 21.
DIAGRAMMA VETTORIALE DEL DISCRIMINATORE
Un segnale avente frequenza uguale a quella di risonanza del secondario provocherà su questo una tensione che è sfasata di 90 gradi rispetto alla tensione primaria, come chiaramente indica la parte A della figura, e le tensioni risultanti R ed R' risulteranno uguali. Se la frequenza del segnale varia, variano anche le relazioni di fase e, come indica la figura in B, le tensioni risultanti non saranno più uguali. Viene impiegato un rettificatore differenziale per fornire una tensione di uscita proporzionale alla differenza fra R ed R'.

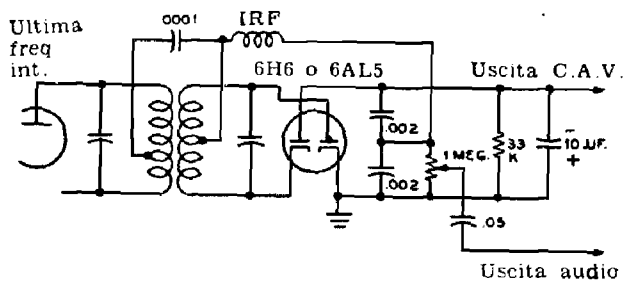


Figura 22.
CIRCUITO DEL RIVELATORE A RAPPORTO
In un rivelatore a rapporto, la tensione parallela per i diodi potrà essere ottenuta o da una presa sull'avvolgimento primario del trasformatore o da un terzo avvolgimento. Si noti che uno dei diodi è inserito con polarità opposta rispetto al discriminatore Forster-Seeley e che anche il circuito di uscita è completamente diverso. Il rivelatore a rapporto può non essere preceduto da un limitatore. Rispetto al discriminatore normale esso risulta di più difficile taratura, se si vuol ottenere un'uscita esente da distorsione.

applicate ai due diodi, tendono a divenire uguali quando l'angolo di fase fra tensione primaria e secondaria diviene di 90 gradi.

Se però la frequenza del segnale varia rispetto alla risonanza, non sarà più valida la relazione di fase di 90 gradi fra le tensioni primaria e secondaria. Il risultato di ciò è mostrato nella figura 21 B, nella quale la tensione a radiofrequenza del secondario non è più sfasata di 90 gradi rispetto alla tensione al primario. Le tensioni risultanti, applicate ai due diodi, ora non saranno più eguali e verrà a generarsi, sulle due resistenze di carico in serie, una tensione continua, proporzionale alla differenza fra le due tensioni a radiofrequenza applicate ai due diodi.

Al variare della frequenza del segnale applicato da una parte e dall'altra della frequenza di accordo del discriminatore, si otterrà una tensione alternata avente la stessa frequenza di quella di modulazione e il cui valore, in ampiezza, risulta proporzionale alla deviazione di frequenza del segnale applicato. Tale tensione verrà inviata all'amplificatore ad audiofrequenza del ricevitore.

Rivelatore a rapporto Nella figura 22 è schematizzato uno dei tipi più recenti di circuiti rivelatori per modulazione di frequenza, denominato « rivelatore a rapporto ».

Il trasformatore di entrata dovrà essere progettato in modo che la tensione di entrata ai diodi possa essere prelevata da una presa effettuata sul primario del trasformatore, oppure che tale tensione possa essere fornita da un terzo avvolgimento accoppiato al primario.

L'impedenza a radiofrequenza da impiegare deve essere di valore molto alto, valutato sulla frequenza intermedia usata nel ricevitore, mentre tale impedenza a radiofrequenza non sarà più neces-

saria se nel trasformatore si fa uso di un avvolgimento terziario.

Il circuito del rivelatore a rapporto sembra molto simile a quello degli altri circuiti discriminatori. Però occorre notare che nel rivelatore a rapporto i due diodi sono inseriti in modo che le loro tensioni continue di uscita vengono a sommarsi, contrariamente al circuito Forster-Seeley nel quale i due diodi sono inseriti in maniera che tali tensioni vengano a sottrarsi l'una dall'altra.

Alla frequenza centrale, sulla quale il trasformatore del discriminatore è accordato, la tensione che si forma su un estremo del potenziometro da un megaohm risulta metà della tensione continua esistente sul terminale di uscita per il controllo automatico di volume, poichè in questa si sommano le tensioni sviluppate dai due diodi.

Se però la frequenza di entrata varia da una parte o dall'altra rispetto alla frequenza di accordo del discriminatore (pur rimanendo sempre compresa entro la banda passante dell'amplificatore a frequenza intermedia del ricevitore) i contributi relativi dei due diodi diverranno fra loro differenti. La tensione che si forma all'estremo del potenziometro regolatore di volume da un megaohm aumenterà, per deviazioni di frequenza in una direzione e diminuirà, per deviazioni di frequenza in direzione opposta rispetto alla frequenza media, che corrisponde per ipotesi alla frequenza di accordo del discriminatore.

Il rivelatore a rapporto offre un gran numero di vantaggi rispetto al semplice circuito discriminatore. Il circuito non richiede l'uso di un limitato che preceda il rivelatore, poichè il circuito è completamente insensibile ad una eventuale modulazione di ampiezza sovrapposta al segnale in arrivo. Per questo fatto, l'amplificazione a radiofrequenza e a frequenza intermedia che precede questo rivelatore può essere molto minore di quella che si deve avere con i normali discriminatori, per ottenere la stessa sensibilità totale.

Inoltre il circuito può fornire la tensione per il controllo automatico di volume, con la quale regolare la amplificazione degli stadi a radiofrequenza e a frequenza intermedia, che lo precedono.

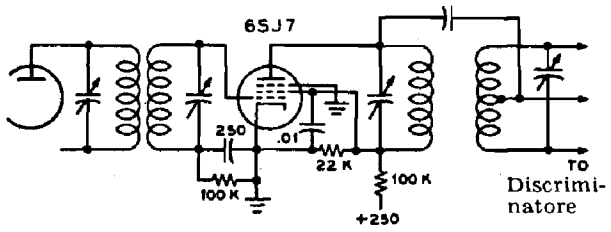


Figura 23.
CIRCUITO LIMITATORE

Normalmente il discriminatore vien fatto precedere da uno, o più spesso due, stadi limitatori in modo che al rivelatore a modulazione di frequenza venga inviato un segnale di ampiezza costante. Con questo sistema vengono eliminate le variazioni di ampiezza del segnale che arriva al discriminatore, cosicchè questo risulterà solo sensibile alle variazioni di frequenza.

Limitatori Il limitatore, in un ricevitore a modulazione di frequenza nel quale sia impiegato un normale discriminatore, serve ad eliminare la modulazione di ampiezza e a far sì che al discriminatore arrivino soltanto segnali modulati in frequenza, di ampiezza costante. Nella figura 23 viene rappresentato un tipico circuito limitatore.

Il tubo limitatore vien fatto lavorare come stadio a frequenza intermedia con una tensione anodica bassissima e con

polarizzazione ottenuta per corrente di griglia, in modo tale, cioè, che molto facilmente possa andare in sovraccarico. Fino ad un certo punto, l'uscita del limitatore aumenta con l'aumentare del segnale di entrata. Oltrepassato tale punto, però, il limitatore risulta sovraccaricato e ulteriori, anche notevoli, aumenti del segnale di entrata non daranno più luogo ad aumenti del segnale di uscita.

Per funzionare efficacemente, il limitatore deve essere alimentato con segnali aventi la massima ampiezza possibile, in modo che l'ampiezza della sua uscita non cambi anche se varia ampiamente il livello del segnale di entrata. I disturbi che causano piccole modulazioni di frequenza ma molto maggiori modulazioni di ampiezza, vengono virtualmente eliminati dal limitatore e praticamente non giungono più al discriminatore.

La tensione di autopolarizzazione, che si viene a formare sulla resistenza di griglia, varia con l'ampiezza del segnale ricevuto. Per tale motivo, con un ricevitore a modulazione di frequenza, possono essere ricevuti i normali segnali modulati in ampiezza, purchè si colleghi l'entrata dell'amplificatore ad audiofrequenza al punto « caldo » di tale resistenza, piuttosto che all'uscita del discriminatore. Inoltre, filtrandola adeguatamente con un circuito a resistenza-capacità, la tensione esistente sulla resistenza di griglia potrà essere usata anche come tensione per il controllo automatico di volume del ricevitore. Quando però il limitatore funziona correttamente e nel caso di sola ricezione a modulazione di frequenza, il controllo automatico di volume non risulta nè necessario nè giovevole.

Considerazioni sul progetto dei ricevitori

Uno dei fattori più importanti da tener presente nel progetto di un ricevitore a modulazione di frequenza è la variazione di frequenza che si intende applicare al ricevitore. Risulta evidente dalla figura 19 che se la parte lineare della caratteristica del circuito discriminatore copre una gamma di frequenze più ampia di quella generata dal trasmettitore, la tensione ad audiofrequenza di uscita sarà minore del valore massimo che il discriminatore sarebbe in grado di fornire.

Sotto questo aspetto, il termine « percentuale di modulazione » è meglio applicabile ai ricevitori a modulazione di frequenza, di quanto non lo sia per i trasmettitori, poichè la « possibilità di modulazione » di un sistema di radiocomunicazioni è limitata dalla ampiezza di banda del ricevitore e dalla caratteristica del discriminatore: una piena utilizzazione della parte lineare di tale caratteristica equivale in effetti ad una modulazione « al 100 per cento ». Ciò dovrebbe portare alla definizione di una norma, che contempli i vari tipi di servizi di collegamento radio a modulazione di frequenza e che eviti di modificare la variazione di frequenza del trasmettitore a seconda dei diversi tipi di ricevitori usati.

L'ampiezza di banda necessaria per ogni particolare tipo di collegamento radio a modulazione di frequenza, è influenzata da due considerazioni. Queste sono: la massima frequenza audio che il sistema deve essere in grado di sviluppare e il rapporto di deviazione che deve essere impiegato.

Per comunicazioni parlate, la massi-

ma frequenza audio viene fissata all'incirca a 3000 o 4000 H_z. L'entità della soppressione di rumore che il sistema a modulazione di frequenza può consentire dipende dal rapporto di deviazione scelto, poichè il miglioramento del rapporto segnale/disturbo che il sistema a modulazione di frequenza dà rispetto al sistema a modulazione di ampiezza è equivalente ad una costante *moltiplicata per il rapporto di deviazione*. Ciò richiede però che, nel ricevitore, il segnale sia molto più forte del disturbo, poichè i vantaggi della modulazione di frequenza a banda larga, per quanto concerne la soppressione dei disturbi, scompaiono quando il rapporto segnale/disturbo nel ricevitore si approssima all'unità.

D'altra parte un rapporto basso di deviazione è più soddisfacente per radiocomunicazioni professionali, nelle quali la comprensibilità per bassi rapporti segnale/disturbo è più importante che una ulteriore soppressione dei disturbi, purchè il segnale sia già sensibilmente più forte del disturbo.

Come detto avanti in questo capitolo, nelle trasmissioni per radioaudizioni circolari a modulazione di frequenza vien fatto uso di un rapporto di deviazione di 5. Quando tale rapporto è applicato a un sistema per comunicazioni parlate, la « variazione » totale diviene di 30 o 40 KH_z.

Con più bassi rapporti di deviazione, come quelli che si impiegano più frequentemente per comunicazioni parlate, la variazione risulta proporzionalmente minore, fino a che, con un rapporto di deviazione di 1, la variazione risulta uguale al doppio della più alta frequenza audio di modulazione.

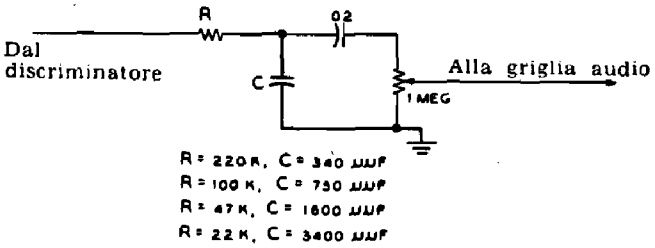


Figura 24.
CIRCUITI DE-ENFASI DA 75 MICROSECONDI

Il segnale ad audiofrequenza trasmesso dalle stazioni a modulazione di frequenza e televisive, quando viene ricevuto, ha una pre-enfasi a frequenza alta, sicchè fra l'uscita del rivelatore a modulazione di frequenza e l'entrata dell'amplificatore ad audiofrequenza dovrà essere inserito un circuito di de-enfasi per la compensazione.

Però in effetti l'ampiezza di banda del ricevitore dovrà essere leggermente maggiore di quanto competerebbe per la variazione di frequenza del trasmettitore, poichè se si desiderano ricezioni senza distorsione, il ricevitore dovrà lasciare passare tutta la banda completa delle frequenze generate dal trasmettitore e questa banda spesso risulta notevolmente più ampia della « variazione » del trasmettitore.

Pre-enfasi e de-enfasi Le norme in vigore per la parte audio dei trasmettitori per radioaudizioni circolari a modulazione di frequenza e per televisione, prescrivono l'uso di un circuito di pre-enfasi per le frequenze audio di modulazione al disopra di 2000 H_z, con una curva in salita, prodotta da un circuito R-L da 75 microsecondi. Perciò i ricevitori a modulazione di frequenza dovranno includere un circuito de-enfasi a resistenza-capacità con una costante di tempo di 75 microsecondi

in modo che risulti all'incirca lineare la risposta totale in frequenza dal microfono del trasmettitore all'altoparlante del ricevitore. Usando in questo modo pre-enfasi e de-enfasi si ottiene, in un sistema a modulazione di frequenza, un miglioramento notevole del rapporto totale segnale/disturbo.

Nella figura 24 vengono dati i valori più appropriati per il circuito de-enfasi, per diversi valori di impedenza del circuito.

TELEFONIA A SINGOLA BANDA LATERALE

Con la continua espansione delle richieste di canali nello spettro delle alte frequenze, il sistema della telefonia a singola banda laterale va assumendo una importanza sempre crescente.

L'uso di trasmissioni a singola banda laterale riduce effettivamente a metà lo spazio necessario per un segnale radiotelefonico. In zone molto affollate dello spettro, come sono le bande radiotelefoniche dilettantistiche, l'uso di trasmissioni a singola banda laterale consente il funzionamento di due stazioni — con minore interferenza effettiva sugli altri canali — nello stesso spazio occupato da una sola stazione radiotelefonica a normale modulazione di ampiezza.

9-4 Segnali a singola banda laterale

Il sistema di comunicazioni a singola banda laterale costituisce un procedimento per ottenere una più efficiente utilizzazione dello spettro di frequenze disponibili e delle possibilità del trasmettitore che si ha a disposizione.

Come punto di partenza della trattazione sui segnali a singola banda laterale, prendiamo un normale segnale modulato in ampiezza, come quello rappresentato in figura 25 e che costituisce il sistema più comune e più semplice di trasmissione di una informazione complessa, come la parola o la musica.

Nella figura 25 si noterà che il segnale è suddiviso in tre parti differenti: l'onda portante, il gruppo di bande laterali a frequenza superiore e il gruppo di bande laterali a frequenza inferiore. Queste tre parti sono contemporaneamente presenti nei normali segnali modulati in ampiezza.

Di tutte queste parti, l'onda portante è la meno necessaria e la più costosa da trasmettere. Ed infatti può esser provato matematicamente (ed anche sperimentalmente con un ricevitore altamente selettivo) che l'onda portante di un segnale modulato in ampiezza rimane invariata nella sua ampiezza, sia che venga modulata oppure no.

Naturalmente l'onda portante *sembra* che venga modulata quando noi osser-

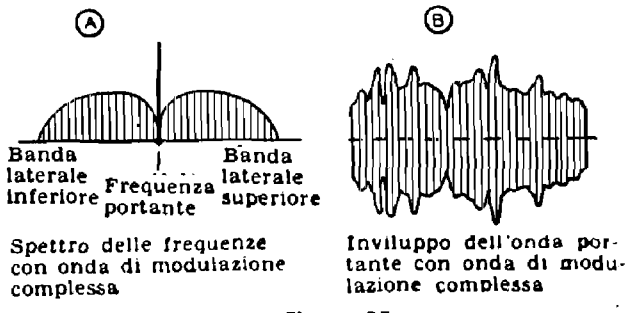


Figura 25.
RAPPRESENTAZIONE DI UN NORMALE SEGNALE MODULATO IN AMPIEZZA

viamo il segnale modulato in un sistema ricevente o in un oscilloscopio, il quale lasci passare una banda sufficientemente larga così da far vedere contemporaneamente l'onda portante e le bande laterali.

L'apparente variazione della ampiezza dell'onda portante con la modulazione è semplicemente il risultato della sovrapposizione delle bande laterali sull'onda portante.

Però se riceviamo il segnale con un ricevitore altamente selettivo (come potrebbe essere un ricevitore professionale equipaggiato con un canale accessorio a frequenza intermedia) e se un'onda portante viene modulata con un segnale sinoidale a 3000 o 5000 H_z, si vedrà facilmente che possono essere accordate separatamente tanto la portante quanto l'una o l'altra delle bande laterali; l'ampiezza dell'onda portante, osservata al misuratore di intensità dei segnali del ricevitore, rimarrà costante mentre l'ampiezza delle bande laterali varierà in proporzione diretta alla percentuale di modulazione.

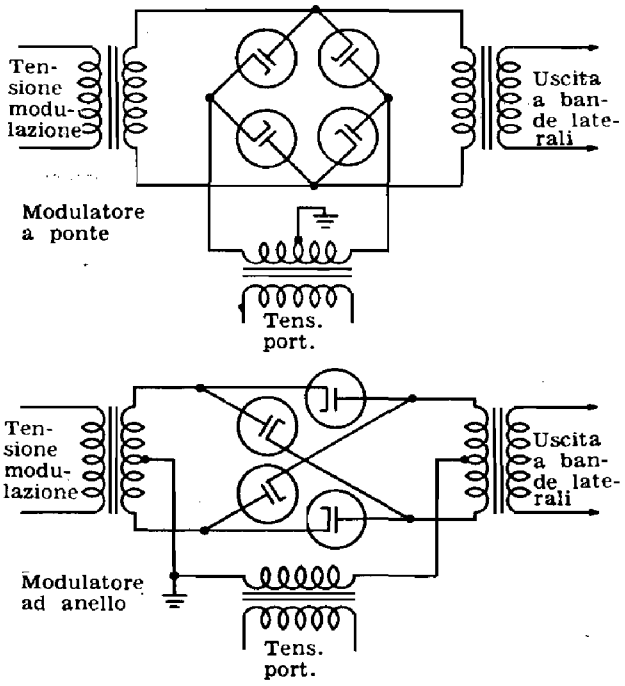


Figura 27.
DUE TIPI DI MODULATORI BILANCIATI A DIODI
Tali circuiti modulatori bilanciati sono comunemente usati nelle applicazioni della telefonia ad onda portante e nei sistemi a singola banda laterale, quando la frequenza dell'onda portante e la frequenza di modulazione siano relativamente vicine l'una all'altra. Nei circuiti possono essere usati diodi a vuoto spinto, raddrizzatori a ossido di rame o diodi al germanio.

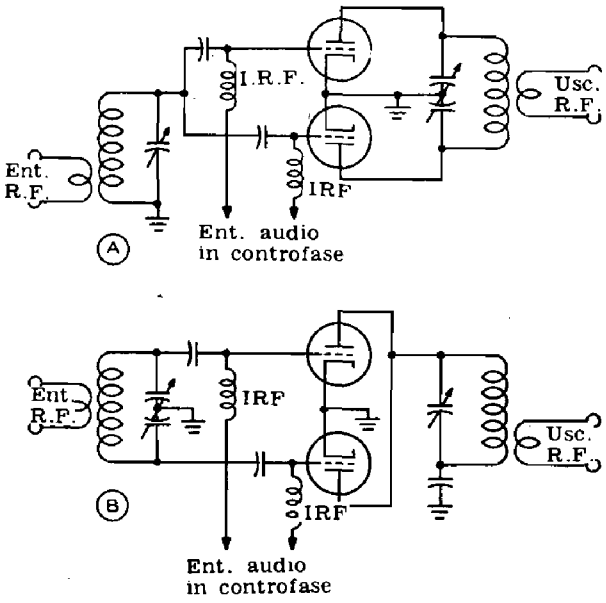


Figura 26.
SCHEMI DI DUE TIPI COMUNI DI MODULATORI BILANCIATI
Si noti la differenza fra i due circuiti modulatori bilanciati: il tipo (A) ha l'entrata ad un solo polo caldo e l'uscita a controfase; il tipo B ha invece l'entrata a controfase e l'uscita ad un solo polo caldo. La scelta del circuito dipenderà da considerazioni circuitali esterne dato che entrambi i circuiti sono in grado di dare solo le bande laterali sopprimendo l'onda portante.

Eliminazione dell'onda portante

Da quanto detto nel precedente paragrafo, risulta evidente che, per quanto concerne la trasmissione della informazione, l'onda portante è superflua. Deriva da ciò la con-

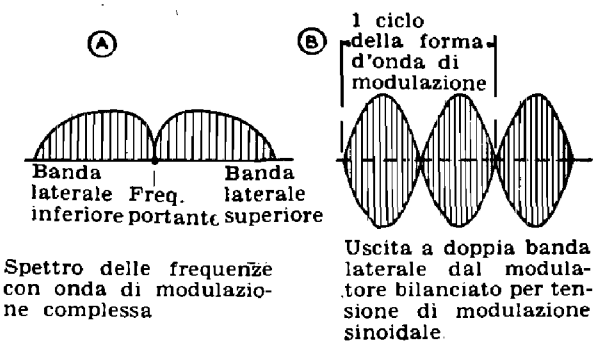


Figura 28.
SEGNALE A DOPPIA BANDA LATERALE CON PORTANTE SOPPRESSA
L'inviluppo mostrato in B viene ottenuto su un oscilloscopio, quando all'entrata del trasmettitore a singola banda laterale vengono inviate due audiofrequenze di uguale ampiezza.

venienza di eliminare, in trasmissione, l'onda portante e ricostituirla in ricezione in modo che, sommandosi nel ricevitore alle bande laterali, possa venire ripristinato il segnale di modulazione originario.

L'eliminazione dell'onda portante (o, come vien comunemente detto, la soppressione dell'onda portante) viene ottenuta, su stadi a basso livello del trasmettitore, mediante l'uso di modulatori bilanciati di vario tipo. Il modulatore bilanciato deve il suo nome al fatto che esso semplicemente esegue il bilanciamento, ossia l'equilibrio della portante, sicchè in assenza di segnale di modulazione non si ha alcun segnale uscente dal modulatore bilanciato. Ma se al circuito modulatore bilanciato si invia un segnale di modulazione, esso produce entrambe le bande laterali, mentre l'onda portante non viene trasmessa, essendo stata soppressa, e ha soltanto significato come frequenza di riferimento.

La figura 26 illustra due tipi di circuiti modulatori bilanciati a triodo, mentre la figura 27 ne illustra due tipi a diodo.

Reinserzione dell'onda portante

Nella figura 28 è mostrata una rappresentazione grafica di un segnale costituito dalle due bande laterali, ma con onda portante soppressa, come può essere osservato con un oscilloscopio collegato sull'uscita del modulatore bilanciato. Un tale segnale potrebbe essere, ed è stato infatti, usato per radiocomunicazioni nelle bande dilettantistiche o in altre gamme di frequenza. Quando questo segnale viene ricevuto da un normale ricevitore professionale, con un rivelatore a diodo per esempio, il segnale occupa lo stesso spazio dello spettro di frequenze come se fosse un normale segnale modulato in ampiezza, eccetto che non è presente la interferenza dell'onda portante; però il segnale rivelato avrà una distorsione di quasi il 100% di seconda armonica. E' noto infatti che ciascuna delle originarie frequenze di modulazione viene pressochè duplicata se viene rettificata con

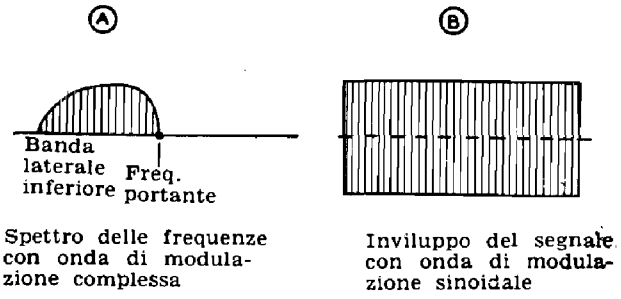


Figura 29.
SEGNALE A SINGOLA BANDA LATERALE CON ONDA PORTANTE SOPPRESSA
Si noti che l'inviluppo del segnale, visto con un oscilloscopio, appare come un'onda portante non modulata e non come un segnale di modulazione costituito da una sola frequenza. La frequenza del segnale risulterà o la somma o la differenza fra la frequenza dell'onda portante soppressa e la frequenza di modulazione. In assenza di modulazione il segnale di uscita ha una ampiezza trascurabile.

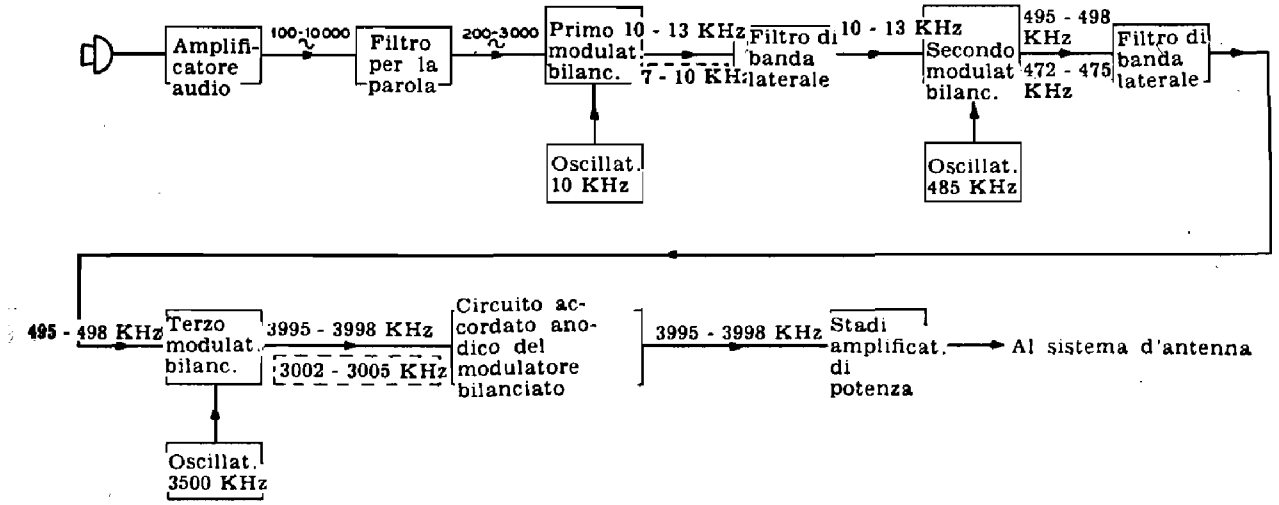


Figura 30.
SCHEMA A BLOCCHI DEL SISTEMA A FILTRO

Il sistema a filtro, impiegato per ottenere segnali a singola banda laterale, dà risultati ottimi se il primo filtro di banda laterale ha caratteristiche adeguate. Questo filtro, nel caso attuale, lascia passare la banda da 10 a 13 KHz e annulla la banda laterale al disotto di 10 KHz. Detto filtro potrà essere acquistato oppure autocostruito.

un diodo, come succede nei ricevitori professionali.

Se in un ricevitore professionale viene reinserita l'onda portante, o mediante l'impiego di un oscillatore eterodina sul ricevitore o mediante un'altra sorgente esterna di segnali a radiofrequenza, come, per esempio, un generatore di segnali, la distorsione armonica verrà ridotta proporzionalmente man mano che viene reinserita l'onda portante e fino a quando questa non avrà assunto una ampiezza pari al doppio del valore di picco del segnale ricevuto. Quando l'ampiezza dell'onda portante reinserita supera il doppio della ampiezza del segnale corrispondente alle due bande laterali, la distorsione scomparirà e il segnale ricevuto sarà completamente normale sotto tutti gli aspetti.

Però l'onda portante reinserita deve avere esattamente la sua giusta *frequenza* e *fase*, per consentire una rivelazione esente da distorsioni. Ciò non è facilmente ottenibile con mezzi controllati a mano. Ma se in trasmissione viene irradiata un'onda portante di piccolo valore, assieme alle due normali bande laterali (come per esempio il 2 o il 5 per cento di ampiezza rispetto a quella che sarebbe l'originaria ampiezza dell'onda portante), l'oscillatore locale che genera, nel ricevitore, l'onda portante potrà venire sincronizzato, in frequenza e fase, sulla frequenza e sulla fase della piccola onda portante pilota ricevuta, a mezzo di circuiti elettrici. Sarà così possibile ottenere una ricezione completamente normale ed esente da distorsioni.

Nella letteratura (*) è possibile trovare descrizioni sufficienti per costruire circuiti sincronizzatori automatici e uno di tali circuiti è stato sviluppato e co-

(*) G.E. Ham News. Nov.-Dic., 1948; QST, Luglio, 1948, p. 12.

struito in serie dalla General Electric, che lo ha chiamato « adattatore YRS-1 ».

Soppressione di una banda laterale In precedenza abbiamo dimostrato la superfluità dell'onda portante, ma si è visto come sia conveniente irradiarla, sia pure a livello ridotto. E' chiaro ugualmente che la trasmissione di entrambe le bande laterali è anch'essa superflua, poichè in ogni banda laterale è compresa, per intero, l'informazione da trasmettere e non serve a nulla ripeterla. Inoltre la trasmissione di entrambe le bande laterali costituisce un *inconveniente,* poichè comporta la necessità che l'onda portante reinserita abbia frequenza e fase esattamente al giusto valore.

Se invece si trasmette una sola banda laterale, l'onda portante reinserita potrà avere un valore alquanto approssimato (entro pochi hertz) per consentire una soddisfacente rivelazione del segnale a singola banda laterale. Ciò porta come risultato che un tale segnale potrà essere ricevuto con qualunque radioricevitore professionale i cui oscillatori, sia quello ad alta frequenza che quello di eterodina, abbiano ottima stabilità.

Guadagno in potenza con singola banda laterale ed efficienza delle comunicazioni Usando la trasmissione a singola banda laterale si ottiene un sensibile aumento nell'efficienza di un trasmettitore avente una determinata potenza di picco.

In effetti, quando i trasmettitori vengono confrontati soltanto in base alla potenza massima ottenibile, impiegando la trasmissione a singola banda laterale si otterrà, in un ricevitore, un miglioramento effettivo del segnale di circa 9 db rispetto alla normale trasmissione a modulazione di ampiezza.

Un ulteriore pregio della trasmissione a singola banda laterale consiste nel fatto che i deleteri effetti della attenuazione (fading) selettiva risultano fortemente ridotti.

Con trasmissioni a singola banda laterale si potranno eseguire collegamenti pienamente soddisfacenti anche quando le condizioni di propagazione siano tali che sarebbe pressocchè nulla l'intelligibilità di segnali modulati in ampiezza nella maniera usuale.

Infine, la potenza media di alimentazione anodica di un trasmettitore a singola banda laterale è una piccolissima frazione della potenza di alimentazione anodica di un normale trasmettitore modulato in ampiezza avente la stessa erogazione di potenza. Ciò è evidente se si considera che in un trasmettitore a singola banda laterale si ha emissione soltanto durante gli istanti di modulazione e l'ammontare di energia prelevata dall'alimentatore varia in proporzione diretta al livello del segnale che viene trasmesso.

Infine, poichè durante gli intervalli di un discorso non viene trasmesso alcun segnale, è possibile eseguire fra due stazioni una conversazione completa usando la stessa frequenza (ciò è possibile in generale se, per ottenere la singola banda laterale, si usa il sistema del filtro, a meno che non venga eseguita una schermatura completa del generatore locale di onda portante del trasmettitore). Ugualmente sulla stessa frequenza possono lavorare varie stazioni che, costituendo una maglia, siano contemporaneamente in collegamento fra loro.

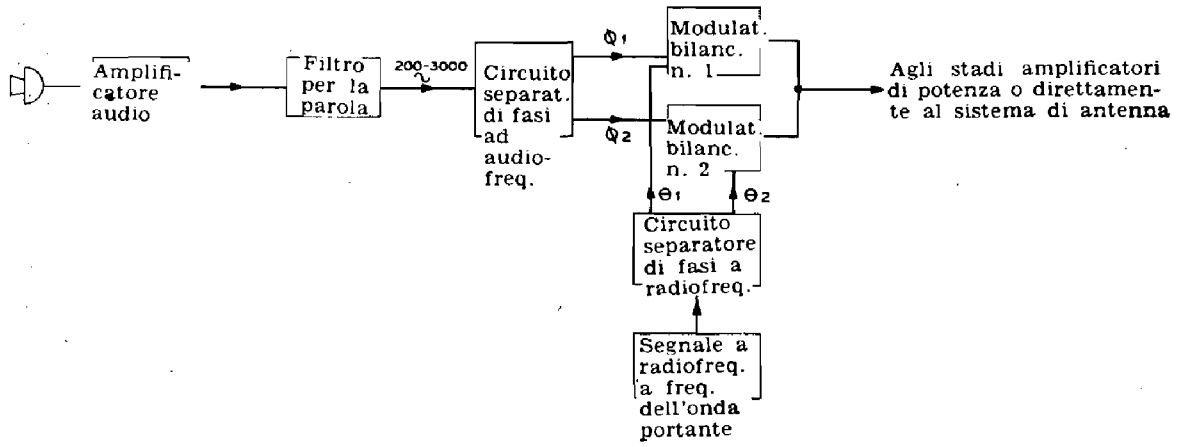


Figura 31.
SCHEMA A BLOCCHI DEL SISTEMA A COMPENSAZIONE DI FASE
Il sistema a compensazione di fase, impiegato per ottenere segnali a singola banda laterale, è più semplice del sistema a filtro, per quanto concerne il numero di tubi e di circuiti necessari. Il sistema è inoltre meno costoso per quanto concerne i componenti necessari; ma è più critico nella messa a punto per ottenere la trasmissione di segnali che siano compresi soltanto entro una banda laterale.

9-5 Generazione di segnali a singola banda laterale

Vi sono due sistemi generali con i quali può essere ottenuto un segnale a singola banda laterale.

Questi sistemi sono:

1) il metodo del filtro;

2) il metodo della compensazione di fase (phasing).

I due sistemi possono essere usati singolarmente oppure combinati fra loro e entrambi i sistemi possono, in teoria, essere usati alla frequenza di lavoro del trasmettitore oppure a qualunque altra frequenza, ricavando il segnale a frequenza di lavoro con l'impiego di variatori di frequenza (mescolatori).

Il metodo del filtro Il metodo del filtro, per ottenere segnali a singola banda laterale, è stato usato dalle società telefoniche per molti anni sia per comunicazioni telefoniche su filo sia per radiocomunicazioni. Il modo con cui questo metodo funziona è schematizzato in figura 30, con componenti e filtri che possono agevolmente essere acquistati dai radiodilettanti o esperimentatori.

L'uscita dell'amplificatore del microfono passa attraverso un normale filtro per parola, che limita il rango di frequenza della parola da circa 200 a circa 3000 H_z. Questo segnale è quindi inviato in un modulatore bilanciato insieme ad un segnale a 10.000 H_z, detto di « prima portante », generato da un oscillatore autoeccitato. Il modulatore bilanciato di bassa frequenza per tale scopo può essere costituito più convenientemente, rispetto al tipo a triodi, da quattro diodi del tipo a vuoto spinto o a cristallo di germanio, collegati in modo da formare un circuito modulatore bilanciato a ponte oppure ad anello.

Un tale modulatore lascia passare soltanto le componenti a banda laterale

risultanti dalla somma e dalla differenza dei due segnali che ad esso vengono applicati. Il segnale ad audiofrequenza e la prima portante a 10 KH_z risultano entrambi cancellati sull'uscita del modulatore bilanciato, sicchè sull'uscita di quest'ultimo esisteranno soltanto le bande da 7 a 10 KH_z e da 10 a 13 KH_z.

I segnali provenienti dal primo modulatore bilanciato vengono ora inviati al componente più delicato di tutto l'intero sistema, e cioè al primo filtro di banda laterale.

La funzione di questo primo filtro di banda laterale consiste nel separare la banda laterale utile, la cui frequenza va da 10 a 13 KH_z, dalla banda laterale inutile e nociva, che si estende da 7 a 10 KH_z. Pertanto questo filtro dovrà avere attenuazione bassa in tutta la regione compresa fra 10 e 13 KH_z, con una ripida caduta in vicinanza dei 10 KH_z e una altissima attenuazione in corrispondenza alle componenti dell'altra banda laterale, che si estende fra 7 e 10 KH_z. Questo filtro può essere acquistato già completo, oppure può essere autocostruito e provato, purchè si abbia a disposizione la necessaria apparecchiatura di misura. (Per una dettagliata descrizione di un filtro efficiente, che possa venire autocostruito usando componenti di poco costo e di facile reperibilità, vedasi l'articolo di David O Mann « Un filtro di banda laterale, di poco costo » descritto in QST, Marzo 1949, pag. 21).

La taratura dei componenti del trasmettitore a singola banda laterale, illustrato dallo schema a blocchi della figura 30, è facilmente eseguibile. Nei filtri di banda laterale successivi al secondo modulatore bilanciato è fatto uso di trasformatori del tipo per frequenza intermedia di ricevitori, mentre il circuito accordato sull'anodo del terzo modulatore bilanciato serve a separare la banda laterale che si vuol trasmettere, da quella che non dovrà essere trasmessa.

Il sistema della compensazione di fase

Il sistema che consente di generare la singola banda laterale a mezzo della compensazione di fase può essere descritto partendo da vari punti di vista. Sostanzialmente vengono generati due segnali a doppia banda laterale con onda portante soppressa, ognuno nel relativo modulatore bilanciato: le fasi a radiofrequenza e ad audiofrequenza di entrambi differiscono di 90 gradi. Le uscite dei due modulatori bilanciati vengono sommate, col risultato che mentre l'ampiezza di una banda laterale viene aumentata quella dell'altra viene ad essere annullata. Quanto sopra costituisce evidentemente una sommaria descrizione delle varie azioni che hanno luogo. Ma è molto più giusto considerare il sistema della compensazione di fase come un semplice metodo per sommare (o sottrarre) la frequenza di modulazione preferita e la frequenza portante nominale.

La frequenza portante, naturalmente, non viene trasmessa, come del resto avviene in tutte le trasmissioni a singola banda laterale, ma viene invece trasmessa soltanto la somma, o la differenza, della portante nominale con la banda di modulazione.

Il sistema della compensazione di fase ha l'evidente pregio che tutti i circuiti elettrici, che servono ad ottenere la singola banda laterale, possono lavorare alla frequenza di uscita nominale del trasmettitore. Ciò val quanto dire che

se si desidera produrre una singola banda laterale sulla frequenza portante nominale di 3,9 MH_z, i modulatori bilanciati verranno alimentati con un segnale a 3,9 MH_z e con il segnale ad audiofrequenza uscente dal separatore di fase. Non è necessario passare attraverso molte conversioni di frequenza, per ottenere una banda laterale della desiderata frequenza di uscita, come invece si deve fare nel caso che, per generare la banda laterale, si usi il sistema del filtro.

Supponendo che al modulatore bilanciato venga inviato il segnale ad audiofrequenza insieme con la portante a 3900 KH_z, otterremo all'uscita del modulatore un segnale che potrà essere o la somma fra la frequenza della portante e la frequenza audio, oppure la differenza fra tali due frequenze. Quindi se il nostro segnale ad audiofrequenza copre la banda compresa fra 200 e 3000 H_z, otterremo in uscita una banda di frequenze da 3900,2 a 3903 KH_z (somma delle due frequenze, o banda laterale « superiore ») oppure una banda di frequenza da 3897 a 3899,8 KH_z (differenza delle due frequenze, o banda laterale « inferiore »).

Un ulteriore vantaggio che il sistema della compensazione di fase presenta nella generazione della singola banda laterale, consiste nel fatto che vi è un mezzo molto semplice per selezionare in trasmissione o la banda laterale superiore o la banda laterale inferiore. A tale scopo è sufficiente un semplice commutatore a inversione a due vie - due posizioni, collegato a due dei quattro terminali ad audiofrequenza dei modulatori bilanciati.

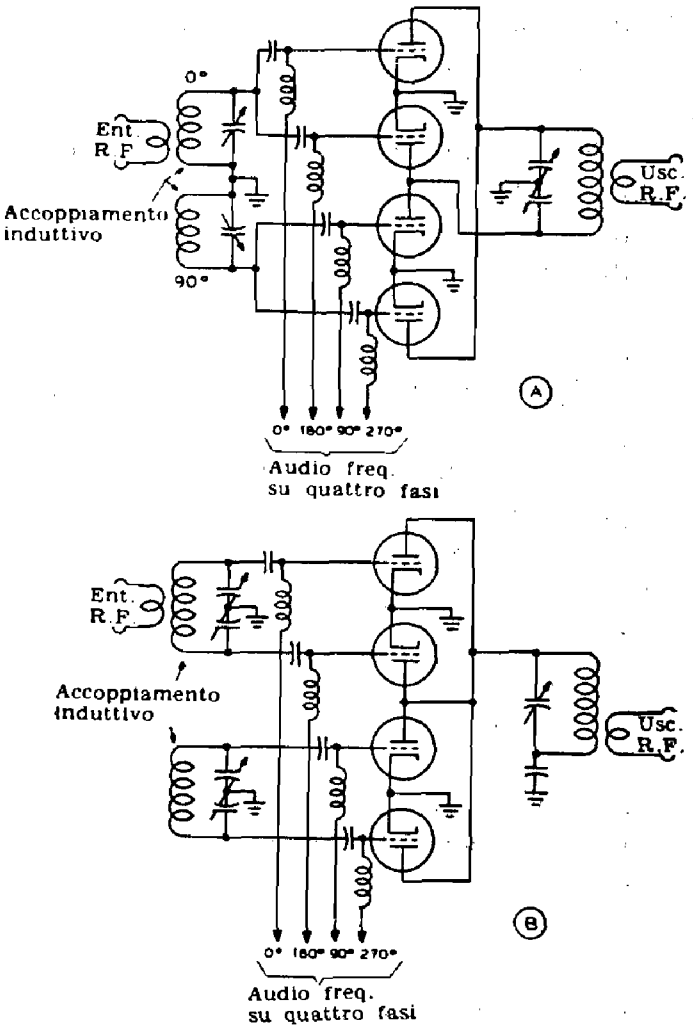


Figura 32.
DUE CIRCUITI PER GENERARE SEGNALI A SINGOLA BANDA LATERALE COL SISTEMA DELLA COMPENSAZIONE DI FASE
Il circuito (A) offre il vantaggio della semplicità del circuito di entrata, con un solo polo caldo e del circuito di uscita a controfase. Il circuito (B) richiede circuiti di entrata a due poli caldi ma consente che tutti gli anodi siano collegati insieme sul circuito di uscita.

Confronto fra compensazione di fase ad alto livello e compensazione di fase a basso livello

Il rendimento del circuito anodico dei quattro tubi normalmente impiegati per costituire i due modulatori bilanciati per il sistema della compensazione di fase, si aggira dal 50 al 70 per cento, in funzione

dell'angolo di circolazione della corrente anodica col quale i tubi lavorano. Perciò in pratica il doppio modulatore bilanciato può essere fatto lavorare come stadio di uscita del trasmettitore e quindi direttamente collegato al sistema di antenna.

Un altro metodo può essere quello di generare il segnale a singola banda laterale ad un livello più basso e quindi amplificare successivamente tale segnale fino ad ottenere il desiderato livello, a mezzo di amplificatori di potenza a radiofrequenza in Classe A oppure in Classe B. Se il segnale a singola banda laterale viene generato ad un livello di pochi milliwatt, viene normalmente adottato il sistema di amplificare inizialmente con un primo stadio amplificatore in Classe A e di usare successivamente uno o più stadi amplificatori lineari in Classe B per elevare l'uscita fino al livello desiderato.

Circuiti modulatori bilanciati La figura 26 illustra due tipi fondamentali di circuiti modulatori bilanciati che forniscono buoni risultati sia sulla radiofrequenza portante sia sul segnale di modulazione ad audiofrequenza. Si noti che sono necessari due circuiti accordati, uno per controfase e uno per un solo polo « caldo », ma che potrebbero essere impiegati, tanto nel circuito anodico come nel circuito di griglia, circuiti del tipo per controfase.

Inoltre, la tensione di modulazione ad audiofrequenza viene sempre inviata allo stadio in controfase e i tubi normalmente vengono fatti lavorare in Classe A.

Quando vengono fra loro combinati due modulatori bilanciati onde costituire un doppio modulatore bilanciato, come quello impiegato per generare segnali a singola banda laterale col sistema della compensazione di fase, per i due modulatori bilanciati è necessario un solo circuito anodico. Però sono invece necessari circuiti di griglia separati, poichè i circuiti di griglia dei due modulatori bilanciati lavorano con una differenza di fase a radiofrequenza di 90 gradi.

In figura 32 sono rappresentati due tipi di doppi circuiti modulatori bilanciati, che possono essere impiegati per ottenere segnali a singola banda laterale. Si noti che il circuito della figura 32A è derivato dal circuito modulatore bilanciato della figura 26A, mentre analogamente il circuito della figura 32B è derivato da quello della figura 26B.

Compensazione di fase a radiofrequenza Per il funzionamento di un generatore a singola banda laterale del tipo a compensazione di fase sono necessari due modulatori bilanciati ai quali vengono inviati segnali a radiofrequenza aventi fra loro una differenza di fase di 90 gradi. Questa differenza di fase può essere ottenuta mediante l'impiego di due circuiti risonanti scarsamente accoppiati fra loro, come illustrato nelle figure 32A e 32B.

Il segnale a radiofrequenza è accoppiato direttamente, o induttivamente, ad uno dei circuiti accordati e viene variato l'accoppiamento fra i due circuiti accordati, entrambi risonanti sulla stessa frequenza, fino a che le tensioni a radiofrequenza sviluppate su ognuno dei due circuiti non abbiamo raggiunto la

stessa ampiezza e una differenza di fase di 90 gradi.

La differenza di fase a radiofrequenza di 90 gradi potrà altresì essere ottenuta con l'uso di circuiti variatori di fase a basso Q, come quello illustrato nella figura 33, oppure potrà essere ottenuta impiegando una linea a quarto d'onda con costanti concentrate.

Il sistema variatore di fase a basso Q ha dato buoni risultati pratici nei sistemi a singola banda laterale, particolarmente alle frequenze più basse. Per tali applicazioni, le resistenze R debbono avere lo stesso valore, normalmente compreso fra 100 Ω e poche migliaia di Ohm. Il condensatore C, posto in derivazione sulle capacità di entrata dei tubi e sulle capacità parassite del circuito, ha una reattanza, alla frequenza di lavoro, eguale al valore della resistenza R. Inoltre, l'induttanza L ha una reattanza induttiva *netta*, sempre alla frequenza di lavoro, di valore uguale alla resistenza R.

L'induttanza scelta per essere usata in L deve essere di valore tale da compensare l'effetto delle capacità di entrata dei tubi e delle capacità parassite del circuito; perciò l'induttanza dovrà essere variabile e dovrà avere un valore *più basso* della induttanza cui competerebbe una reattanza di valore uguale alla resistenza R.

L'induttanza L potrà essere considerata come costituita da due induttanze in derivazione fra loro:

a) una induttanza di valore tale che risuonerebbe sulla frequenza di lavoro con le capacità parassite del circuito e del tubo;

b) una induttanza di valore tale che abbia una reattanza uguale alla resistenza R.

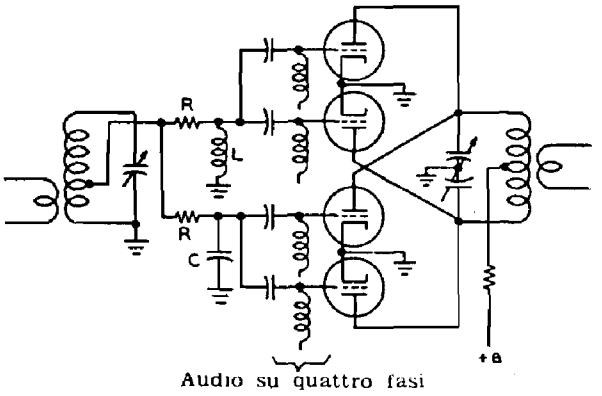


Figura 33.
CIRCUITO VARIATORE DI FASE A RADIOFREQUENZA A BASSO Q
Il sistema variatore di fase a radiofrequenza, illustrato sopra, risulta conveniente nel caso in cui si vogliano apportare piccole variazioni alla frequenza di lavoro del sistema, senza che sia necessaria la messa a punto dei due circuiti accoppiati, come invece è necessario col circuito variatore di fase a radiofrequenza della figura 32.

In un circuito come quello riportato in figura 33, dai circuiti RL ed RC vengono ottenute variazioni di fase di 45 gradi uguali ed opposte, fornendo così la differenza di fase di 90 gradi fra le tensioni di eccitazione da applicare ai due modulatori bilanciati.

Compensazione di fase ad audiofrequenza I circuiti variatori di fase ad audiofrequenza, impiegati per ottenere segnali a singola banda laterale mediante il sistema a compensazione di fase, si basano normalmente su quello descritto da Dome in un articolo apparso nel dicembre 1946 su « Electronics ».

Nella figura 34 viene riportato un circuito, relativamente semplice, per ottenere le variazioni di fase di 90 gradi nel campo di frequenze audio che si estende da 160 a 3500 H_z. I valori delle resistenze e capacità impiegate in tale circuito

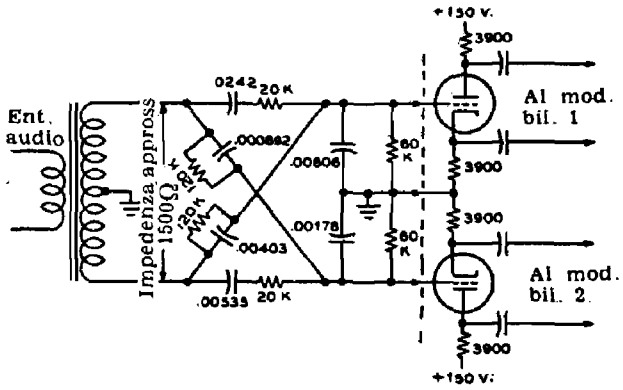


Figura 34.
CIRCUITO DOME VARIATORE DI FASE AD AUDIOFREQUENZA
Questa disposizione circuitale risulta conveniente quando si voglia ottenere la variazione di fase ad audiofrequenza usando il minimo numero di componenti nel circuito e di elettrodi nei tubi.

debbono essere scelti accuratamente, se si vuole essere certi di ottenere minimi scarti nelle deviazioni di fase di 90 gradi, sul campo di frequenze da 200 a 3000 H_z.

Sono stati sviluppati differenti tipi di circuiti variatori di fase che, come il circuito della figura 34, fanno uso di tubi elettronici. Il circuito più complesso, che è in grado di eseguire variazioni di fase a 90 gradi, più o meno un grado, su tutto il campo di frequenza da 70 a 7000 H_z e che impiega quattro tubi a doppio triodo, è stato dettagliatamente descritto nel numero di Novembre-Dicembre 1948 di G.E. Ham News. Il circuito più semplice, che copre il campo di frequenze fra 300 e 3000 H_z con identica tolleranza sulle fasi e che usa tre tubi a doppio triodo, è stato descritto nel numero di QST uscito nel Gennaio 1950, a pag. 42.

Un eccitatore a bassa potenza a singola banda laterale e di conveniente realizzazione, nel quale è usato un semplicissimo circuito variatore di fase, è descritto nel numero di Novembre-Dicembre 1950 di G.E. Ham News.

Altri tipi di eccitatori a singola banda laterale saranno descritti nel capitolo 21° di questo libro e altri trovansi descritti in recenti numeri di riviste periodiche dedicate ai radiodilettanti.

Paragone fra i sistemi a filtro e a compensazione di fase

Entrambi i sistemi atti a generare un segnale a singola banda laterale, quello a filtro e quello a compensazione di fase, sono teoricamente in grado di fornire ottime prestazioni. Per un buon funzionamento entro una certa banda di radiofrequenza, il sistema della compensazione di fase risulta meno complesso e di più agevole messa a punto. Invece per un funzionamento in prossimità del limite della banda, quando non debba essere trasmesso alcun segnale dell'altra banda laterale che non entro poche centinaia di cicli dalla frequenza dell'onda portante, è da preferirsi il sistema a filtro. Questo presenta il vantaggio che possono essere impiegati circuiti selettivi a frequenza relativamente bassa per eliminare dall'eccitatore qualunque segnale di apprezzabile ampiezza, che possa cadere a più che poche centinaia di hertz sulla indesiderata banda laterale.

In generale si può dire che con il sistema a filtro si può avere un alto grado di attenuazione dei segnali aventi frequenza indesiderata e ciò può essere ottenuto con minore spesa e minore complessità di circuiti rispetto al sistema a compensazione di fase. Ma il sistema a filtro è meno adattabile rispetto alle variazioni di frequenza e alle variazioni di banda. Quando si desideri un trasmetti-

tore a singola banda laterale, relativamente semplice, e che funzioni bene su un certo numero di frequenze, sarà da preferire il sistema della compensazione di fase, per la minore complessità dei suoi circuiti.

Quando sia richiesto un altissimo grado di prestazioni da parte dell'eccitatore a singola banda laterale, possono essere combinati fra loro i due sistemi: quello a filtro e quello a compensazione di fase. Usando nel primo modulatore bilanciato il sistema della compensazione di fase, le indesiderate componenti a banda laterale che stanno al di là di 1000 H_z dalla portante potranno venire attenuate in maniera molto maggiore di quanto non sia ottenibile con il solo sistema a filtro, sia pure usando un filtro di banda laterale molto complesso. Dopo di ciò potrà essere usato il filtro di banda laterale nella sua forma normale, per ottenere una altissima attenuazione di tutte le indesiderate componenti a banda laterale lontane più di 500 H_z dall'onda portante e per restringere l'ampiezza della banda laterale, sul lato desiderato della portante, al limite di frequenza prescritto.

Necessità della linearità In ogni sistema a banda laterale è necessario un alto grado di linearità negli stadi di amplificazione e di conversione di frequenza. Ciò impone che gli stadi a basso livello vengano fatti lavorare in Classe A, con una polarizzazione posta al centro della caratteristica dinamica. Se ciò non avviene, verranno a crearsi sgraditi segnali di modulazione incrociata che verranno amplificati insieme con i segnali utili di uscita dell'unità eccitatrice.

Gli stadi ad alto livello potranno funzionare in Classe B, ma è necessaria una particolare attenzione per stabilire condizioni di lavoro che diano una buona linearità.

9-6 Ricezione di segnali a singola banda laterale

I segnali a singola banda laterale possono essere ricevuti, dopo aver acquisito una certa pratica nella tecnica della ricezione, in maniera completamente soddisfacente con un buon ricevitore professionale.

Però il ricevitore dovrà avere un'ottima stabilità di frequenza tanto nell'oscillatore ad alta frequenza quanto nell'oscillatore eterodina. Per tale motivo sono da preferire i ricevitori che impiegano un primo oscillatore controllato a quarzo, in quanto sono in grado di dare risultati molto migliori dei ricevitori professionali di tipo più comune, con oscillatore autocontrollato.

La stabilità di frequenza dell'oscillatore eterodina è più che sufficiente nella maggior parte dei ricevitori, ma in molti ricevitori l'oscillatore eterodina non è in grado di fornire al secondo mescolatore un segnale di ampiezza sufficiente ad ottenere una ricezione priva di distorsione, nel caso in cui i segnali a singola banda laterale siano molto intensi. In questo caso è necessario o aumentare l'ampiezza del segnale dell'oscillatore eterodina inviato sul diodo rivelatore oppure ridurre fino ad un livello molto basso l'ampiezza del segnale di entrata mediante il regolatore manuale di sensibilità del ricevitore.

La procedura per sintonizzazione segnali a singola banda laterale è la se-

guente: dapprima i segnali a singola banda laterale debbono essere localizzati, sintonizzandoli con il ricevitore posto in condizione di ricevere segnali in grafia, e cioè con regolatore manuale di sensibilità posto ad un livello moderato e con l'oscillatore eterodina in funzione. Sintonizzando in questo modo, i segnali a singola banda laterale potranno essere localizzati anche se essi abbiano una ampiezza molto minore rispetto a quella dei normali segnali modulati in ampiezza posti sulla stessa banda di frequenza. Successivamente, dopo che è stato individuato un segnale, dovrà venire escluso l'oscillatore a battimenti e il ricevitore verrà messo su « controllo automatico di volume ». Ciò fatto, il ricevitore verrà sintonizzato sulla massima deviazione dello strumento indicatore del livello del segnale ricevuto, segnale che è costituito dalla modulazione a singola banda laterale.

Fino a questo momento non sarà ancora possibile decifrare i segnali a singola banda laterale, ma il ricevitore verrà lo stesso accordato sul massimo di ricezione, indicato dalla deviazione dello strumento.

Adesso dovrà venire ridotta la sensibilità del ricevitore ruotando indietro il regolatore manuale di sensibilità del ricevitore; l'oscillatore eterodina dovrà venire nuovamente inserito; il regolatore manuale di sensibilità verrà ruotato ancora indietro fino a che non scompaia il disturbo di fondo e infine verrà variata la frequenza dell'oscillatore eterodina fino a che non si ottenga un segnale avente un suono naturale.

La procedura descritta sopra può sembrare complessa, ma in pratica tutte le varie manovre, eccettuata l'ultima, saranno eseguite in un momento. L'ultima manovra però è quella che richiede una notevole esperienza. In primo luogo perchè, in anticipo, non si sa se viene trasmessa la banda laterale superiore o quella inferiore. Perciò sarà meglio variare l'accordo dell'oscillatore eterodina da una parte all'altra della banda passante del ricevitore piuttosto che variarlo in vicinanza del centro della banda passante, come invece si fa normalmente nella ricezione in grafia.

Con l'oscillatore eterodina posto dalla parte errata della banda laterale, la parola verrà ad avere i suoni invertiti, ciò val quanto dire che i toni di modulazione a frequenza bassa avranno una tonalità alta e i toni di modulazione a frequenza alta verranno ricevuti con tonalità bassa, rendendo in tal modo completamente inintelligibile la parola.

Con l'oscillatore eterodina posto dalla parte giusta della banda laterale, la parola avrà maggiore comprensibilità ma la voce potrà avere un timbro di tonalità molto alta. In tal caso, spostando man mano la frequenza dell'oscillatore eterodina verso il suo giusto valore, la voce diventerà sempre più naturale, ma probabilmente si avrà un brontolio di fondo sotto ogni sillaba. Quando l'oscillatore eterodina avrà raggiunto la sua esatta frequenza, la parola diventerà completamente chiara e limpida.

Occorre anche aggiungere che vi è una stretta zona di accordo dell'oscillatore eterodina, a piccola distanza dall'onda portante e sulla parte errata della banda laterale, nella quale la voce ha un timbro molto basso e sarà assai difficoltosa da comprendere.

Con un po' di esperienza diviene possibile identificare i tipi di suono che cor-

rispondono ad erronee posizioni del regolatore di frequenza dell'oscillatore eterodina, sicchè risulteranno più immediate le correzioni da apportare alla frequenza dell'oscillatore stesso.

Si noti che il regolatore principale di sintonia del ricevitore non dovrà venire più mosso una volta che sia stata sintonizzata la banda laterale sulla banda passante del ricevitore. Tutti i ritocchi di sintonia dovranno essere fatti regolando la frequenza dell'oscillatore eterodina.

Inoltre è molto importante che il regolatore di sensibilità a radiofrequenza sia portato su una posizione corrispondente a sensibilità bassa, durante la procedura di sintonia. Soltanto dopo che il segnale sia stato esattamente sintonizzato, il regolatore di sensibilità a radiofrequenza potrà venire aumentato fino al punto di ottenere un buon livello di segnale, oppure fino al raggiungimento del livello per il quale la tensione erogata dall'oscillatore eterodina tenda a diventare insufficiente, con conseguente distorsione del segnale ad audiofrequenza.

Ricevitori e adattatori a singola banda laterale Impiegando ricevitori progettati appositamente per ricezioni a singola banda laterale, o opportuni adattatori per normali ricevitori, si otterrà una sintonia estremamente semplificata, unita ad una forte attenuazione dei segnali indesiderati.

Nei ricevitori per singola banda laterale è usualmente impiegato il principio della portante esaltata, con aggiunto il più delle volte un sistema sensitivo di fase per sincronizzare l'oscillatore locale sulla frequenza della portante del segna- in arrivo. Allo scopo di permettere il funzionamento del sistema di sincronizzazione, occorrerà che venga trasmessa, contemporaneamente col segnale a singola banda laterale, anche una piccola onda portante. L'adattatore GE YRS-1, di cui si è trattato in precedenza, costituisce un esempio di un tale apparato, e nelle pagine precedenti sono state fornite notizie per la autocostruzione di apparati del genere.

I ricevitori e gli adattatori per singola banda laterale includono accorgimenti per selezionare, mediante la semplice manovra di un commutatore, la banda laterale superiore da quella inferiore.

Per la ricezione di un segnale a singola banda laterale, ovviamente, il commutatore dovrà essere posto nella sua giusta posizione. Ma per la ricezione di normali segnali modulati in ampiezza oppure in fase potrà essere selezionata l'una o l'altra delle due bande laterali in modo da determinare quale delle due bande laterali debba essere usata per avere la minima interferenza.

CAPITOLO DECIMO

Progetto, manipolazione e controllo dei trasmettitori

Il ricevitore professionale è normalmente progettato come un complesso a sè stante e unico, mentre invece un trasmettitore è costituito da un numero pressocchè illimitato di parti componenti quali i circuiti dell'eccitatore, i circuiti dell'amplificatore, i dispositivi di alimentazione e gli organi di comando e regolazione. Per questa ragione la maggior parte della trattazione dei trasmettitori è stata dedicata in questo libro alle unità che compongono i trasmettitori e ai complessi più o meno importanti. Infatti il capitolo 24° viene dedicato ad illustrare il modo con cui le varie unità che possono comporre un trasmettitore possono essere rappruppate fra loro in maniera da costituire un complesso più importante e cioè un trasmettitore completo.

Se un tubo richiede, per una certa applicazione, una potenza di pilotaggio a radiofrequenza di 25 W è ovvio che non ha molta importanza il tipo di circuito dell'eccitatore col quale viene ottenuta, sulla frequenza desiderata, detta potenza. Accade così che, per le sue caratteristiche, un eccitatore viene preferito da un radiodilettante, mentre un altro radiodilettante preferirà un altro tipo di eccitatore.

E' una fortuna che, per quanto concerne il progetto dei trasmettitori, vi sia una tale libertà di scelta poichè così risulta agevole per un radiodilettante incominciare la sua attività con un trasmettitore di piccola potenza, aumentandola poi gradualmente. Ciò gli permetterà altresì di seguire man mano il progresso tecnico, apportando al suo trasmettitore continue varianti e miglioramenti.

10-1 Eccitatori ed amplificatori

Un oscillatore a quarzo da 5 W può essere considerato completamente equivalente ad un trasmettitore, se esso viene impiegato per alimentare una antenna. D'altra parte invece, una unità a radiofrequenza comprendente molti tubi elettronici e che abbia una potenza di uscita finale anche di 150 W potrà essere giustamente definita come eccitatore, qualora essa fosse usata per pilotare un amplificatore di maggiore potenza. Tutto ciò ci dice come un complesso a ra-

diofrequenza, anche se costituito da un semplice oscillatore, può essere tanto un eccitatore quanto un trasmettitore a seconda dell'impiego al quale è adibito.

I requisiti di un trasmettitore a bassa potenza (da 15 a 75 W) sono praticamente uguali a quelli di un eccitatore che dia la stessa potenza di uscita: il rendimento totale dovrà essere buono; il complesso dovrà coprire tutte le bande di frequenza desiderate eseguendo il minimo numero possibile di sostituzioni di bobine e di manovre di accordo; dovranno essere impiegate tanto la schermatura completa dell'apparato quanto gli accorgimenti atti a ridurre la radiazione di frequenze armoniche e infine tanto il costo iniziale quanto il costo della manutenzione dovranno essere bassi e proporzionati alla potenza di uscita.

Per queste ragioni in altri capitoli vengono descritti un gran numero di complessi a radiofrequenza di bassa potenza e molti amplificatori a media ed alta potenza e il lettore potrà impiegare tutta la sua genialità nell'elaborare la combinazione che gli sembra soddisfi meglio le sue necessità. Se una persona desidera progettare un trasmettitore completo, al quale non desideri apportare poi alcuna aggiunta, probabilmente è meglio che decida anzitutto il tipo di amplificatore finale da adottare e poi proceda man mano indietro, determinando l'eccitatore da usare, in base alla potenza di pilotaggio richiesta dai tubi dell'amplificatore finale.

Scelta dei tubi Gli eccitatori a bassa potenza usano invariabilmente tubi del tipo ricevente oppure tubi riceventi modificati, e ciò per ragioni di economia.

La produzione in gran serie dei tubi tipo 6AG7, 6L6, etc. ne riduce i costi ad un livello tale che sarebbe impossibile ottenerlo se i tubi fossero prodotti esclusivamente per i radiodilettanti.

Alcuni tubi, come ad es. il tipo T 21 e il tipo 807 sono per uno o più elementi costitutivi, uguali ai normali tubi riceventi, e malgrado costino dippiù dei corrispondenti tubi riceventi (in questo caso si tratta del tubo 6L6), tuttavia il loro prezzo è sensibilmente più basso di quello che sarebbe se essi fossero completamente diversi dai tubi riceventi.

I tubi dell'amplificatore a radiofrequenza ad alta potenza e quelli per il modulatore in Classe B (se un tale modulatore viene usato) debbono essere selezionati con cura.

Mentre in generale non vi è molto da scegliere per quanto concerne tipi di tubi prodotti da costruttori degni di fiducia, tuttavia fra i pochi tipi disponibili vi sono tubi particolarmente adatti per alcune applicazioni, rispetto ad altri tubi. Inoltre i tubi più recentemente prodotti e messi in vendita dai vari costruttori costeranno in genere meno e saranno di caratteristiche migliori rispetto ai vecchi tubi di tipo similare.

I tubi a tetrodo a fascio, come i tipi 807, 814, 813, 4-65 A, 4-125 A e 4-250 A sono molto raccomandabili per l'impiego in amplificatori a radiofrequenza e in modulatori. Questi tubi necessitano, tanto in radiofrequenza quanto in audiofrequenza, di una eccitazione minore rispetto ai triodi di equivalente dissipazione anodica e di pari prezzo di acquisto. Inoltre poichè i tetrodi a fascio richiedono, se usati negli stadi amplificatori, una eccitazione minore, risulterà molto semplificato il problema della eli-

minazione delle interferenze televisive provocate dallo stadio eccitatore, mentre tale problema risulterà di più difficile soluzione quando l'eccitatore dovrà pilotare uno stadio a radiofrequenza di alta potenza a triodi.

Però occorre tener ben presente, quando si progetta un trasmettitore, che l'uso di tetrodi a fascio rispetto ai triodi richiede molta attenzione per quanto concerne la schermatura e rende necessario l'uso di circuiti per la soppressione delle oscillazioni parassite, data la molto maggiore sensibilità di potenza che i tetrodi a fascio hanno rispetto ai triodi.

I tubi impiegati nel modulatore debbono avere una buona emissione e una adeguata dissipazione anodica. Le capacità interelettrodiche in tale applicazione hanno relativamente poca importanza.

Per i modulatori in Classe B a triodo è di uso comune impiegare triodi ad alto coefficiente di amplificazione (cosidetti « a polarizzazione nulla ») che richiedono una polarizzazione negativa di griglia molto piccola o addirittura nulla.

Ai fini di una maggiore economia nella realizzazione del trasmettitore è conveniente disporre una combinazione di tubi, sia nel modulatore quanto nell'amplificatore finale a radiofrequenza, tali che possano essere alimentati tutti dallo stesso alimentatore anodico: è molto meno costoso aumentare del 50 per cento o anche del 75 per cento la potenza dell'alimentatore anodico dello stadio amplificatore a radiofrequenza del trasmettitore, al fine di poter alimentare con esso anche il modulatore, piuttosto che predisporre per quest'ultimo un alimentatore apposito. Non si avrà alcun inconveniente se lo stadio finale a radiofrequenza del trasmettitore e il modulatore vengono alimentati dallo stesso alimentatore, purchè questo sia in grado di fornire una corrente sufficiente per entrambi e purchè la tensione da esso fornita non vari molto al variare della corrente assorbita.

I tetrodi a fascio e i pentodi danno i migliori risultati quando vengono impiegati come moltiplicatori di frequenza. Questi tipi di tubi funzionano infatti con un più alto rendimento del circuito anodico, con minore eccitazione e con più bassa polarizzazione negativa di griglia, rispetto ai triodi di equivalente dissipazione anodica.

Il coefficiente di amplificazione dei triodi non ha praticamente grande importanza quando questi tubi vengono impiegati in amplificatori a radiofrequenza in Classe C o in Classe B e perciò vengono usualmente impiegati triodi aventi un coefficiente di amplificazione medio, ossia compreso fra 20 e 40.

I triodi con basso coefficiente di amplificazione verranno preferiti negli stadi-pilota ad audiofrequenza in Classe A oppure in Classe AB. Quando in tali stadi si fa uso di pentodi o di tetrodi a fascio, sarà opportuno che venga attuato un circuito di controreazione. Un esempio di semplice circuito di controreazione è quello che viene derivato fra anodo del tetrodo a fascio e anodo dello stadio ad audiofrequenza che lo precede: una tale applicazione si è dimostrata molto efficace ed è stata impiegata in molti sistemi ad audiofrequenza descritti in questo libro.

Potenza di pilotaggio

E' sempre consigliabile, per avere un adeguato margine di sicurezza, di

avere sempre a disposizione una sufficiente riserva di pilotaggio. Infatti, poiche in corrispondenza di alcune bande di frequenza (normalmente quelle di frequenza più alta) la tensione di uscita dell'eccitatore risulta minore, occorre che in queste stesse bande tale tensione sia sempre maggiore del valore di eccitazione richiesta dallo stadio che segue all'eccitatore, valore che viene dato dal costruttore del tubo. Tanto nelle attività dilettantistiche quanto in quelle commerciali si usa quasi generalmente eseguire le due funzioni: quella della regolazione della frequenza e quella della moltiplicazione della frequenza, in due unità differenti o quanto meno in una unità eccitatrice separata dall'amplificatore finale a radiofrequenza. Normalmente la potenza di uscita degli eccitatori per stazioni dilettantistiche o commerciali si aggira da 10 a 50 W.

Quando l'eccitatore deve fornire una potenza da 25 a 50 W, normalmente in esso verrà impiegato come tubo finale un tetrodo a fascio tipo 807 o similare. Verrà invece usato un tubo 2E26 quando la potenza di uscita dall'eccitatore dovrà essere da 10 a 25 W.

Nel campo delle frequenze molto alte (v.h.f.) vengono usualmente impiegati, come tubi finali degli eccitatori, i tipi 2E26, 832A o 829B, a seconda della potenza che l'eccitatore deve poter fornire.

Gli amplificatori a radiofrequenza in Classe C con modulazione anodica necessitano della maggiore eccitazione, poiche richiedono normalmente una tensione pari a due volte e mezzo quella di interdizione, con una corrente di griglia uguale a quella data dai costruttori dei tubi per funzionamento in Classe C. Per tale motivo, ossia per l'elevato valore della potenza di eccitazione e per la notevole polarizzazione negativa di griglia richiesta, gli amplificatori in Classe C modulati sull'anodo danno luogo a forti segnali a frequenza armonica. Pertanto gli amplificatori in Classe C con modulazione anodica dovranno avere la più completa schermatura e in essi dovrà essere attuato il filtraggio più efficiente, se non si vuole dar luogo ad interferenze nel campo televisivo.

Gli amplificatori lineari in Classe B, usati nella amplificazione di segnali a modulazione di ampiezza di tipo normale di segnali a singola banda laterale, oltre che nella telegrafia ad onde persistenti non modulate e nella modulazione di frequenza, dovranno lavorare con una tensione di polarizzazione di griglia corrispondente circa al valore della tensione di interdizione, con una potenza di eccitazione relativamente piccola. In queste condizioni di funzionamento il rendimento del circuito anodico sarà assai basso, spesso dell'ordine del dieci per cento, ma verrà enormemente ridotta l'erogazione di frequenze armoniche da parte dell' amplificatore. Inoltre, essendo molto bassa la potenza di eccitazione richiesta da tale tipo di amplificatore, verrà molto semplificata l'attuazione dei filtraggi necessari per la eliminazione delle interferenza televisive causate dall'eccitatore.

Infine, quando si progetta un trasmettitore, deve essere considerata l'esistenza di alcuni elementi limitativi nelle caratteristiche dei tubi. Per esempio, nei trasmettitori con modulazione di griglia o con altri tipi di modulazione che agisca sul rendimento ottenibile dallo stadio, l'uscita è sempre limitata dal valore

della dissipazione anodica, che non può essere superato, mentre nella telefonia con modulazione anodica possono essere superate tanto la tensione anodica stabilita dal costruttore per un funzionamento continuo del tubo, quanto la corrente anodica.

Da quanto sopra, risulta che nel funzionamento a modulazione di griglia dovrà essere data la preferenza ai tubi che abbiano la più alta dissipazione anodica, mentre nel caso di modulazione anodica la preferenza andrà verso quei tubi che abbiano una forte emissione del filamento e un migliore isolamento fra gli elettrodi.

Occorrerà, per finire, tenere anche presente il valore più alto della frequenza usata, in modo da essere certi che i tubi prescelti siano in grado di lavorare a tale frequenza in condizioni di sicurezza e di buon rendimento.

10-2 Considerazioni di progetto

Collegamenti nel trasmettitore Alle frequenze più elevate verranno preferiti i collegamenti in filo di rame smaltato, mentre i fili stagnati o a trecciola daranno luogo, per tali frequenze, a perdite maggiori. I collegamenti per le bobine di accordo e per i relativi condensatori dovranno essere eseguiti con conduttori di sezione maggiore rispetto agli altri collegamenti a radiofrequenza; ma non occorre superare la sezione del conduttore col quale sono costruite le bobine di accordo.

Tutti i ritorni di massa di uno stadio a radiofrequenza dovranno essere portati su un solo capofilo di massa, denominato punto di massa dello stadio e i punti di massa dei vari stadi dovranno essere fra loro collegati con conduttori grossi allo scopo di evitare correnti a radiofrequenza vaganti sul telaio.

Il migliore tipo di collegamento flessibile per collegare ai rispettivi terminali i reofori degli elettrodi posti sui bulbi dei tubi elettronici trasmittenti, è la piattina di rame, ricavata da una sottile lastra di rame. Se tali collegamenti venissero eseguiti con conduttori grossi e rigidi si potrebbe provocare la lesione del bulbo di vetro del tubo a seguito delle dilatazioni e contrazioni dovute al riscaldamento e al raffreddamento del tubo.

I collegamenti per le tensioni ad audiofrequenza e quelli per le tensioni continue di alimentazione andranno dimensionati ai valori delle tensioni e delle correnti cui sono sottoposti.

Poichè molti tubi trasmittenti hanno i filamenti alimentati a bassa tensione e quindi a forte corrente, i collegamenti fra il trasformatore di alimentazione e i filamenti andranno eseguiti con conduttore di forte sezione, onde evitare cadute di tensione. Poichè la tensione è bassa, non è necessario attuare un forte isolamento.

I collegamenti per le alimentazioni dei filamenti dei tubi a riscaldamento diretto o dei riscaldatori dei tubi a riscaldamento indiretto, andranno intrecciati fra loro. Sulle tensioni di alimentazione dei filamenti dei tubi, nei quali vengono dissipati più di 25 W di potenza di accensione, dovrà essere eseguito un controllo preliminare. Le tensioni di accensione di tali tubi verranno misurate direttamente sullo zoccolo. Qualora risultassero basse, occorrerà aumentare la tensione di uscita del trasformato-

re di alimentazione dei filamenti. Se ciò non dovesse essere possibile si aumenterà ancor più la sezione dei conduttori che portano tale tensione dal trasformatore agli zoccoli dei tubi, eventualmente anche raddoppiando il collegamento cioè ponendo in derivazione ai conduttori già esistenti, altri conduttori o riducendone la lunghezza.

I collegamenti che portano l'alta tensione sarà meglio vengano eseguiti con il cavo gommato ad alto isolamento col quale vengono collegate le candele dei motori a scoppio. Questo tipo di cavo può sopportare tensioni massime fino a 10.000 V. senza alcun pericolo. Se si impiega un tale tipo di cavo, i collegamenti ad alta tensione del trasmettitore potranno essere legati insieme con i collegamenti dei filamenti e con quelli a bassa tensione.

Negli eccitatori a bassa potenza, quando la tensione anodica non oltrepassi i 450 V., i collegamenti ad alta tensione potranno essere eseguiti mediante conduttore isolato in cotone sterlingato, purchè di buona qualità.

I collegamenti a radiofrequenza andranno eseguiti in maniera particolare: in essi infatti sarà opportuno usare conduttori di rame smaltati o nudi e il loro isolamento sarà dato dalle distanze che essi avranno rispetto alle masse metalliche del trasmettitore. Tutti i collegamenti a radiofrequenza dovranno essere saldati nelle giunzioni, ma, prima di essere saldati, dovranno essere meccanicamente stretti sulle giunzioni stesse.

Piazzamento delle bobine Per avere il migliore fattore di merito, Q, le bobine debbono avere forma a solenoide con una lunghezza pari ad una o due volte il diametro.

Quando si desideri un accoppiamento minimo fra i vari stadi, le bobine dovranno essere delle minime dimensioni possibili; andranno inoltre piazzate in maniera che le bobine vicine, mediante appropriato orientamento, abbiano il minimo accoppiamento mutuo. Per accertarsi che una tale condizione sia soddisfatta occorre vedere se l'asse di una bobina è nel piano formata dalla spira centrale dell'altra bobina. Qualora ciò non fosse, fra le due bobine vi sarà un certo accoppiamento a meno che le due bobine non abbiano diametri molto piccoli o non siano poste a notevole distanza l'una dall'altra o infine non vi sia interposto fra le due bobine uno schermo.

Condensatori variabili Il problema del dimensionamento ottimo del rapporto L/C e della spaziatura delle lamine dei condensatori variabili è stato ampiamente discusso nel Capitolo 7°. Per uno stadio ad alta potenza che debba funzionare su tutte le bande di frequenza è consigliabile l'uso di un condensatore avente capacità un po' più grande di quanto necessario per un funzionamento in telegrafia non modulata, nella gamma dei 40 metri (sicchè avrà una capacità sufficiente per garantire un funzionamento in fonia su tutte le gamme di frequenza più alte). A tali condensatori verranno aggiunti in derivazione, compensatori di capacità adeguata quando si deve lavorare sulla banda di frequenze corrispondente ad 80 metri di lunghezza d'onda. Tali compensatori saranno del tipo in aria, ceramico o sotto vuoto.

Quando si deve lavorare su frequenze molto alte si raccomanda di usare condensatori variabili appositamente progettati per tali frequenze, dato che i normali condensatori variabili possono costituire spesso, con i loro telai, induttanze in serie che possono entrare in risonanza con la capacità del variabile appunto su tali frequenze.

Isolamento Quando si lavora a frequenze superiori ai $7MH_z$, i normali materiali isolanti possono dar luogo a perdite molto alte. E' consigliabile perciò usare a tali frequenze come materiali isolanti, ceramica, polistirolo o micalex. Quando si usa polistirolo occorrerà prevedere una adeguata ventilazione con aria fredda, poichè questo tipo di materiale non resiste a temperature relativamente alte.

La bakelite presenta, a frequenze relativamente basse, perdite non elevate, ma non dovrà mai essere usata per la costruzione dei circuiti accordati su frequenze relativamente alte.

Il plexiglas (altrimenti detto Lucite), che si trova in commercio in tubi, lastre e tondini, ha caratteristiche eccellenti che lo rendono idoneo all'uso su tutte le frequenze radio, purchè le tensioni non siano particolarmente alte. Esso è molto facile da lavorare con i normali utensili ed è anche un materiale di costo moderato. Il coefficiente di perdita del plexiglas dipende quasi esclusivamente dal tipo e dalla percentuale di materiale plastificante usato.

Nel progetto e nella costruzione dei trasmettitori si tenga sempre presente che l'isolamento migliore è dato dalla aria. Saranno perciò sempre da preferire le bobine avvolte in aria a quelle avvolte su supporti. Qualora fosse necessario tenere fra loro legate le spire di tale bobine, sarà opportuno usare listelli in plexiglas oppure in polistirolo sui quali verranno fissate le spire mediante mastice. Si eviterà così che le bobine risultino molto suscettibili alle vibrazioni e che le varie spire possano toccarsi fra loro. Nell'uso del mastice, si tenga presente che il normale Duco o la celluloide sciolta in solvente danno luogo a perdite sensibili.

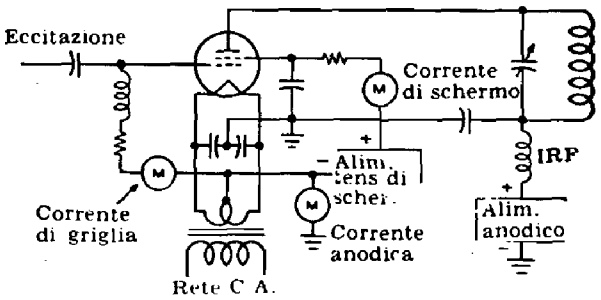


Figura 1.
MISURA DELLA CORRENTE ANODICA SUL CATODO

Mediante l'uso del circuito sopra riportato è possibile misurare la corrente anodica di uno stadio amplificatore a radiofrequenza, sul polo di ritorno del circuito catodico (oppure sulla presa centrale del trasformatore di accensione del tubo). Per fare in modo che il milliampermetro catodico indichi soltanto la corrente anodica, occorrerà che i poli di ritorno dell'alimentatore per la tensione negativa di griglia (o della resistenza di polarizzazione per corrente di griglia) e dell'alimentatore per la tensione di griglia schermo siano collegati alla presa centrale del filamento invece che a massa. Se la tensione della griglia schermo è derivata dalla tensione anodica mediante una resistenza di caduta, il milliampermetro catodico indicherà sempre la somma della corrente anodica più la corrente di schermo.

Misure Nei trasmettitori dovrebbe teoricamente usarsi uno strumento indicatore per ogni circuito che sia utile controllare. Evidentemente ciò porterebbe a spese ed ingombri notevoli e si preferisce semplificare i dispositivi

di misura riservandoli ai circuiti di maggiore delicatezza. Così la misura delle tensioni di accensione dei filamenti e quella delle tensioni di alimentazione anodica verrà eseguita solo all''atto della messa in funzione, per la prima volta, dal trasmettitore, a mezzo di un misuratore universale (« tester ») con la supposizione che tali tensioni si mantengano inalterate indefinitamente.

Una ulteriore economia si otterrà se con uno stesso strumento indicatore possono venire eseguite, mediante opportuni selettori, misure di corrente in vari punti del trasmettitore, compreso anche lo stadio finale per l'accertamento del raggiunto accordo del suo circuito anodico.

Con un sistema di prese e spine, oppure con un commutatore, tutte le misure necessarie per eseguire la messa a punto di tutto un trasmettitore potranno essere compiute con soltanto uno o due miliampermetri.

Può però essere utile, in molti casi, osservare contemporaneamente la corrente assorbita da molti circuiti o stadi. D'altro canto è ovvio che non si può spendere, per l'acquisto di tutti i necessari misuratori, una cifra superiore o quasi al valore di tutto il trasmettitore. E' perciò buona norma eseguire, come si è detto, la misura nei punti più delicati o critici del circuito. Ad esempio è evidente che una giusta tensione di alimentazione dei filamenti dei tubi di uno stadio finale da 250 W può evitare il danneggiamento di tali tubi e quindi può essere utile avere uno strumento che indichi tale tensione di accensione.

Il compromesso che più frequentemente viene adottato consiste nell'usare un solo strumento con opportuno commutatore, per eseguire le varie misure negli stadi a bassa potenza, ponendo invece appositi misuratori sugli stadi finali.

Normalmente non si fa mai uso di misuratori a radiofrequenza eccetto che in alcuni circuiti di accoppiamento di antenna.

Nel caso in cui la tensione di rete sia sufficientemente stabile, con un piccolo milliampermetro a corrente continua verranno eseguite le seguenti misure: misura delle varie correnti anodiche dagli stadi a bassa potenza e misura della corrente di griglia dello stadio finale di potenza. La corrente anodica di quest'ultimo stadio sarà opportuno che venga misurata con un altro milliampermetro che sarà bene sia di forma uguale al precedente.

I misuratori per corrente continua sarà opportuno che vengano filtrati agli effetti della radiofrequenza, ponendo sui terminali, condensatori di fuga da 4000 μμF o anche di capacità maggiore. Questi condensatori andranno posti proprio sui terminali degli strumenti e mai fra un terminale e massa. Lo scopo di tali condensatori è quello di evitare che lo strumento, o i collegamenti che vanno allo strumento, possano essere sottoposti a corrente a radiofrequenza di notevole valore nel caso, che può accadere frequentemente, in cui le impedenze a radiofrequenza non siano di valore sufficiente ad arrestare le correnti a radiofrequenza, che potrebbero quindi esistere, ancora intense, sullo strumento. Può anche accadere che sullo strumento vengano a formarsi forti correnti indotte: anche in questo caso il condensatore di fuga posto fra i termi-

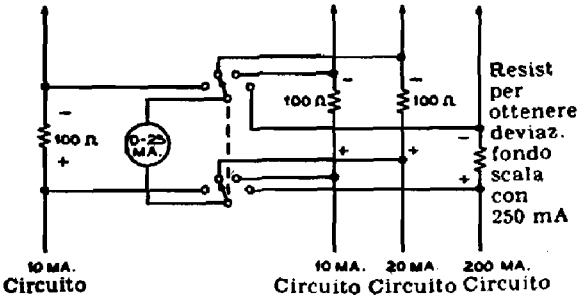


Figura 2.
CIRCUITO MULTIPLO DI MISURA
un solo milliampermetro per eseguire in diversi circuiti misure di corrente con differenti portate a fondo scala.

nali può costituire una adeguata protezione.

Molti strumenti misuratori sono oggi contenuti in custodie di bakelite. Se lo « azzeratore » a vite dell'indice è ben isolato, tali strumenti potranno essere inseriti sul polo positivo dell'alta tensione, purchè questa tensione non oltrepassi i 1000 V. Se invece la tensione è superiore a 1000 V sarà opportuno che lo strumento venga posto dietro un vetro di protezione o racchiuso in una gabbia di schermo.

Quando la tensione anodica oltrepassa i 2000 V lo strumento non dovrà più essere montato su un pannello metallico collegato a massa poichè potrebbe venire ad innescarsi un arco fra le parti metalliche dello strumento, che trovansi ad alta tensione, e la massa del pannello metallico e tale arco, specialmente quando è usata modulazione anodica, potrebbe avvenire perforando la custodia di bakelite.

Un sistema vivamente raccomandabile per sistemare gli strumenti indicatori in un trasmettitore ad alta potenza costituito da vari pannelli fissati su un telaio, consiste nel raggruppare tutti gli strumenti su un pannello di bakelite arretrato rispetto al piano dei pannelli del trasmettitore e nel coprire con una lastra di vetro o una lastra di lamiera di ottone forata il foro ricavato nel telaio frontale, foro che, posto al livello dell'occhio dell'operatore, consente a questi di vedere, senza alcun pericolo, le indicazioni fornite dagli strumenti. Con questo sistema si potrà essere certi che non avverrà alcun arco fra gli strumenti e la massa, dato che gli strumenti sono montati su un pannello isolante, e che l'operatore non correrà alcun pericolo poichè neppure accidentalmente, egli potrà toccare gli strumenti che sono collegati alla alta tensione.

Un sistema diverso, ma che raggiunge lo stesso scopo, consiste nel collegare tutti gli strumenti ai punti a basso potenziale dei circuiti sui quali si desidera effettuare la misura. Con questo sistema, i milliampermetri per la corrente anodica non dovranno più essere posti in serie al circuito anodico, bensì andranno collegati fra la presa centrale del secondario di accensione dei filamenti e massa. L'inconveniente che presenta questo sistema è che il milliampermetro inserito nel ritorno catodico esegue la misura della totale corrente catodica (ossia della somma algebrica delle correnti anodica, di schermo, di griglia ed eventualmente anche del soppressore) a meno che non vengano attuati speciali accorgimenti con i quali i ritorni degli alimentatori di griglia e di griglia schermo vadano alla presa centrale del secondario di accensione dei filamenti e non a massa, cosicchè lo strumento indicatore, inserito fra tale pre-

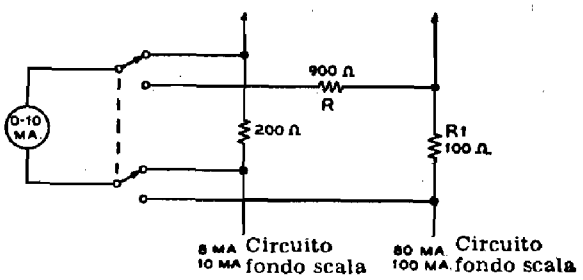


Figura 3.
ALTRA VERSIONE DEL CIRCUITO DI MISURA
Viene mostrato l'impiego di un sistema di derivazione ad alta impendenza per ottenere varie portate a fondo scala con un milliampermetro di bassa portata commutato su vari circuiti.

sa centrale e massa, venga attraversato solo dalla corrente anodica dello stadio.

Nella figura 1 è mostrato un sistema con il quale, in uno stadio con tetrodo a fascio, il milliampermetro catodico è sottoposto solo al passaggio della corrente anodica. Ma se l'alimentatore per la tensione negativa di griglia o l'alimentatore per la griglia schermo hanno i loro ritorni collegati alla massa e non alla presa centrale del secondario di accensione dei filamenti, il milliampermetro catodico misurerà la somma algebrica di tutte queste correnti. In tal caso naturalmente, per sapere quale è la effettiva corrente anodica, occorrerà sottrarre algebricamente dalla indicazione totale dello strumento, le correnti di griglia schermo e di griglia controllo.

Commutazione dello strumento

I sistemi di misura che impiegano un solo strumento di misura e un commutatore, possono essere vantaggiosamente usati quando le tensioni da misurare sui terminali sotto corrente, non oltrepassano sensibilmente i 500 V rispetto alla massa. Sui terminali verranno inserite resistenze da 50 Ω e poichè la resistenza del misuratore è molto più bassa di 50 Ω, lo strumento potrà essere considerato come collegato in serie con il circuito, quando esso viene collegato in derivazione alla resistenza. Allora, con un commutatore a due vie, di tipo normale, e avente un numero di posizioni sufficiente, sarà possibile eseguire, con un solo strumento, la misura delle correnti circolanti in molti circuiti.

La resitenza, invece che 50 Ω, dovrà essere di 25 Ω tutte le volte che la corrente da misurare si aggiri su 200 mA, mentre la resistenza verrà aumentata a 200 Ω quando la corrente da misurare sia uguale o minore di 15 mA. E' necessario che la resistenza sia la minima possibile quando debbano essere eseguite misure su correnti relativamente forti, allo scopo di evitare una eccessiva caduta di tensione quando lo strumento non si trovi derivato sulla resistenza.

Quando la corrente è così bassa da dover usare uno strumento per correnti deboli, sarà necessario che la resistenza esterna abbia valore alto.

I milliampermetri per correnti deboli hanno una resistenza interna generalmente piuttosto alta e la loro taratura verrà eseguita partendo da valori di resistenze derivate (shunt) molto bassi e poi aumentandoli, per evitare il pericolo di mettere fuori servizio gli strumenti indicatori.

La misura con un solo strumento e il commutatore non è applicabile nel caso si tratti di circuiti sottoposti a tensioni elevate (oltre 1200 V.). Per misurare la corrente anodica di stadi ad alta potenza, la resistenza dovrà essere posta o sul lato negativo della tensione di alimen-

tazione anodica oppure sul ritorno dei filamenti (fra presa centrale del secondario di accensione dei filamenti e massa).

E' possibile, a mezzo di opportune resistenze in derivazione, usare un solo milliampermetro a bassa portata per misurare valori ampiamente differenti di correnti nei vari circuiti. Per esempio un milliampermetro a corrente continua da 25 mA fondo scala potrà essere usato per misurare le correnti di griglia di vari stadi di un trasmettitore. Lo stesso strumento potrà essere usato come milliampermetro da 250 mA fondo scala per misurare, quando sia stato opportunamente inserito a mezzo del commutatore, la corrente catodica o la corrente anodica di uno stadio di potenza, purché nella posizione del commutatore che corrisponde a tale misura, venga derivata sullo strumento una resistenza di valore tale da consentire la misura della corrente piuttosto alta che circola nello stadio. Nella figura 2 è illustrato questo sistema.

Il valore della resistenza di derivazione (shunt) potrà essere determinato per tentativi successivi, usando un piccolo pezzo di filo di costantana posto fra i contatti del commutatore. L'uso della costantana è molto vantaggioso poichè, una volta tarata la resistenza, essa può essere saldata, mentre le altre leghe di resistenza non si prestano alla saldatura sui contatti del commutatore.

Nella figura 3 è illustrato un altro sistema per eseguire le misure mediante commutazione e questo sistema non richiede l'uso di resistenze di derivazione di valore basso. La resistenza in serie R dovrà essere di valore molto maggiore della resistenza interna dell'equipaggio mobile dello strumento indicatore. Il coefficiente di moltiplicazione della corrente, ottenuto con l'uso di questo circuito, è eguale a $R/R_1 + 1$. Il circuito della figura 3 offre il vantaggio che la resistenza dei contatti del commutatore e dei collegamenti dello strumento non ha alcuna influenza sulla indicazione dello strumento stesso. Per eseguire le varie combinazioni di R ed R_1, potranno essere usate normali resistenze da 0,5 W di dissipazione.

10-3 Sistemi alimentatori

Se si esegue una statistica delle stazioni dilettantistiche e della loro dotazione, si vedrà che esse sono in funzione in media da parecchi anni e che esse sono dotate di almeno due trasmettitori per poter funzionare su bande di frequenza differenti. Inoltre esse possiedono in media almeno due ricevitori, o quanto meno un ricevitore e un adattatore. Spesso esse sono dotate di apparecchiature di ascolto per il controllo della propria emissione, di apparecchiature per la misura delle frequenze, di un oscillatore a frequenza variabile, di un audioamplificatore, di uno scrittoio o tavolo illuminato, di un orologio. Oltre agli otto o dieci complessi di cui sopra vi sarà una presa di corrente apposita per il saldatore e inoltre vi saranno una o due prese di corrente alle quali inserire uno o due dei complessi che si sono elencati sopra. Deriva da ciò che sul tavolo dell'operatore dovranno essere disponibili da 10 a 12 prese di corrente con le quali possano essere alimentati dalla rete i vari apparati e i vari servizi della stazione. E' molto pratico avere questo gran numero di prese installate

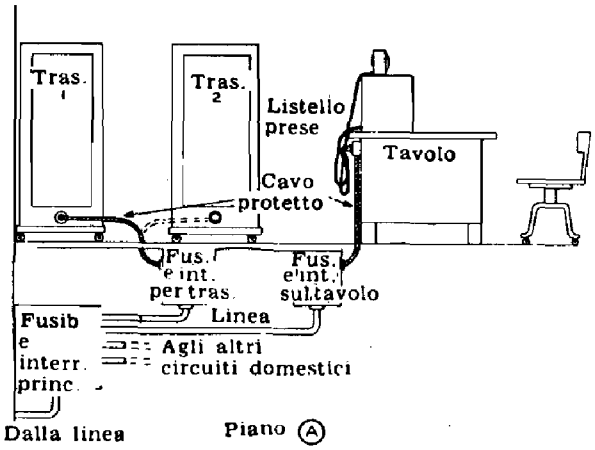


Figura 4.
IL SISTEMA DI ALIMENTAZIONE SECONDO IL PIANO (A).

La linea di alimentazione a corrente alternata che proviene dalla scatola principale dei fusibili dalla casa, si suddivide in due linee: quella per le apparecchiature di ricezione e quella per le apparecchiature di trasmissione. Per il trasmettitore e per le apparecchiature ausiliarie sono predisposti interruttori e fusibili separati. Poichè i fusibili della scatola posta nella stanza dove è la stazione sono in serie con quelli principali della casa, i primi debbono avere una portata massima minore dei secondi. In tal modo sarà possibile sostituire gli eventuali fusibili bruciati senza dover togliere corrente a tutta la casa. Le scatole dei fusibili possono essere convenientemente sistemate su una qualunque delle pareti della stanza dove è la stazione.

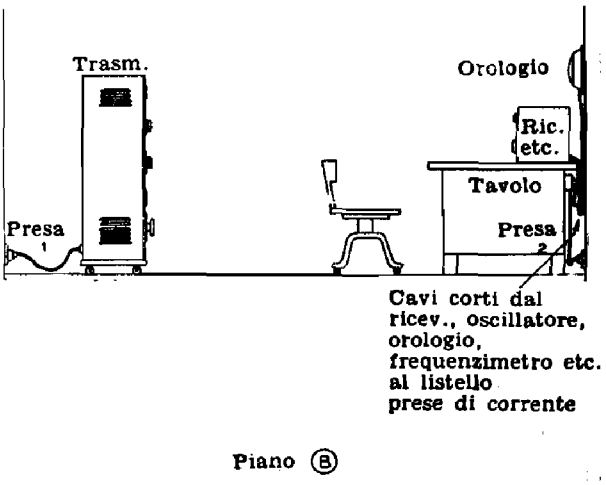


Figura 5.
IL SISTEMA DI ALIMENTAZIONE SECONDO IL PIANO (B).

Questo sistema è meno conveniente rispetto al sistema (A) ma non richiede nella casa alcuna riesecuzione di linee elettriche per poter essere attuato. Perciò è più idoneo per installazioni a carattere temporaneo o semipermanente. In molti casi sarà necessario eseguire una linea apposita che colleghi la scatola principale dei fusibili con la presa di alimentazione del trasmettitore, poichè la disposizione che si attua normalmente in molte case consiste nel collegare tutte le prese di corrente di una stanza (e spesso di tutta la casa) ad una sola coppia di conduttori e di fusibili.

su un listello posto in prossimità allo zoccolo della stanza, qualora la stazione sia sistemata in una stanza progettata e costruita appositamente. Meglio però è installare questo listello porta-prese sul tavolo dell'operatore, in modo però che questi possa aver piena libertà di spostare il tavolo da una parte all'altra della stanza. Qualora non fosse agevole attuare ciò, il listello porta-prese potrà essere montato immediatamente sotto il piano del tavolo dell'operatore.

Potenza erogabile da ogni presa di corrente

Se si fa il totale di tutti gli assorbimenti di energia da parte dei vari complessi ausiliari della stazione, oltre cioè a quella assorbita dal trasmettitore, si troverà che probabilmente l'assorbimento ammonta ad un valore compreso fra 350 e 600 W. Poichè i normali impianti elettrici domestici possono consentire l'inserzione di carichi di circa 600 W, il trasmettitore, a meno che non sia di potenza molto bassa, dovrà essere alimentato da una rete a parte. Ciò sarà utile in ogni caso poichè si otterrà una maggiore costanza delle tensioni di alimentazione del ricevitore, del frequenzimetro e del regolatore di frequenza del trasmettitore tanto nel caso in cui il trasmettitore sia in funzione quanto se esso è momentaneamente spento.

Si possono effettuare due tipi generali

di impianto, naturalmente con opportune varianti da attuare caso per caso.

Il piano (A) è migliore, però è anche il più costoso poichè richiede la installazione di due linee di alimentazione separate, poste in opera durante la costruzione della casa oppure successivamente, eseguendo una modifica ai muri della casa. Tali linee andranno dai contatori al posto di lavoro. Una di queste linee, con il suo interruttore generale, è adibita alla alimentazione del trasmettitore mentre l'altra linea, anch'essa munita di interruttore generale, serve per l'alimentazione del ricevitore e delle apparecchiature ausiliarie.

Il piano (B) è il più pratico per il dilettante di medie esigenze, ma richiede la necessità di staccare tutte le spine dalle prese di corrente quando la stazione non è in funzione e ciò per soddisfare le norme di sicurezza degli impianti elettrici.

La figura 4 illustra una esecuzione pratica del piano (A). In molti casi una installazione come quella di figura 4 richiede l'approvazione da parte di un ispettore delle Società distributrici di energia elettrica. Quindi sarà necessario che, una volta eseguita la installazione, questa venga visitata dall'ispettore. Per tale motivo sarà necessario usare scatole per prese di corrente del tipo omologato dagli organi tecnici competenti, da montare posteriormente ai trasmettitori e nel tavolo dell'operatore e sarà necessario eseguire i collegamenti fra tali prese e il listello principale che porta le prese di corrente, mediante cavi rivestiti con guaina metallica flessibile. Anche le spine, delle quali questi cavi saranno muniti, dovranno essere di tipo approvato dagli organi tecnici competenti. Il cavo rivestito con guaina metallica flessibile può essere fissato in maniera permanente al trasmettitore, mediante opportune fascette. Anche in questo caso il cavo verrà collegato al tresmettitore a mezzo di prese e di spine e sarà inoltre necessario installare una opportuna scatola di fusibili di protezione. Questi dettagli dovranno essere attuati prima della visita che l'ispettore della società elettrica farà al vostro impianto.

Nella figura (5) è rappresentato in linea generale il piano (B). La differenza fondamentale fra il piano (A) e il piano (B) è che il primo costituisce un impianto permanente, sia pure con un certo grado di mobilità per gli apparati alimentati dalla rete, mobilità assicurata dall'uso dei cavi protetti in guaina metallica, mentre il piano (B) ha un carattere temporaneo, almeno ai fini della società distributrice di energia elettrica. Poichè in molte regioni è consentito lasciare il cavo di alimentazione del trasmettitore inserito nella relativa presa di corrente posta sul trasmettitore, per soddisfare le norme emanate dai Servizi Antiincendi sarà necessario staccare la spina, che va inserita nel listello generale contenente tutte le prese di corrente, dalla relativa presa, tutte le volte che il trasmettitore non è in funzione. Lo stesso dicasi anche per tutte le altre apparecchiature che fanno parte della stazione.

Attuando uno qualunque degli impianti, o quello del piano (A) o quello del piano (B), sarà sempre inevitabile che un notevole numero di cavi di alimentazione risultino visibili, con notevole intralcio alla libertà di movimento dell'operatore, oltre che esteticamente dannosi. Inoltre dal tavolo dell'opera-

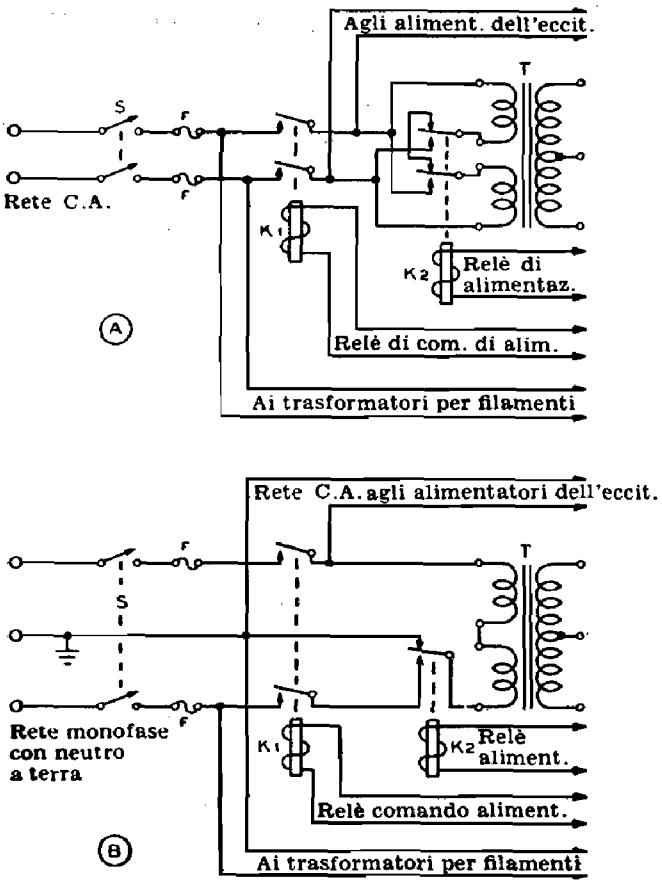


Figura 6.
SISTEMI DI COMANDO DI ALIMENTAZIONE A TENSIONE LUCE E ALLA TENSIONE DEGLI IMPIANTI ELETTRODOMESTICI
Il circuito (A) può essere usato con linea di alimentazione luce. Il trasformatore T è di tipo normale, avente al primario due avvolgimenti che vengono collegati in serie quando il relè K_1 di comando della alimentazione è eccitato mentre il K_2 è diseccitato. Quando entrambi i relè sono eccitati si ottiene la piena tensione di uscita. In (B) è rappresentato un circuito da impiegare con una linea di alimentazione per apparati elettrodomestici o per forza motrice, con neutro a terra. I due relè comandano l'uscita degli alimentatori in maniera identica a quella del circuito (A).

tore parte un certo numero di cavi che vanno al trasmettitore e sono quelli di regolazione e comando, di manipolazione telegrafica e quelli che portano i segnali ad audiofrequenza. I cavi di manipolazione telegrafica, di regolazione e comando potranno essere raggruppati in un unico cavo multiplo ricoperto in gomma, che vada dal tavolo dell'operatore al trasmettitore. Facendo in tal modo si avrà un migliore aspetto estetico e una maggiore praticità nell'uso dell'impianto. Naturalmente questo cavo andrà terminato con particolari prese e spine multiple da ambo le parti.

I segnali ad audiofrequenza ad alto livello e a media impedenza (600 Ω o meno) possono essere condotti con lo stesso cavo che collega gli organi di comando e regolazione e i vari altri organi. Invece se i segnali ad audiofrequenza sono a basso livello, occorrerà impiegare per essi cavi schermati. Il collegamento fra l'oscillatore a frequenza variabile, posto normalmente sul tavolo dell'operatore e il trasmettitore verrà eseguito con cavo coassiale per alta frequenza, anch'esso terminante ai due estremi con gli appositi innesti per tali tipi di cavo.

Controllo delle prese di corrente con carichi elevati Per accertarsi che una presa di corrente sia adeguata a sopportare tutto il carico costituito dalla alimentazione di un trasmettitore, si inserisca in essa una stufa elettrica che dissipi una potenza superiore del 50 per cento alla potenza massima assorbita dal trasmettitore. Occorrerà che, con questo carico inserito, la tensione ai capi della stufa elettrica non scenda di oltre il 5 per cento al disotto della tensione di rete, misurata con stufa disinserita. Se ciò avviene e se non si ha riscaldamento e nei cavi e nella presa di corrente, l'impianto è idoneo ad alimentare il trasmettitore. Normalmente su un impianto elettrico per illuminazione non può

essere inserito un carico che comporti una dissipazione maggiore di 600 W. Qualora la potenza di alimentazione della stazione fosse superiore a 600 W. sarà necessario eseguire una apposita linea, con conduttori di grossa sezione, che partendo dal contatore vada nella stanza dove è sistemata la stazione. Occorre però non sorpassare mai la corrente nominale che può essere sopportata dai contatori e quindi una stazione radiotrasmittente in fonia da 1 Kw non potrà certamente essere alimentata con i normali impianti di illuminazione domestica, ma richiederà invece una sua linea apposita con adeguati contatori, come quelli impiegati nelle utenze elettrodomestiche o industriali. In molte case moderne vi sono già questi due tipi di impianti: quello a bassa tensione per illuminazione e quello a tensione più elevata (220 V. ed oltre) per applicazioni elettrodomestiche (cucina e riscaldamento).

Con gli impianti di alimentazione trifasi bisogna accertarsi che non vi sia alcun fusibile inserito sul neutro nella scatola dei fusibili. Se i conduttori sotto tensione (o « caldi ») sono protetti con fusibile non è necessario alcun fusibile sul conduttore del neutro poichè saranno sufficienti i fusibili posti sui conduttori sotto tensione ad assicurare una efficiente protezione contro qualunque guasto che possa avvenire nel trasmettitore.

Il listello con le prese di corrente Precedentemente è stato suggerito di usare negli impianti di alimentazione i listelli con le prese di corrente da installare nel muro in vicinanza dello zoccolo oppure sul retro del tavolo dell'operatore. Tali listelli con prese di corrente sono approvvigionabili presso le Case costruttrici di materiale elettrico. Qualora il radiodilettante abitasse in località assai distante da tali Case, potrà rivolgersi a qualche negoziante affinchè glieli procuri sulla base dei cataloghi delle produzioni delle varie Case.

Questi listelli sono molto utili poichè sono approvvigionabili in varie lunghezze a seconda del numero di prese di corrente che esse debbono contenere. Qualora il radiodilettante ritenesse più agevole ed economico costruire da sè i listelli, potrà farlo impiegando una opportuna striscia di materiale isolante (tela bakelizzata o carta bakelizzata) e fissando su questa, ad intervalli regolari, le varie prese di corrente, che verranno scelte di tipo idoneo a garantire un buon contatto con le spine che in esse verranno inserite. Naturalmente molta cura andrà posta nel collegare fra loro tali prese, affinchè non vi siano contatti incerti che potrebbero provocare, con il sovrariscaldamento che in essi si verrebbe a determinare, il danneggiamento della presa di corrente con pericolo di inconvenienti anche molto gravi su tutto l'impianto elettrico. Alle varie prese del listello verranno inserite le spine di corrente per l'alimentazione dei vari apparati della stazione. Sarà buona norma ridurre la lunghezza dei cordoni di alimentazione degli apparati in modo che le spine possano essere inserite agevolmente nelle prese, senza però lasciare anse di cavo sul tavolo dell'operatore oppure sul pavimento.

Interruttori e relè Nella installazione di trasmettitori possono

essere di grande utilità sia gli interruttori di comando di alimentazione che i relè. La disposizione più pratica consiste normalmente nell'impiego di un interruttore generale sulla linea di alimentazione della rete posto nel pannello frontale del trasmettitore e che, quando viene chiuso, applica la tensione di rete ai primari dei trasformatori per i filamenti e ai circuiti di regolazione e comando. E' stato altresì riscontrato molto conveniente, in pratica, avere un unico interruttore di linea sul tavolo dell'operatore per inviare la tensione di alimentazione di rete, oppure staccarla, al listello contenente tutte le prese di corrente, posto dietro il tavolo dell'operatore. Mediante l'impiego di tale interruttore non sarà necessario ricordarsi tutte le volte di manovrare gli interruttori di tutti gli apparati. Comunque è sempre opportuno, quando per un certo periodo di tempo la stazione dovrà restare inoperosa, che vengano staccate dalle relative prese tanto la spina per alimentazione del trasmettitore quanto quella che porta la corrente al listello con le prese di corrente posto dietro il tavolo dell'operatore.

Normalmente l' alimentazione degli apparati dalla tensione di rete avviene a mezzo di apposite spine da inserire nelle prese di corrente o a mezzo di interruttori. Per il passaggio da trasmissione a ricezione sarà invece opportuno l'uso di relè. Per eseguire tale passaggio sono normalmente necessari tre relè o gruppi di relè che adempiono alle seguenti funzioni: 1) relè di comando della alimentazione del trasmettitore, che applica la tensione di rete al primario del trasformatore ad alta tensione e chiude il circuito di alimentazione dell'eccitatore. 2) Relè di comando del ricevitore — che rende inefficiente il ricevitore con uno dei tanti sistemi previsti per tale scopo — e contemporaneamente applica la tensione di alimentazione all'oscillatore a frequenza variabile, al dispositivo di manipolazione e al ricevitore di controllo per la fonia. 3) Relè per la commutazione dell' antenna, che collega l'antenna al trasmettitore, quando questo è in funzione, o al ricevitore quando il trasmettitore è in riposo.

Nei paragrafi seguenti, in questo stesso capitolo, verranno discussi molti circuiti che illustrano l'applicazione dei relè alla esecuzione di tali manovre.

Regolazione della potenza di uscita dei dei trasmettitori

Allo scopo di attenersi al regolamento vigente per la concessione delle licenze ai radiodilettanti è necessario che la potenza erogata dal trasmettitore venga mantenuta al livello minimo possibile, che consenta l'esecuzione dei desiderati collegamenti.

Questa necessità può essere ottemperata in vari modi. Molti dilettanti hanno due trasmettitori, uno in grado di erogare una potenza di uscita relativamente alta, che viene usato nella esecuzione delle chiamate generali o quando si dovesse avere una interferenza piuttosto forte; l'altro di potenza di uscita sensibilmente minore. In molti casi il trasmettitore di potenza minore funziona come eccitatore dello stadio di più alta potenza, impiegato quando dovesse essere ritenuto utile trasmettere a piena potenza.

La maggior parte dei radiodilettanti però fa uso di un trasmettitore di forte potenza, nel quale però sono messi in at-

to alcuni accorgimenti per consentire la riduzione della tensione anodica dello stadio finale a radiofrequenza del trasmettitore, quando fosse sufficiente trasmettere a potenza più bassa.

Uno degli artifici più frequentemente usati per ottenere due livelli di potenza d'uscita, consiste nell'uso di un trasformatore di alta tensione avente un primario doppio. La maggioranza dei trasformatori per alta tensione anodica sono predisposti per due o più tensioni primarie. Generalmente in Italia se ne hanno addirittura con cinque o sei tensioni predisposte, che vanno da 110 V a 220 V o anche 260 V. Se si ha a disposizione una linea ad es. a 110 V. e si pone il primario del trasformatore per alta tensione anodica appunto su 110V, si avrà al secondario la massima tensione possibile e quindi il trasmettitore verrà alimentato alla tensione anodica prevista per la piena erogazione di potenza. Se invece su una rete a 110 V si inserisce il primario per 220 V. del trasformatore di alta tensione anodica, al secondario la tensione verrà a ridursi alla metà del valore che aveva precedentemente e quindi il trasmettitore verrà alimentato con una tensione anodica di circa metà rispetto a quella cui competerebbe la massima potenza erogabile del trasmettitore. Se lo stadio finale del trasmettitore è uno stadio a radiofrequenza in Classe C, la riduzione alla metà della tensione di alimentazione anodica porta ad una riduzione ad un quarto della potenza fornita dal trasmettitore.

Se la alimentazione dalla rete è ottenuta a mezzo di una linea monofase con neutro a terra, mentre tanto il trasformatore di alimentazione dei filamenti del trasmettitore quanto il trasformatore per l'alimentazione a bassa tensione dei circuiti anodici del trasmettitore vengono alimentati fra i due conduttori isolati, il primario del trasformatore per l'alta tensione anodica verrà inserito fra tali due conduttori, quando si voglia ottenere la massima potenza dal trasmettitore e verrà invece inserito fra un conduttore e il neutro quando si voglia trasmettere a potenza ridotta. Con questo sistema, come con il sistema precedente, si otterrà una forte riduzione della potenza del trasmettitore.

La figura 6 mostra i due sistemi normali per ridurre la potenza mediante un trasformatore di alta tensione anodica munito di due primari: (A) mostra come si esegue tale riduzione con una linea di alimentazione a bassa tensione (ad es. 127 V) mentre (B) mostra come si dispone il circuito quando la tensione di alimentazione è quella del tipo per elettrodomestici, ossia superiore a 200 V.

I sistemi per variare la potenza di uscita dei trasmettitori da piena potenza ad un quarto di potenza, mediante riduzione a metà della tensione di alimentazione anodica e che sono stati testè descritti, hanno soltanto una limitazione e cioè quella di poter variare soltanto su due livelli la potenza di uscita dei trasmettitori. Durante le operazioni di messa a punto dei vari stadi del trasmettitore o del sistema di accoppiamento di antenna come pure durante l'accordo del sistema di antenna, è molto utile poter ridurre la potenza di uscita dello stadio finale a valori anche molto più bassi di un quarto della potenza a pieno regime. Ed è anche molto utile poter variare continuamente e senza alcuna interruzione, la tensione di alimentazione dello stadio finale da quella, assai ridotta, che si è

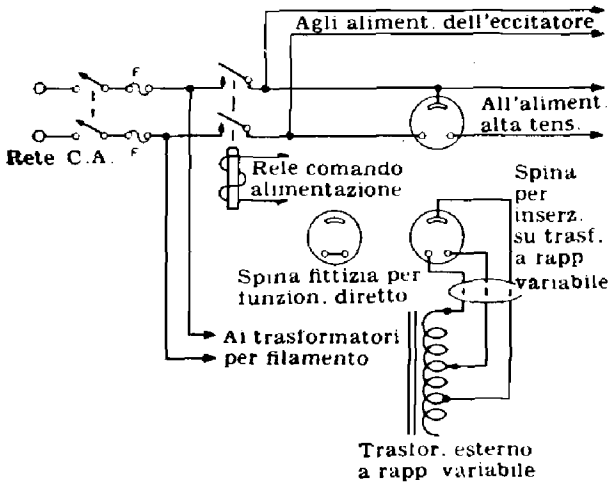


Figura 7.
CIRCUITO CON AUTOTRASFORMATORE A RAPPORTO VARIABILE

Quando nella presa sulla apparecchiatura viene inserita la spina, viene eccitato il relè di comando di alimentazione, che applica perciò la piena tensione ai primari. Quando il cavo che proviene dall'autotrasformatore a rapporto variabile è inserito nella relativa presa, la tensione di uscita dell'alimentatore ad alta tensione può venire variata da zero ad un valore anche del 15 per cento superiore rispetto alla tensione nominale.

impiegata durante i vari allineamenti e le varie messe a punto a quella corrispondente alla piena potenza erogabile dal trasmettitore. Mediante l'impiego di un autotrasformatore a rapporto continuamente variabile, posto fra la linea di alimentazione di rete e il primario del trasformatore per l'alta tensione anodica del trasmettitore, si potrà ottenere una variazione graduale della potenza erogata dallo stadio finale, da zero al massimo valore possibile.

Autotrasformatori a rapporto variabile Sono disponibili sul mercato molti tipi di autotrasformatori a rapporto variabile. Fra questi il più diffuso è il « Variac » prodotto dalla General Radio Company e prodotto anche in Italia. Un altro tipo di autotrasformatore a rapporto variabile è il « Powerstat » costruito dalla Superior Eletric Company. Entrambi tali tipi di autotrasformatori sono costruiti in maniera veramente eccellente e possono essere forniti in vari modelli che coprono tutta una gamma di potenze anche fino a 5 Kw. Ognuno di questi autotrasformatori è in grado di regolare la tensione di alimentazione da zero fino ad un valore di circa il 15 per cento al disopra della tensione effettiva di rete. Entrambi i fabbricanti costruiscono un tipo capace di regolare una potenza di carico di circa 175 W; un tipo capace di 750 o 800 W e un tipo ancora più potente, fino a 1500 o 2000 watt.

La massima erogazione di potenza da parte di questi autotrasformatori a rapporto variabile si ha soltanto in corri-

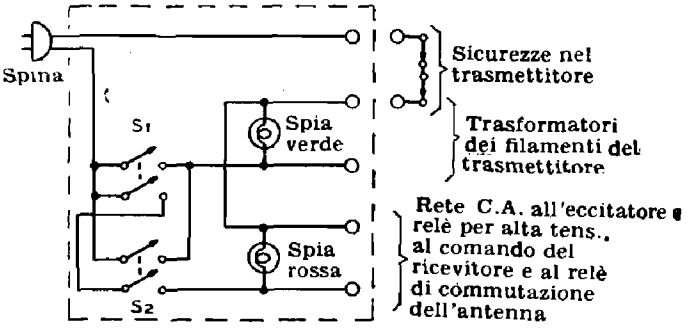


Figura 8.
CIRCUITO PROTETTIVO DI COMANDO

Con questa disposizione circuitale possono venire chiusi entrambi gli interruttori. Il primo accende i riscaldatori di tutti i tubi e il filamento della lampadina spia. Successivamente quando si chiude il secondo interruttore viene applicata l'alta tensione al trasmettitore e si accende la spia rossa. I tubi del raddrizzatore saranno adeguatamente protetti se, fra la chiusura del primo interruttore e la chiusura del secondo si lascia trascorrere un intervallo di circa 30 secondi. Analogamente l'apertura di ambedue gli interruttori disinserirà la tensione anodica dai tubi rettificatori, mentre i riscaldatori rimangono accesi.

spondenza del punto del cursore in cui la tensione di uscita risulta uguale alla tensione di rete, mentre la potenza erogabile risulta minore quando la tensione di uscita è più alta o più bassa della tensione di rete. Questa limitazione non è però grave perchè in questo tipo di applicazione degli autotrasformatori a rapporto variabile, al variare della tensione di uscita varia la potenza assorbita sull'autotrasformatore, che si riduce in funzione della posizione del cursore man mano che questo viene spostato dalla posizione corrispondente alla tensione di rete, verso lo zero.

Nella figura 7 è illustrata una disposizione molto utile per l'uso di autotrasformatori a rapporto variabile, tipo « Variac » o « Powerstat » nella regolazione della alta tensione di alimentazione anodica di un trasmettitore. In questo circuito di figura 7 il trasmettitore viene collegato con l'autotrasformatore a rapporto variabile, a mezzo di un grosso cavo tripolare terminante con un innesto sul trasmettitore. Il « Variac » o il « Powerstat » è installato in modo che sia accessibile dal tavolo dell'operatore, in maniera che risulterà possibile variare la potenza di alimentazione anodica del trasmettitore durante il funzionamento di quest'ultimo.

Se si vuole il cavo che dal trasmettitore va all'autotrasformatore a rapporto variabile potrà essere munito di una normale spina di alimentazione dalla rete, in modo che in un primo tempo, qualora non si avesse a disposizione un « Variac », il trasmettitore possa essere alimentato direttamente dalla rete.

Note sull'uso degli autotrasformatori a rapporto variabile

La tensione anodica dei tubi modulatori può essere regolata contemporaneamente alla tensione anodica dello stadio finale a radiofrequenza, quando il modulatore usa come tubi finali dei tetrodi a fascio.

La variazione della tensione anodica di tali tubi provoca soltanto una lieve variazione della corrente anodica in assenza di segnale. Dato che la tensione anodica dell'amplificatore finale a radiofrequenza viene regolata contemporaneamente alla tensione anodica dei tubi di potenza del modulatore, non si avrà alcuna grave alterazione delle condizioni di adattamento di impedenza. In molti trasmettitori di alta potenza, nei quali sia usato questo sistema e nei quali vengano impiegati tetrodi a fascio come tubi finali del modulatore, è possibile variare la potenza assorbita per la alimentazione anodica dello stadio finale a radiofrequenza del trasmettitore da 50 W ad 1 Kw, senza che avvenga altro se non un piccolo aumento della distorsione ad audiofrequenza quando la tensione anodica è molto bassa e cioè quando è più bassa la potenza di uscita del trasmettitore.

Quando nel modulatore, come tubi finali, sono impiegati triodi, si riscontrerà la necessità di variare, contemporaneamente alla tensione anodica di questi tubi, anche la tensione di polarizzazione negativa di griglia. Ciò consentirà di far lavorare i tubi approssimativamente sullo stesso punto della loro caratteristica, qualunque sia la tensione anodica ad essi applicata.

Quando i tubi costituenti lo stadio finale di potenza del modulatore sono del tipo « a polarizzazione di griglia nulla » per piena tensione anodica, sarà normal-

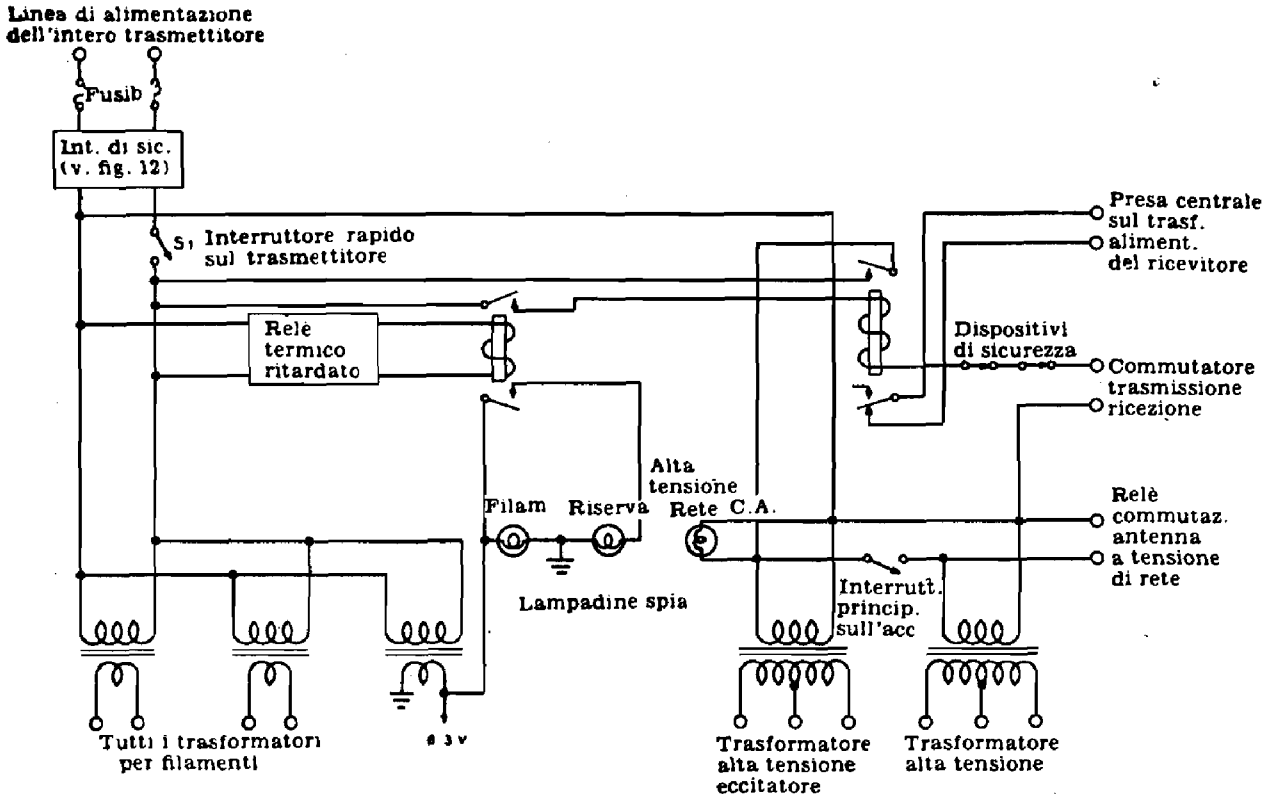


Figura 9.
CIRCUITO DI COMANDO DEL TRASMETTITORE

Chiudendo S_1, si accendono tutti i filamenti del trasmettitore e inizia il ciclo del relè termico ritardato. Quando questo si chiude risulta azionato il commutatore trasmissione-ricezione, viene applicata la tensione anodica al trasmettitore e il ricevitore viene disattivato. E' previsto un interruttore principale di accordo sicchè gli stadi dell'eccitatore possono venire accordati senza che l'amplificatore finale abbia tensione anodica. E' stato incorporato il circuito di sicurezza della figura 12.

mente possibile ridurre la tensione anodica del modulatore, contemporaneamente alla tensione anodica dello stadio a radiofrequenza modulato, senza alcuna apparente variazione della qualità della modulazione. Però in questo caso è necessario ridurre l'amplificazione ad audiofrequenza e cioè l'ampiezza del segnale di pilotaggio man mano che viene ridotta la tensione di alimentazione anodica.

I costruttori di autotrasformatori a rapporto variabile raccomandano che gli spostamenti del contatto sull'avvolgimento vengano eseguiti, quando il carico è induttivo, con l'autotrasformatore staccato dalla rete di alimentazione oppure con il carico disinserito dall'autotrasformatore. Il primario del trasformatore di alimentazione anodica di un trasmettitore da radiodilettanti costituisce normalmente un carico induttivo sulla linea di alimentazione. Perciò sarà meglio che il trasmettitore venga momentaneamente spento prima di variare la posizione del cursore per la regolazione della tensione di uscita dall'autotrasformatore. Qualora tale posizione venisse variata mentre il trasmettitore è in funzione, avverrà probabilmente un arco sulla superficie

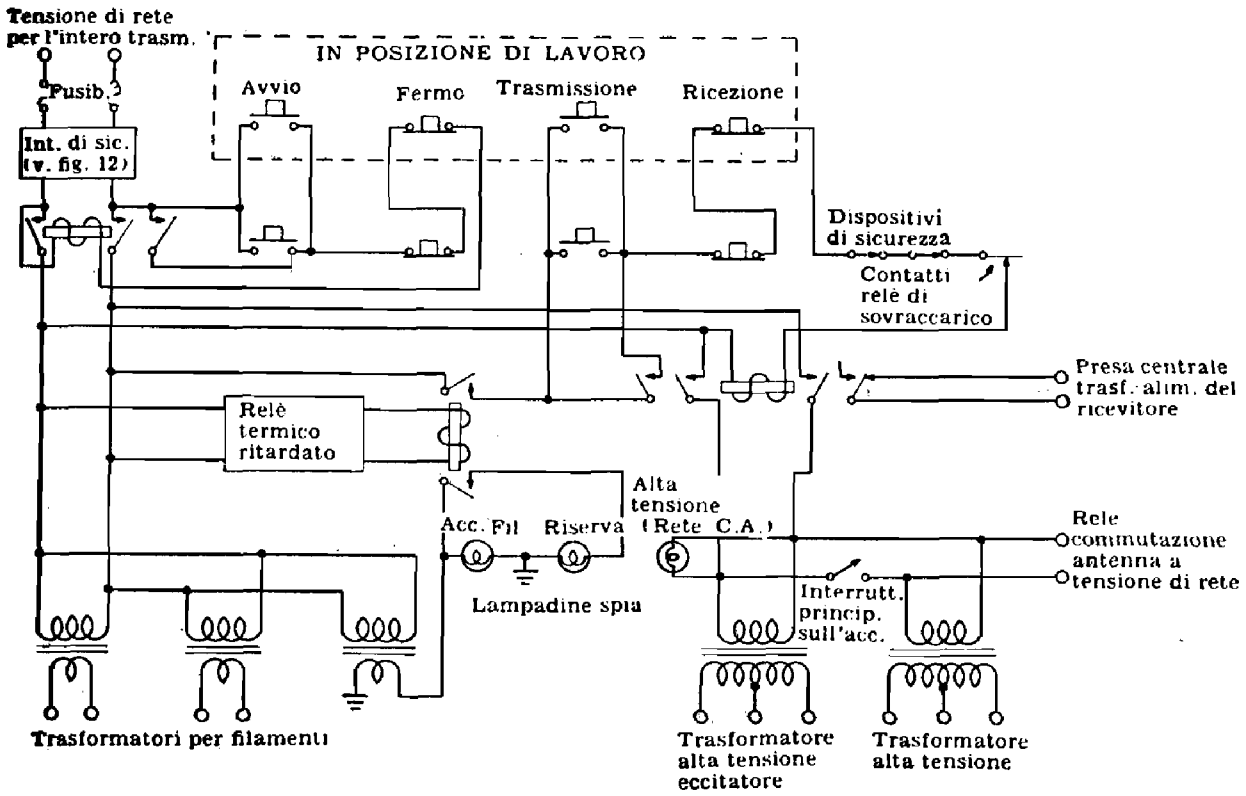


Figura 10.
CIRCUITO DI COMANDO A PULSANTI PER UN TRASMETTITORE

Premendo il pulsante di avviamento sia in posizione « Trasmissione » quanto in posizione di lavoro, verranno accesi tutti i filamenti e il relè termico inizierà il suo ciclo. Quando questo ciclo sarà compiuto, un tocco dato al pulsante « Trasmissione » porrà in funzione il trasmettitore e disattiverà il ricevitore. Premendo il pulsante « Ricezione » si attiverà il ricevitore mentre viene disattivato il trasmettitore. Premendo il pulsante « Fermo » tutto il trasmettitore verrà disinserito dalla rete di alimentazione. Se si vuole, potrà essere inserito un interruttore nel collegamento che va dal pulsante « Ricezione » ai dispositivi di sicurezza: aprendo tale interruttore sarà impossibile a chiunque porre accidentalmente in funzione il trasmettitore. Sono stati incorporati vari altri dispositivi di sicurezza, come ad esempio i dispositivi di sicurezza descritti nel testo e quelli del circuito di figura 12.

Con la disposizione circuitale illustrata per i contatti del relè di sovraccarico, è necessario soltanto impiegare un relè a semplice apertura, eccitato a corrente continua, con una resistenza variabile derivata fra gli estremi della sua bobina di eccitazione. Quando la corrente che attraversa la bobina oltrepassa un certo valore, il relè si eccita e allora i suoi contatti si aprono interrompendo in tal modo la corrente anodica mediante il relè normale inserito sul primario del raddrizzatore della corrente anodica stessa. Se il sovraccarico è soltanto momentaneo, come ad esempio un picco di modulazione o una scarica nel circuito accordato anodico, premendo per un istante il pulsante « Trasmissione » il trasmettitore si rimetterà in funzione. Questo circuito relativamente semplice sostituisce l'impiego dei costosi relè di sovraccarico, pur costituendo una eccellente protezione contro i sovraccarichi.

dell'avvolgimento e la spazzola di contatto verrà a rovinarsi bruciandosi nella sua estremità. Qualora ciò dovesse accadere, occorrerà smontare l'autotrasformatore a rapporto variabile e pulire accuratamente la superficie di contatto.

10-4 Sistemi di manovra dei trasmettitori

Qualunque radioamatore, quando per la prima volta mette in funzione un tra-

smettitore, si accorge che vi è un gran numero di interruttori e di pulsanti da azionare e che occorre inoltre inserire parecchie spine per passare dalla ricezione alla trasmissione. Tale situazione costituisce evidentemente l'estremo limite di non automaticità cui si possa giungere in un trasmettitore. All'estremo opposto si riscontra l'esistenza di stazioni nelle quali è necessario soltanto parlare davanti ad un microfono oppure toccare il tasto di manipolazione telegrafica per porre tanto il ricevitore quanto il trasmettitore in condizione di effettuare la trasmissione.

Naturalmente la maggior parte delle stazioni dilettantistiche ha un grado di automaticità intermedio fra i due limiti estremi che abbiamo enunciato avanti e fanno uso di sistemi relativamente semplici di comando e di automatizzazione della stazione.

Nella figura 8 viene mostrato un dispositivo che protegge i tubi rettificatori a vapore di mercurio contro la prematura applicazione della tensione anodica, senza far ricorso a relè ritardati. Con tale dispositivo con la chiusura del primo interrutore si ha la accensione dei filamenti di tutti i tubi e del filamento della lampadina spia. Quando viene chiuso anche il secondo interruttore viene applicata l'alta tensione al trasmettitore e viene accesa un'altra lampadina spia. Il secondo interruttore và chiuso circa 30 secondi dopo la chiusura del primo. In questo dispositivo sono richiesti interruttori bipolari invece dei normali interruttori unipolari. Qualora si volesse essere sicuri di far passare un determinato intervallo di tempo fra la chiusura del circuito di accensione dei filamenti e quella del circuito dell'alta tensione, ottenendo contemporaneamente una maggiore semplicità di manovra, si potrà inserire un sistema di relè economici a corrente alternata, realizzando in tal modo un sistema di controllo come quello illustrato dalla figura 9. In questo sistema è impiegato un relè termico (oppure a motore), azionato dalla tensione di rete, e che fornisce perciò un certo ritardo e un relè di comando a due vie - due posizioni, anch'esso eccitato dalla tensione di rete. Si noti che i dispositivi di protezione contro false manovre eseguite dall'operatore sono posti in serie con la bobina di eccitazione del relè che applica l'alta tensione al trasmettitore. E' stato aggiunto un interruttore per l'accordo, con il quale il trasmettitore può venire accordato fino al circuito di griglia dello stadio finale senza che a questo sia applicata la tensione anodica. Inoltre sono stati aggiunti il dispositivo per la commutazione dell'antenna da trasmissione a ricezione, mediante azionamento del relè relativo e il dispositivo che toglie la tensione di alimentazione anodica del ricevitore quando il trasmettitore è in funzione.

Nella figura 10 è illustrato un circuito analogo a quello della figura 9, ma che comprende comandi a pulsante per il trasmettitore. Il circuito comprende un gruppo di pulsanti per mettere in funzione o fermare il trasmettitore e per passare dalla trasmissione alla ricezione. I pulsanti di manovra funzionano indipendentemente l'uno dall'altro in modo che possano essere azionati contemporaneamente. E' solo necessario premere per un istante il pulsante della messa in funzione del trasmettitore per accendere i filamenti dei tubi e per avviare il ciclo del relè ritardato. Quando i filamenti

dei tubi avranno raggiunta la loro temperatura di regime basterà premere il pulsante della « trasmissione » perchè il trasmettitore irradii e il ricevitore venga posto in condizione di non ricezione. Premendo il pulsante « ricezione » verrà ripristinato il funzionamento del ricevitore mentre viene interrotto il funzionamento del trasmettitore. Dopo, quando la stazione ha finito il suo lavoro, basterà premere il pulsante che ferma la stazione perchè il trasmettitore venga spento tanto se in quel momento si trovava in posizione di trasmissione quanto se si trovava in posizione di ricezione.

Questo tipo di manovra viene denominato « sistema a chiusura elettrica a pulsante » e viene frequentemente usato nelle apparecchiature elettroniche industriali.

Comando automatico delle tensioni anodiche del trasmettitore

Un circuito che viene comunemente impiegato per effettuare il comando delle tensioni anodiche di un trasmettitore mediante il circuito di manipolazione telegrafica, è stato descritto nella 11ª edizione del Radio Handbook a pag. 439. Ivi è descritto il modo come vanno modificati tanto il circuito del trasmettitore quanto quello del relativo alimentatore. Le parti fondamentali dei dispositivi impiegati sull'alimentatore è riportata nello schema di figura 11.

Il circuito di figura 11 funziona alla seguente maniera: quando il tasto di manipolazione è chiuso, si chiude anche il relè di manipolazione K_2. Un gruppo di contatti di questo relè opera la manipolazione del circuito del trasmettitore al quale il tasto è associato. Lo stesso gruppo di contatti può venire invece collegato al dispositivo di manipolazione che descriveremo fra poco e che esegue la manipolazione telegrafica sulla griglia schermo dello stadio.

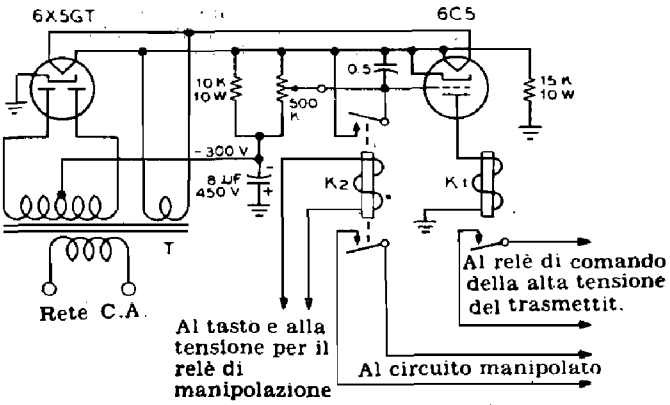


Figura 11.
CIRCUITO DEL COMANDO AUTOMATICO DI ALIMENTAZIONE

Quando il tasto viene chiuso per un istante, questo circuito inserisce automaticamente gli alimentatori di alta tensione e successivamente mantiene in funzione gli alimentatori fino a pochi secondi dopo che sia stato trasmesso l'ultimo segnale.

K_1 = relè ad 1 contatto in chiusura con bobina di eccitazione da 2500Ω.
K_2 = relè al 1 contatto in chiusura ed uno in apertura, adibito alla manipolazione.
T = piccolo trasformatore di alimentazione da 325 + 325 V/40mA 6,3 V/2A

Un altro gruppo di contatti del relè, quando questo è eccitato, pone in cortocircuito col catodo la griglia controllo del tubo 6C5. In tali condizioni il tubo 6C5 viene attraversato dalla sua massima corrente anodica, provocando così la immediata chiusura del relè K_1. Appena questo relè viene chiuso, viene eccitato il relè o il gruppo di relè che eseguono la chiusura del circuito di alta tensione anodica di alimentazione del trasmettitore. Perciò, quando si abbassa il tasto di manipolazione, il relè K_1 viene eccitato mettendo così in funzione l'alimentatore che fornisce l'alta tensione. In tal modo il relè K_1 esegue la regolare manipolazione dell'uscita del trasmettitore.

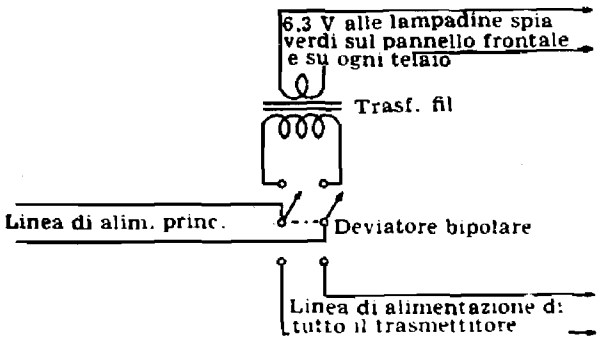


Figura 12.
INTERRUTTORE PRINCIPALE E SEGNALI DI SICUREZZA
Quando si deve spegnere il trasmettitore, si giri su posizione neutra l'interruttore. Quando deve funzionare il trasmettitore, si giri l'interruttore dalla parte opportuna e le lampade spia verdi si spegneranno. Quando invece si debbono eseguire lavori nel trasmettitore, si giri l'interruttore in modo che si accendano le lampade spia verdi tanto nel pannello del trasmettitore quanto negli altri telai; in tal modo sarà certo che nessuna tensione esiste nel primario di qualsiasi trasformatore fatta eccezione che per colpa di qualche cortocircuito o massa accidentale.

Quando la trasmissione è finita, il condensatore da 0,5μF posto fra griglia e catodo del tubo 6C5 si scarica gradatamente attraverso la presa centrale del potenziometro da 500.000 Ω, che è posto fra il negativo dell'alta tensione e il catodo del tubo 6C5, portando così alla interdizione la corrente anodica del tubo 6C5. Il ritardo di tempo fra la trasmissione dell'ultimo segnale e la apertura del relè K_1 può venire variato da un valore estremamente piccolo ad un valore di circa dieci secondi, mediante la regolazione del potenziometro. Durante la manipolazione, il condensatore da 0,5μF non avrà il tempo di caricarsi ad una tensione sufficiente a portare in interdizione il tubo, poichè ogni volta che il tasto viene premuto esso viene cortocircuitato.

10-5 Precauzioni di sicurezza

Il sistema migliore per evitare all'operatore del trasmettitore qualsiasi incidente, che potrebbe avere conseguenze assai gravi date le alte tensioni di alimentazione esistenti in un trasmettitore, consiste nell'eseguire le manovre necessarie con molta attenzione e dopo aver sempre ragionato su qualunque manovra da compiere, evitando, nei limiti del possibile, di eseguire manovre non necessarie. Però, siccome nessuno è infallibile e poichè la possibilità che avvengano incidenti viene fortemente ridotta se nel progetto del trasmettitore vengono tenute presenti alcune precauzioni, è opportuno dare notizia di tali precauzioni allo scopo di fornire una guida al costruttore e per mettere l'operatore in condizione di accertarsi se nel suo trasmettitore tali precauzioni siano state poste in atto.

Terre La massima protezione di un operatore si ha quando tutte le parti metalliche del pannello frontale di un trasmettitore e che possono venir toccate dall'operatore, sono poste al potenziale di terra. Queste parti metalliche comprendono, oltre a quelle più appariscenti, le viti per il fissaggio delle manopole; le viti di regolazione per la messa a zero degli strumenti indicatori; le custodie di tali strumenti, se costruite in metallo; le spine di inserzione degli strumenti indicatori; infine tutte le parti metalliche prospicienti il pannello frontale e che possono essere toccate dall'operatore o alle quali l'operatore possa avvicinarsi. Questo criterio deve essere applicato tanto nel caso in cui il pannello frontale del trasmettitore sia me-

tallico, quanto nel caso in cui sia di materiale isolante. E' necessario non fidarsi dell'isolamento delle custodie degli strumenti indicatori e di quello delle manopole di accordo del trasmettitore.

Il polo negativo dell'alta tensione di alimentazione anodica, il telaio e tutte le parti metalliche degli alimentatori debbono essere elettricamente collegati ad una presa di terra esterna, che può essere costituita dalla tubazione di acqua potabile. Il polo positivo di un eventuale alimentatore per la polarizzazione negativa delle griglie dei tubi va anch'esso collegato a terra.

Conduttori e componenti esterni Non è necessario ricorrere al tipo di costruzione — invero assai razionale — a pannelli e telaio di sostegno (« rack »), per assicurare all'operatore una protezione integrale da tutti i componenti e da tutti i collegamenti del trasmettitore. Con qualsiasi tipo di costruzione, purchè i telai di montaggio dei vari complessi siano in metallo, è possibile disporre opportune protezioni le quali, pur non impedendo la ventilazione degli organi del trasmettitore, evitano qualsiasi contatto accidentale con i conduttori e i componenti sottoposti ad alta tensione continua o alternata. Queste protezioni possono anche costituire una efficiente schermatura dei vari complessi costituenti il trasmettitore.

Se tutti gli organi del pannello frontale sono a potenziale di terra, (mediante un collegamento ad una terra esterna come ad es. una tubazione di acqua potabile) e se tutte le unità costituenti il trasmettitore sono efficacemente chiuse con coperchi di protezione, non vi sarà alcun pericolo di infortuni per l'operatore, eccetto che nel caso in cui questi acceda all'interno del trasmettitore per sostituire bobine, per eseguire neutralizzazioni, per mettere a punto gli accoppiamenti o per riparare eventuali guasti. Per eseguire senza pericolo tali operazioni sarà necessario che, prima che l'operatore tocchi qualunque organo interno del trasmettitore, vengano staccate tutte le tensioni di alimentazione del trasmettitore, evitando così, oltre al pericolo di incidenti, anche quello di cortocircuiti. Per ottenere ciò occorre inserire nel trasmettitore opportuni dispositivi che azionino l'interruttorre principale di alimentazione e adottare segnalazioni luminose di sicurezza.

Sistema di sicurezza con segnalazioni e interruttori combinati Si dovrà sempre usare il sistema di segnalare con una lampadina spia rossa i circuiti che in quel momento sono accesi, anche se tale sistema di segnalazione può nuocere all'estetica del trasmettitore. Quando però la lampadina rossa non è accesa non si può essere certi che i circuiti non siano sotto tensione, poichè può avvenire che la lampadina si sia bruciata e che perciò, pur essendo i circuiti in tensione, non si abbia segnalazione da parte della lampadina. Dunque la segnalazione con lampadina non dà molta sicurezza.

Affinchè l'operatore possa maneggiare le bobine del circuito accordato anodico del trasmettitore con assoluta sicurezza, e cioè senza alcun pericolo di scosse elettriche, eccettuate quelle dovute alla carica dei condensatori di filtro (vedansi però anche i suggerimenti per eliminare tale pericolo), è sufficiente aggiungere un circuito similare a quella della figu-

ra 12. Esso và posto nelle immediate vicinanze del punto in cui la tensione alternata di alimentazione di rete entra nell'apparato (preferibilmente sul retro di questo) e deve essere situato in maniera che risulti inaccessibile ai bambini. E' da tener presente che questo dispositivo interrompe entrambi i conduttori di linea: un dispositivo che ne interrompesse soltanto uno non può dare una completa sicurezza, dato che il primario del trasformatore potrebbe accidentalmente venirsi a chiudere sul polo della rete rimasto collegato e su un accidentale contatto a terra. Perciò mentre la semplice interruzione di uno dei due conduttori di linea è sufficiente ad accendere o spegnere il trasmettitore, qualora invece l'operatore dovesse lavorare attorno ai conduttori di linea nel trasmettitore sarà necessario interrompere entrambi tali conduttori. Nel caso dovessero essere eseguiti piccoli lavori di riparazione e di manutenzione di un trasmettitore, è sufficiente porre l'interruttore generale su « neutro » ossia servirsi dell'interruttore generale del trasmettitore per staccare questo dalla rete. Qualora invece fosse previsto un lungo periodo di inattività del trasmettitore, sarà meglio staccarne completamente il cavo di alimentazione.

Qualora si dovesse riscontrare la necessità di lavorare attorno ad organi interni del trasmettitore o anche soltanto di cambiarne le bobine, occorre azionare l'interruttore in modo che si accenda la luce verde che indica cessazione del pericolo. Essa sarà normalmente ottenuta con una lampadina alimentata a 6,3 V, del tipo di quelle impiegate come spia, e sarà posta o dentro una gemma in vetro verde oppure, più semplicemente, sarà verniciata con lacca verde. Sarà conveniente che di queste lampadine ne vengano predisposte due: una sul pannello frontale del trasmettitore e l'altra dentro il trasmettitore, in posizione tale da essere facilmente visibile quando l'operatore si accinge ad eseguire la sostituzione delle bobine o comunque quando accede all'interno del trasmettitore per eseguire riparazioni o messe a punto.

Per avere una sicurezza assoluta occorre abbedire alla seguente norma: « non si deve eseguire alcun lavoro nel trasmettitore o comunque non si deve accedere all'interno di esso se non quando le lampadine spia verdi sono accese ».

Per evitare qualunque equivoco è necessario che nel trasmettitore non venga impiegata nessun'altra luce verde: qualora si volesse una segnalazione che indichi se i filamenti dei tubi sono accesi, si usi una gemma di colore ambra e non verde.

Anche se l'interruttore principale è in posizione tale da non poter essere toccato dai bambini, si consiglia di porre, in maniera evidente, un cartello scritto con caratteri grandi con la dicitura « da non toccare assolutamente » sul coperchio dell'interruttore, in modo da assicurarsi ulteriormente contro le erronee manovre che possano venir compiute per disattenzione.

Un'altra soluzione consiste nel porre l'interruttore generale sul tavolo dell'operatore, dalla parte opposta di dove l'operatore si siede, e fuori vista rispetto all'operatore, in modo che questi, per azionarlo, debba recarsi deliberatamente dietro il tavolo. Questa soluzione però può essere attuata solo nel caso in cui i bambini non abbiano accesso al locale.

Resistenze zavorra di sicurezza I condensatori filtro di buona qualità mantengono la loro carica per un certo tempo e quando la tensione supera i 1000 V., avvicinarsi ad un condensatore carico da 4μF è altrettanto pericoloso quanto avvicinarsi ad un alimentatore di alta tensione in funzione. In molti alimentatori sono impiegate resistenze zavorra che hanno lo scopo di migliorare la costanza della tensione al variare della corrente assorbita, ma tali resistenze sono generalmente costruite a filo e poichè esse possono interrompersi, apparentemente senza alcun motivo, è consigliabile impiegare assieme ad esse, resistenze zavorra ausiliarie di sicurezza, da montare in derivazione con quelle di forte carico.

Le resistenze a grafite non sopportano una forte dissipazione ed inoltre spesso esse cambiano di valore gradatamente nel tempo. Però se la loro dissipazione viene mantenuta entro determinati limiti, le variazioni di resistenza risultano di poca entità.

Per essere sicuri che le resistenze a forte carico e le resistenze zavorra a grafite poste in derivazione su esse abbiano eseguita la scarica dei condensatori è opportuno, ai fini della sicurezza personale (ed è utile ai fini del controllo delle resistenze) dopo aver spento l'alimentatore, porre in cortocircuito le due armature dei condensatori a mezzo di un giravite con manico fortemente isolato. Però questa manovra può essere fonte di incidenti e di gravi inconvenienti.

Quando sui condensatori si derivano resistenze zavorra ausiliarie a grafite, che siano poste a loro volta in derivazione su resistenze zavorra a filo, si potrà essere virtualmente sicuri anche se i condensatori siano sottoposti ad una tensione di lavoro, erogata dagli alimentatori, uguale o superiore a 1000 V. Per ogni 500 V. di tensione si consiglia di inserire una resistenza a grafite da 500.000 Ω, 1 W. La corrente di dissipazione sarà trascurabile (1 mA) e ogni resistenza dissiperà soltanto 0,5 W. In queste condizioni si può ritenere che le resistenze dureranno per un tempo pressocchè infinito e il loro valore si manterrà pressocchè inalterato. Così, per una tensione di 1500 V erogata dall'alimentatore, si collegheranno tre resistenze da 500.000 Ω in serie fra loro. Qualora la tensione dovesse essere superiore ad un multiplo intero di 500 V, si agirà come se essa fosse di valore immediatamente superiore: per esempio una tensione di 1800 V verrà considerata come se fosse da 2000 V e verranno impiegate quattro resistenze da 500.000 Ω in serie fra loro.

Non si deve mai ridurre il numero delle resistenze usando resistenze di valore ohmico maggiore poichè non si deve mai oltrepassare la tensione di 500 V. fra un reoforo e l'altro di ogni resistenza.

Qualora una resistenza zavorra a filo, di forte carico, dovesse interrompersi, occorrerà attendere parecchi secondi perchè le resistenze ausiliarie a grafite eseguano la scarica dei condensatori, dato l'elevato valore resistivo delle resistenze a grafite che vengono impiegate. Perciò in ogni caso è opportuno attendere un certo tempo, dai 10 ai 15 secondi, da quando è stato spento l'alimentatore di alta tensione anodica, prima di iniziare qualunque lavoro dentro il trasmettitore.

Regolazioni sotto tensione Molti radioamatori ritengono che sia pressocchè impossibile eseguire alcu-

ne messe a punto, come ad esempio la neutralizzazione, la regolazione dell'accoppiamento, etc. senza che il trasmettitore sia in funzione. La miglior cosa da fare sarebbe di eseguire tutte le manovre di neutralizzazione e di regolazione degli accoppiamenti, a mezzo di opportuni comandi posti sul pannello del trasmettitore e collegati agli organi da regolare mediante giunti flessibili interrotti, in un punto intermedio, da un organo di collegamento meccanico che però sia elettricamente isolante, in modo che l'alberino di comando sul pannello possa essere collegato alla massa del trasmettitore.

Se la particolare costruzione di un trasmettitore non consentisse di eseguire nel modo anzidetto le varie regolazioni, e se l'operatore non intendesse eseguire le varie messe a punto azionando l'interruttore principale prima di regolare qualunque organo (e cioè seguendo la seguente procedura: accendere l'interruttore generale - fare la lettura - spegnere l'interruttore generale - eseguire la regolazione e così via) l'operatore potrà proteggersi usando un lungo bastoncino di materiale isolante, da 10÷15 mm di diametro, preventivamente ben pulito per evitare qualunque conducibilità superficiale dovuta a sporcizia etc.

Se l'operatore è pratico nell'impiego di lampade luminescenti come indicatrici di risonanza o di neutralizzazione, egli potrà eseguire una spira in cima ad un bastoncino di materiale isolante e chiudere questa spira sulla lampada luminescente.

Dispositivi di sicurezza La tendenza moderna di costruire i trasmettitori dentro custodie in lamiera di ferro può dar luogo ad infortuni mortali se non vengono attuate particolari misure di sicurezza. Anche quando si usa il dispositivo di segnalazione delle interruzioni, mostrato in figura 12, è necessario che nessuna persona, che non sia pratica del trasmettitore, entri in contatto con i circuiti più pericolisi, che sono quelli sottoposti ad alta tensione.

E' quindi molto prudente che il trasmettitore, ogni qualvolta sia possibile, venga completamente racchiuso in una custodia metallica o in un armadio metallico e che tutti gli sportelli o coperchi di ingresso al trasmettitore siano muniti di dispositivi di sicurezza (tutti i dispositivi di sicurezza dovranno essere sempre collegati in serie) in modo che l'alta tensione venga staccata tutte le volte che viene aperto un coperchio o uno sportello.

Per alta tensione intendiamo qualunque tensione superiore a 150 V, sebbene sia possibile avere seri incidenti anche con tensioni inferiori a 150 V, in circostanze però particolari. Poichè il più delle volte le tensioni anodiche di alimentazione e le tensioni di polarizzazione di griglia sono maggiori del limite di 150 V, occorrerà che tanto le une quanto le altre vengano disinserite non appeno viene azionato un dispositivo di sicurezza.

10-6 Manipolazione telegrafica dei trasmettitori

L'onda portante di un trasmettitore funzionante in telegrafia ad onde persistenti non modulate deve venire interrotta per formare i punti e le linee che costituiscono i segnali telegrafici. L'onda portante è di ampiezza costante quando

il tasto è premuto ed è completamente nulla quando il tasto è rilasciato. Quando viene effettuata una trasmissione telegrafica, si può considerare che l'onda portante venga modulata dalla manipolazione. Se il passaggio dalla condizione di potenza di uscita nulla, con tasto alzato, alla potenza di uscita massima, con tasto abbassato, e viceversa, avviene ad un ritmo molto veloce, gli impulsi rettangolari che formano i punti e le linee danno luogo alla formazione di componenti a radiofrequenza che coprono una banda di frequenze piuttosto ampia attorno a quella dell'onda portante. Queste frequenze, che costituiscono vere e proprie bande laterali, si manifestano in ricesione con un disturbo costituito da un colpo o « click ».

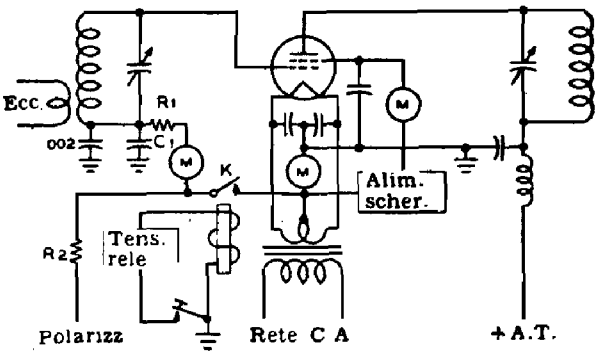


Figura 14.
CIRCUITO DI MANIPOLAZIONE AD INTERDIZIONE DI GRIGLIA
La tensione di polarizzazione negativa di griglia deve essere tale da portare in interdizione la corrente anodica dello stadio amplificatore quando è presente la tensione di eccitazione. La resistenza R_1 dovrà avere il valore della normale resistenza di polarizzazione per corrente di griglia di quel certo tubo amplificatore. I valori di R_2 e C_1 saranno regolati in modo da ottenere una corretta manipolazione.

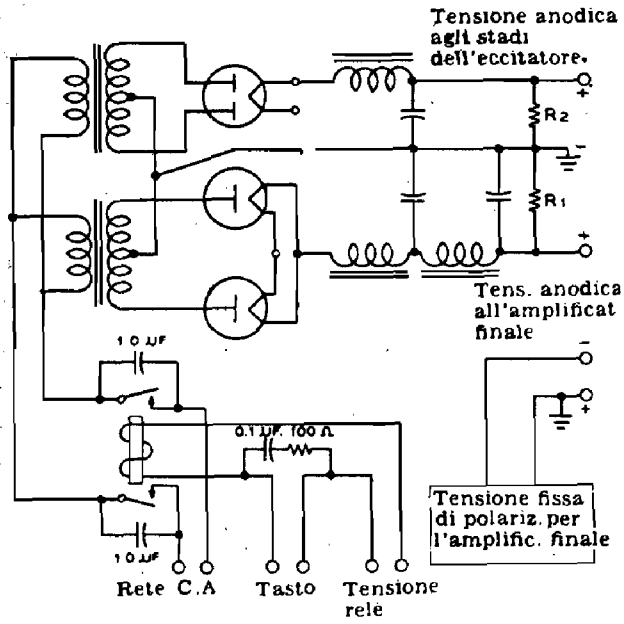


Figura 13.
CIRCUITO PERFEZIONATO PER LA MANIPOLAZIONE SUL PRIMARIO
Se il sistema illustrato qui sopra viene usato correttamente, sarà possibile ottenere una eccellente manipolazione sul primario senza gravi ritardi di manipolazione. Le caratteristiche del circuito sono dettagliatamente descritte nel testo.

Vi sono due sistemi generali per eseguire una trasmissione telegrafica ad onde persistenti non modulate: essi sono o quello basato sulla manipolazione sull'eccitatore o quello con il quale viene manovrata la tensione di alimentazione anodica dello stadio finale a radiofrequenza del trasmettitore. La manipolazione sul eccitatore può essere eseguita in diverse maniere quali: la manipolazione sull'oscillatore a quarzo; la manipolazione sullo stadio separatore; la manipolazione per interdizione di griglia. Con tutti questi sistemi, la tensione anodica viene lasciata permanentemente inserita nello stadio finale.

Eliminazione del colpo di manipolazione L'eliminazione del colpo di manipolazione si ottiene facendo in modo che al circuito di antenna non arrivino ripidi fronti d'onda di aumento o diminuzione di potenza, ossia smussando gli inviluppi cor-

rispondenti ai vari segnali telegrafici trasmessi in modo da limitare l'ampiezza delle bande laterali ad un valore tale da non dare origine ad interferenze con i segnali esistenti sui canali adiacenti.

Questo sistema dovrebbe costituire un ostacolo per la rapidità della manipolazione, ma fortunatamente tale ostacolo è pressocchè inesistente quando la manipolazione telegrafica viene effettuata a mano. Vi sono però alcuni circuiti i quali, pur togliendo efficacemente i colpi di manipolazione, provocano un ritardo tale che i punti, per la loro brevità, possono risultare almeno parzialmente tagliati. Questi tagli rendono naturalmente molto difficile decifrare i messaggi telegrafici, specialmente se trasmessi a velocità notevole.

Scintille di contatto Qualunque scintilla che avvenga in un circuito elettrico produce interferenze e disturbi nei radioricevitori posti in vicinanza, a meno che particolari accorgimenti non vengano messi in atto. Anche le scintille che avvengono nel tasto di manipolazione telegrafica o nei relè provocano interferenze e disturbi, a meno che anche in questo caso non vengano attuati accorgimenti adeguati per evitarli.

Le interferenze e i disturbi provocati dalle scintille non sono in relazione alcuna con la frequenza di funzionamento del trasmettitore: i colpi prodotti non sono bande laterali di manipolazione ma invece sono dovuti alle scintille di contatto ed ai collegamenti ad esse associati, che funzionano come un vero e proprio trasmettitore aperiodico a scintilla.

I colpi provocati dalle scintille che avvengono nel tasto possono essere ridotti al minimo, limitando la entità della potenza manovrata dal tasto ed inoltre ponendo un condensatore di fuga a radiofrequenza da 0,002μF direttamente in derivazione sui terminali del tasto — quindi non sul trasmettitore —. Qualora ciò non fosse sufficiente, sarà opportuno inserire due impedenze a radiofrequenza sui collegamenti del tasto, nelle immediate vicinanze dei suoi terminali.

Le scintille dei relè, che normalmente vengono adibiti a manovrare potenze sensibilmente maggiori di quelle del tasto, possono non causare inconvenienti se i relè vengono racchiusi in scatole metalliche collegate a massa e se tutti i collegamenti ai relè, che entrano quindi nelle scatole, sono derivati verso massa con opportuni condensatori di fuga in vicinanza dei punti in cui essi entrano nelle scatole.

Qualora ciò non dovesse essere sufficiente, si otterranno buoni risultati inserendo adeguate impedenze a radiofrequenza su ogni collegamento che vada ai relè.

I colpi dovuti alle scintille di contatto non debbono essere confusi con quelli relativi alle bande laterali che hanno origine nella manipolazione. I primi, se non sono stati soppressi con opportuni filtraggi, saranno avvertibili su una ampia banda di radiofrequenza, però soltanto a breve distanza dal trasmettitore. I colpi dovuti alle bande laterali di manipolazione sono invece effettivamente irradiati dall'antenna del trasmettitore e possono essere ricevuti a grande distanza ma soltanto entro una stretta banda di frequenze attorno all'onda portante. La larghezza di questa banda di frequenze sarà di poche unità per cento, tanto da una parte come dall'altra rispetto all'onda portante.

Manipolazione sul primario Un sistema semplice per manipolare senza colpi, ottenendo risultati soddisfacenti in particolari applicazioni e in particolari condizioni, è quello della manipolazione sul primario.

Il tasto e i relè di manipolazione telegrafica vengono inseriti nell'avvolgimento primario del trasformatore di alta tensione anodica che alimenta l'amplificatore finale a radiofrequenza (e in alcuni casi uno o più stadi precedenti). Il ritardo determinato dal filtro di alimentazione anodica arrotonderà la manipolazione, riducendo a valori trascurabili le bande laterali di manipolazione. Però, se si fa uso di un alimentatore monofase fortemente filtrato, si avrà un ritardo molto forte con qualunque manipolazione, sia pure la più lenta e tale ritardo potrà causare gravi tagli nella trasmissione delle linee e specialmente dei punti. Tuttavia se il filtro della tensione di alimentazione anodica è del tipo passa-basso a varie sezioni che lavorino sulla loro impedenza caratteristica e se è stato progettato per una frequenza di taglio di circa 35-40 periodi, sarà possibile ottenere con esso una tensione di alimentazione anodica sufficientemente priva di componenti alternative ed inoltre eseguire sul filtro una manipolazione telegrafica chiara e a discreta velocità.

Qualora vengano prese le opportune precauzioni contro la radiazione delle scintille, questo tipo di manipolazione dà sempre risultati sicuri contro i colpi di manipolazione. Gli svantaggi che esso presenta sono:

1) la necessità di impiegare un relè per correnti forti, dimensionato in modo da evitare la bruciatura dei contatti;

2) la necessità di impiegare un circuito di filtro particolare per evitare il taglio dei segnali trasmessi.

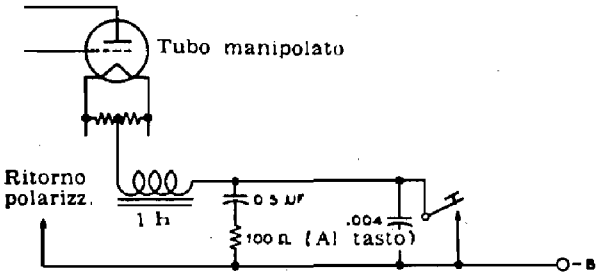


Figura 15.
MANIPOLAZIONE SULLA PRESA CENTRALE CON FILTRO ANTIDISTURBO
I valori sopra riportati vengono suggeriti come valori di partenza; potranno subire notevoli variazioni per ottenere la manipolazione migliore possibile in funzione dei vari tipi di tubi usati e delle differenti condizioni di lavoro. Si consiglia la sostituzione del tasto con un relè di manipolazione tutte le volte che ciò sia possibile.

Circuito perfezionato per eseguire la manipolazione sul primario La figura 13 illustra un tipo perfezionato di dispositivo di manipolazione sul primario, col quale si riduce fortemente il ritardo di manipolazione che invece si ha con il normale circuito di manipolazione sul primario. A prima vista il circuito sembra molto comune: però la differenza fra esso e i comuni circuiti di manipolazione sul primario sta nel fatto che la tensione anodica dell'eccitatore viene manipolata contemporaneamente alla tensione anodica dello stadio finale. Quest'ultimo è polarizzato negativamente a mezzo di un alimentatore che fornisce una tensione per la polarizzazione di griglia sufficiente ad interdire quasi la corrente anodica, alla tensione normale di lavoro degli anodi dello stadio finale. Sull'alimentatore anodico ad alta tensione dello stadio finale è derivata una re-

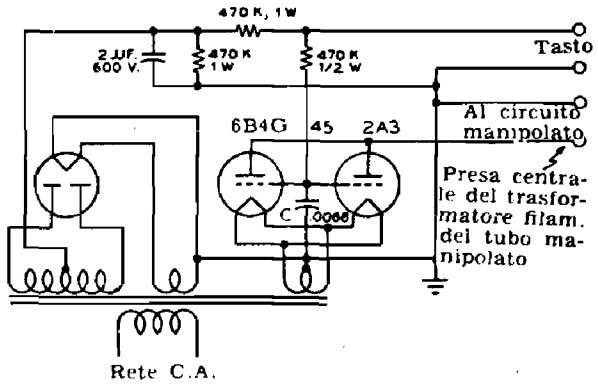


Figura 16.
MANIPOLAZIONE CON TUBO ELETTRONICO SULLA PRESA CENTRALE
In base al ritmo normale di manipolazione usato, potranno essere necessarie alcune modifiche sulla capacità di C per ottenere una manipolazione arrotondata e senza colpi o tagli.

sistenza zavorra di valore estremamente alto. Sull'alta tensione di alimentazione anodica dovrà essere impiegato un filtro dimensionato in modo da assicurare che il segnale trasmesso sia sufficientemente puro, ossia privo di modulazione di ampiezza dovuta alle componenti alternate residue. Invece il filtro sulla alta tensione di alimentazione anodica dell'eccitatore dovrà essere dimensionato in maniera da assicurare una manipolazione ad alta velocità senza pericolo di tagli. La resistenza R_1 dello schema elettrico di figura 13 dovrà essere di circa un megaohm per ogni 1000 V di tensione anodica. Ciò consente perciò di impiegare per questa resistenza quella che trovasi normalmente in serie con il voltmetro a corrente continua che misura l'alta tensione di alimentazione anodica. Un tale voltmetro è necessario ogni qualvolta un trasmettitore funzioni con una potenza di alimentazione anodica superiore ai 900 W.

La resistenza R_2 potrà essere la normale resistenza zavorra da 15.000 a 50.000 Ω, a seconda della tensione.

E' necessario dire qualcosa sulla sicurezza nel caso si usi una sola resistenza zavorra di alto valore resistivo posta in derivazione sull'alimentatore anodico ad alta tensione: occorrerà fare in modo che quando il comando del trasmettitore viene posto in una posizione diversa da quella corrispondente alla trasmissione telegrafica, risulti inserita sull'alimentatore anodico ad alta tensione una resistenza zavorra di valore relativamente basso (da 20.000 a 50.000 Ω), allo scopo di scaricare in un tempo relativamente breve i condensatori del circuito filtro.

Manipolazione per interdizione di griglia

La polarizzazione negativa di griglia di un amplificatore a radiofrequenza può venire aumentata, quando il tasto è alzato, fino ad un valore cui corrisponda una potenza di uscita nulla da parte del trasmettitore. La figura 14 illustra un circuito che adempie tale funzione, applicato ad uno stadio amplificatore con tetrodo a fascio elettronico. Con il circuito come quello della figura 14, il milliampermetro posto sul ritorno di catodo dell'amplificatore indicherà soltanto la corrente anodica dello stadio, meno la piccola corrente che passa attraverso la resistenza R_2 e attraverso il contatto del relè di manipolazione.

In un circuito del tipo di quello della figura 14, in derivazione al condensatore di fuga a radiofrequenza situato fra il circuito accordato di griglia e massa, andrà posto un condensatore a carta da 0,1µF o anche leggermente maggiore. Questo condensatore, che nella figura 14 è indicato con C_1, insieme con le due resistenze R_1 e R_2 serve a regolare la costante di tempo del circuito di mani-

polazione. La costante di tempo corrispondente alla momentanea chiusura del tasto di manipolazione viene determinata da C_1 ed R_1, ed in questo caso R_1 funziona anche come resistenza di polarizzazione per corrente di griglia dello stadio. La costante di tempo corrispondente alla momentanea apertura del tasto di manipolazione viene determinata da C_1 ed R_1 più R_2 in serie. Facendo in tal modo, si ottiene che la costante di tempo in fase di chiusura risulta più corta di quella in fase di apertura del tasto di manipolazione.

Manipolazione sull'oscillatore Un oscillatore a quarzo, stabile e di funzionamento sicuro, può essere manipolato, per eseguire la trasmissione in telegrafia con funzionamento in semiduplex-automatico, nei suoi circuiti e cioè anodico, catodico o di griglia schermo.

Supponendo che l'oscillatore a quarzo, considerato da solo, sia in grado di essere manipolato senza colpi di manipolazione, sarà invece probabile che vengano trasmesse notevoli bande laterali causate dal colpo di manipolazione, quando l'oscillatore sia seguito da vari stadi amplificatori fortemente pilotati. Un moltiplicatore di frequenza o un amplificatore in Classe C energicamente pilotato funziona quasi come uno stadio « spiaserie di tali stadi in cascata l'uno dopo natore » che tende a far divenire quadrato un inviluppo di segnali avente una forma curva. L'effetto risultante da una l'altro è sufficiente a far divenire a fronte ripido un inviluppo a forma molto raddolcita che venisse ottenuto dall'oscillatore, col risultato che si vengono così a formare colpi di manipolazione molto fastidiosi.

Oscillazioni parassite che accompagnano la manipolazione sull'oscillatore Quando la manipolazione viene eseguita sullo stadio oscillatore a quarzo oppure su un qualunque stadio che preceda lo amplificatore finale di potenza, gli stadi che seguono allo stadio manipolato debbono essere assolutamente stabili affinchè non si abbiano oscillazioni parassite oppure oscillazioni della frequenza di uscita che però non sono presenti quando l'eccitazione è nella fase ascendente e cioè all'inizio di ogni impulso di manipolazione. Questo tipo di oscillazione incrementa i colpi di manipolazione che diverranno perciò estremamente fastidiosi e che non possono essere eliminati da nessun tipo di filtro. In effetti un filtro in questo caso non potrà far altro che peggiorare la situazione.

Manipolazione sulla presa centrale Per manipolare un circuito, può venire aperto o chiuso il collegamento che dalla presa centrale del filamento di un tubo amplificatore a radiofrequenza o di un oscillatore va al polo negativo dell'alta tensione. Un tale sistema di manipolazione esegue quindi l'apertura o la chiusura del circuto della tensione anodica e contemporaneamente apre o chiude il circuito di ritorno della tensione di polarizzazione di griglia. A questo modo, il circuito di griglia viene interdetto nello stesso istante in cui il circuito della tensione anodica viene aperto, in maniera che non si avranno forti scintille sui contatti del tasto. Sfortunatamente questo metodo di manipolazione esegue contemporaneamente la applicazione delle tensioni al tubo, producendo in tal modo un grave colpo di manipolazione. Questo colpo

spesso può venire eliminato dal filtro per i disturbi di manipolazione, illustrato in figura 15.

Manipolazione sulla presa centrale con tubo elettronico Una variante del circuito di manipolazione sulla presa centrale illustrato dalla figura 15 e che ha lo scopo di non produrre virtualmente alcun colpo di manipolazione, è quello nel quale il tasto o il relè è sostituito da uno o più triodi a bassa resistenza, in derivazione fra loro, come è indicato in figura 16. Questi tubi agiscono come una resistenza di altissimo valore, quando ad essi viene applicata una tensione sufficiente ad ottenerne l'interdizione e come una resistenza di valore molto basso quando tale tensione di interdizione viene eliminata. La entità del ritardo, ossia dello smussamento dei fronti d'onda, può essere ottenuta con l'impiego di resistenze e capacità di opportuno valore, nel circuito di griglia del tubo (o dei tubi) manipolatore. Poichè nel tasto viene a generarsi una scintilla piccolissima, essendo molto piccola la potenza esistente nel circuito manipolato dal tasto, i disturbi causati da questa scintilla saranno di piccola entità e facilmente eliminabili.

Dovrà essere usato, per ogni 50 mA di corrente anodica dello stadio controllato, un tubo del tipo 45. Possono essere usati pure tubi tipo 6B4-G oppure 2A3 e il numero di essi andrà dimensionato in funzione di 1 tubo per ogni 80 mA di corrente anodica.

A causa della resistenza serie offerta dai tubi di manipolazione telegrafica, gli anodi dei tubi manipolati avranno una tensione da 30 a 60 V. inferiore rispetto alla tensione di alimentazione anodica. Questa tensione verrà ritrovata come tensione di polarizzazione catodica del tubo manipolato, supponendo che il ritorno del circuito catodico vada a massa e dovrà perciò essere tenuta in considerazione nel determinare le tensioni di polarizzazione di lavoro.

10-7 Funzionamento semiduplex automatico

Per gli operatori che hanno maggiore esperienza nelle comunicazioni in telegrafia ad onde persistenti non modulate, il sistema che dà i più soddisfacenti risultati nel collegamento fra le stazioni è quello col quale si realizza il funzionamento in semi-duplex automatico Questo funzionamento non è molto agevole da realizzare, però quanto occorra può essere realizzato acquistando i relativi componenti presso i rivenditori di materiale radiantistico. I componenti necessari per il funzionamento semi-duplex automatico non sono molto costosi, ma i circuiti indubbiamente complessi rendono necessario affrontare una certa spesa. Però questo tipo di funzionamento costituisce un motivo di orgoglio per l'operatore, poichè sono necessari una accurata esecuzione e una abile disposizione dei componenti e dei circuiti inerenti la stazione, per ottenere un buon funzionamento semi - duplex automatico. da trasmettitori di potenza media.

Requisiti del circuito manipolatore In primo luogo si può ritenere che la maggioranza dei trasmettitori di recente progetto, ed anche molti di quelli di progetto meno re-

cente, impiega un tubo di media potenza del tipo a tetrodo a fascio tanto come stadio finale quanto come eccitatore per lo stadio finale. Ed infatti i trasmettitori normalmente impiegano come tubo finale di potenza un tetrodo del tipo 2E26, 807, 814, 813, 4-65A, 4E27/257/B, 4-125A o di tipo similare, oppure uno di questi tubi viene impiegato come stadio eccitatore dello stadio finale.

Secondariamente si può stabilire che è consigliabile eseguire la manipolazione del trasmettitore agendo sullo stadio finale di uscita o sullo stadio immediatamente precedente a questo. Se si esegue la manipolazione su uno stadio a basso livello, seguito quindi da un certo numero di stadi amplificatori in Classe C in cascata, verranno a generarsi nell'uscita del trasmettitore forti transitori anche qualora lo stadio manipolato fornisca segnali aventi inviluppo molto arrotondato. In tali condizioni, come si è già detto, può accadere che prendano origine forti transitori anche quando i segnali che vengono inviati agli stadi successivi hanno forme di inviluppo tali da presentare quasi il taglio per quelli di più breve durata.

In terzo luogo, l'uscita dello stadio deve essere completamente nulla quando il tasto è alzato e la costante di tempo nella fase di aumento o di diminuzione dell'inviluppo dell'onda di manipolazione deve essere facilmente regolabile.

In quarto luogo deve essere possibile rendere approssimativamnte eguali le durate dei periodi ascendente e discendente dell'onda di manipolazione. Questo tipo di inviluppo per l'onda di manipolazione è il solo che possa essere usato in applicazioni commerciali ed è altresì quello consigliabile qualora si vogliano avere chiarezza e facile decifrabilità dei segnali nei collegamenti fra radiodilettanti.

In quinto luogo, è consigliabile che nel circuito di manipolazione non venga impiegato alcun relè, anche se lo stadio manipolato è di grande potenza.

Sesto: per ragioni di semplicità e sicurezza deve essere possibile collegare a massa la leva centrale del tasto ed inoltre tutto il circuito del tasto deve essere tale che se le dita dell'operatore venissero in contatto con qualunque parte del tasto l'operatore non debba sentire alcuna scossa elettrica. In altri termini il circuito del tasto deve dare completa sicurezza.

Per ultimo, deve essere possibile usare il circuito con un sistema di telegrafia automatica semi-duplex, in modo cioè che quando il tasto è alzato, il ricevitore non capti alcun segnale proveniente dal trasmettitore.

Tutti questi requisiti vengono soddisfatti con il circuito di manipolazione che verrà ora descritto. Il circuito stesso è stato impiegato in uno degli eccitatori descritti nel capitolo 21° e molte unità manipolatrici, come quelle illustrate dalle figure 17, 18 e 19, sono state costruite ed installate come parti aggiuntive di trasmettitori già esistenti.

Unità manipolatrice sulla tensione di griglia schermo

L'unità che descriviamo può essere usata quale manipolatrice sulla tensione di griglia schermo per uno qualunque dei tubi che sono stati elencati in precedenza. Inoltre questo tipo di circuito può essere usato nel progetto di unità manipolatrici per correnti ancora maggiori, in modo da poter eseguire la

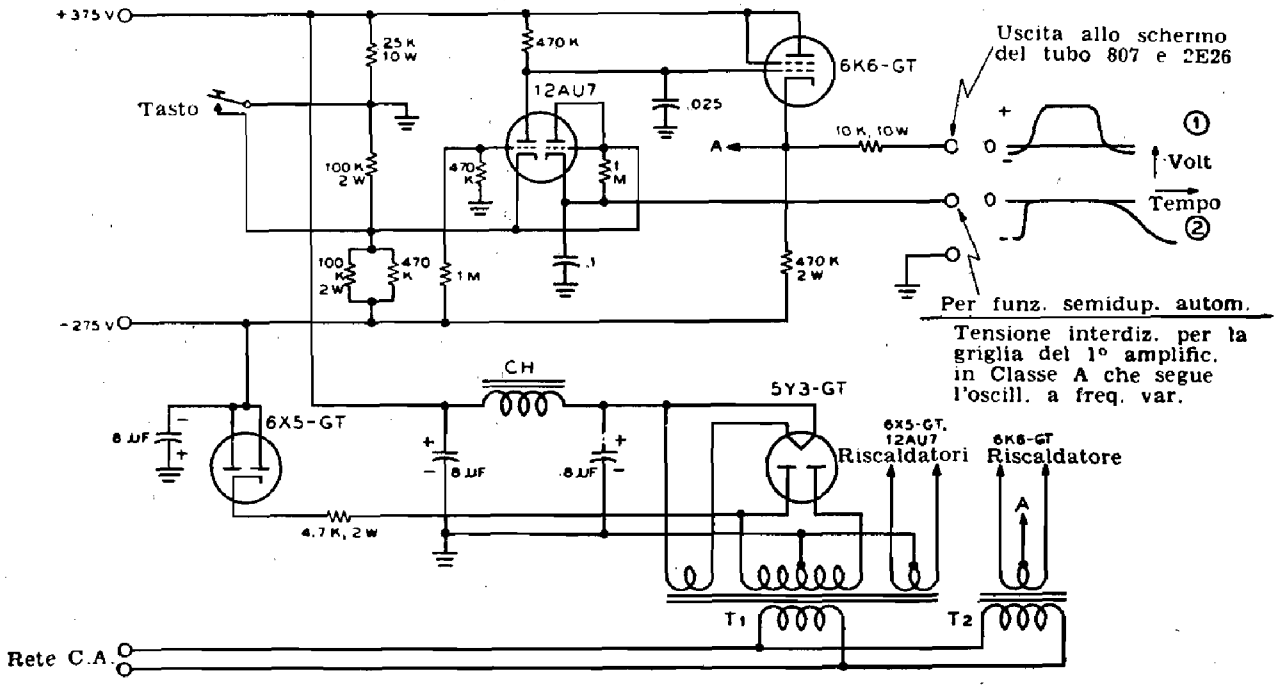


Figura 19.
SCHEMA ELETTRICO DELL' UNITA' MANIPOLATRICE

CH = piccola impendenza filtro da 40 o 50 mA
T_1 = 325 + 325 V/40 mA
5 V/3 A
6,3 V/2 A
T_2 = piccolo trasformatore di filamenti a 6,3 V

manipolazione sulla griglia schermo di stadi costituiti da tetrodi di forte potenza.

Le ragioni che fanno considerare la manipolazione su griglia schermo come il sistema migliore per manipolare un trasmettitore, sono:

1) con la manipolazione sulla tensione di griglia schermo di un tubo amplificatore è possibile controllare il circuito anodico di un tubo avente potenza relativamente elevata impiegando un circuito manipolatore adatto a tensioni e correnti relativamente limitate,

2) come si è detto precedentemente tanto lo stadio finale dei trasmettitori quanto lo stadio eccitatore fanno uso quasi sempre di tetrodi a fascio di media potenza. Potrebbe essere usato il circuito manipolatore ad interdizione di griglia, senonchè si avrebbero i seguenti inconvenienti: la forma d'onda dell'uscita di un trasmettitore, manipolato con il sistema ad interdizione di griglia, dipende dalle caratteristiche di eccitazione dello stadio e può variare ampiamente al variare delle bande di frequenza sulle quali il trasmettitore funziona, così come varia anche da un trasmettitore ad un altro; la tensione per la manipolazione ad interdizione di griglia varia ampiamente a seconda del modo con cui è alimentata la griglia schermo dello stadio: se la griglia schermo è alimentata in serie (per caduta su una resistenza), quando il tasto viene alzato la sua tensione raggiunge valori molto alti.

3) la manipolazione sulla griglia

schermo offre il pregio della uniformità delle caratteristiche di manipolazione dei vari trasmettitori, anche se questi siano stati progettati nelle maniere più disparate, poichè l'unità manipolatrice non solo esegue il comando della tensione di griglia schermo, ma addirittura fornisce la tensione di polarizzazione di griglia schermo per il tubo manipolato.

Il circuito del manipolatore Il manipolatore vero e proprio richiede l'impiego di due soli tubi: un amplificatore di corrente continua a doppio triodo (una metà del quale è usata nel circuito per la telegrafia automatica semiduplex e perciò — se si vuole — può essere eliminata) e di uno stadio ad uscita catodica.

Il manipolatore necessita di una tensione di alimentazione positiva di 375 o 400 V. e di una tensione di alimentazione negativa di 275 o 300 V.

L'erogazione di corrente da parte dell'alimentatore per la tensione positiva è soltanto leggermente maggiore di quella necessaria per la alimentazione della griglia schermo dello stadio manipolatore; l'erogazione di corrente da parte dell'alimentatore per la tensione negativa è inferiore a 5 mA.

L'unità manipolatrice comprende un semplice alimentatore per le due tensioni di alimentazione: quella positiva e quella negativa; l'eccitatore descritto nel Capitolo 21° e che impiega questo tipo di circuito manipolatore, non avrà alcun altro alimentatore per il manipolatore, ma avrà soltanto un alimentatore per le normali tensioni anodiche e di polarizzazione negativa di griglia pertinenti l'apparato stesso.

La caratteristica più saliente di questo circuito manipolatore consiste nell'uso di uno stadio ad uscita catodica. Un tale stadio presenta un eccellente funzionamento quando è usato come tubo regolatore in serie con la tensione di griglia schermo, poichè esso effettivamente opera come una resistenza in serie posta fra il circuito di alimentazione anodica e la griglia schermo, e il cui valore resistivo può venire variato entro una gamma di valori molto ampia.

Con il tasto premuto, la caduta di tensione sul tubo risulta minore di 100 V., mentre con il tasto alzato la caduta di tensione oltrepassa i 400 V.

Si noti che la caduta di tensione che si ha nel tubo ad uscita catodica quando il tasto è alzato oltrepassa il valore della tensione di alimentazione anodica del tubo ad uscita catodica. Ciò avviene per il fatto che il catodo di tale tubo è collegato, attraverso una resistenza di valore relativamente alto, al polo negativo della tensione a 275 V.

Funzionamento del manipolatore Allo scopo di porre il tubo ad uscita catodica in condizione di funzionare nella maniera voluta, il potenziale di griglia per detto tubo deve poter variare da un valore di circa — 100 V. corrispondente al tasto alzato, ad un valore solo leggermente inferiore alla tensione anodica di alimentazione, quando il tasto è abbassato. Sarà possibile ottenere queste variazioni di tensione con un relè di manipolazione e due circuiti a resistenza-capacità. Ma si è già detto come sia più conveniente eliminare il relè di manipolazione. Per eliminarlo occorrerà sostituirlo con un tubo elettronico funzionante come amplificatore di corrente continua.

La prima metà del tubo 12AU7 esegue appunto tale funzione nel circuito della figura 19.

Inoltre, mediante l'impiego di un tubo amplificatore di corrente continua, un lato del tasto potrà essere collegato alla massa e la tensione che si ha sul tasto quando questo è alzato, poichè è ottenuta attraverso una resistenza di valore molto alto, sarà tale che non potrà provocare alcun inconveniente anche nel caso in cui le dita dell'operatore toccassero il tasto.

L'amplificatore di corrente continua costituito dalla metà del tubo 12AU7, funziona al seguente modo: quando il tasto è alzato, la tensione sul contatto del tasto isolato rispetto alla massa risulta di — 110 V. Ma le resistenze da 1 MΩ e da 470.000 Ω che regolano la tensione di polarizzazione negativa di griglia del tubo 12AU7 tenderanno a portare la tensione di griglia a circa — 85 V. Ne deriverebbe quindi che la tensione di griglia risulterebbe positiva rispetto al catodo, ma ciò non può avvenire a causa dell'elevato valore della resistenza di polarizzazione di griglia. Quindi la tensione di griglia ha la tendenza ad essere superiore alla tensione di catodo, ma poichè si ha corrente di griglia, la sua tensione risulta solo leggermente positiva rispetto alla tensione di catodo.

Quando la griglia dell'amplificatore di corrente continua è percorsa da una leggera corrente, il tubo assume la condizione di massima conduttività, limitata naturalmente dal massimo valore che la corrente catodo-anodo può assumere. Poichè la tensione anodica è applicata al tubo tramite una resistenza di valore relativamente alto (470.000 Ω) e poichè la resistenza interna del tubo è relativamente bassa, l'anodo della metà del tubo 12AU7 verrà ad assumere una tensione, rispetto al catodo, positiva di soli 20 V circa. Perciò l' anodo del triodo 12AU7 lavorerà ad una tensione, rispetto a massa, di 90 V. negativi.

L'anodo dell'amplificatore di corrente continua è collegato direttamente alla griglia dello stadio ad uscita catodica. Perciò la griglia controllo del tubo 6K6 GT ad uscita catodica risulta ad un potenziale di circa — 90 V rispetto a massa, e poichè la corrente di catodo è molto bassa, il tubo è sostanzialmente in interdizione. Dunque la tensione di catodo, con tasto alzato, è ad un valore di circa — 35 V. Questa è la tensione che viene inviata alla griglia schermo del tubo a radiofrequenza manipolato.

Quando il tasto viene abbassato ha origine la seguente serie di eventi: il catodo della metà del tubo 12AU7 viene collegato a massa e poichè la griglia di questo tubo è ora ad un potenziale di — 85 V., viene completamente ad annullarsi la corrente che circola nel tubo. Allora il condensatore da 0,025μF, posto fra anodo e massa, si viene a caricare, con legge esponenziale, attraverso la resistenza da 470.000 Ω derivata dalla tensione di alimentazione anodica. La tensione di griglia del tubo 6K6 GT aumenta lentamente, seguita a sua volta dalla tensione catodica.

La tensione di catodo, che al momento in cui il tasto venne abbassato era di — 35 V., raggiunge un potenziale da 275 a 350 V., a seconda della corrente di schermo assorbita dallo stadio a radiofrequenza manipolato. La resistenza da 10.000 Ω, che nel circuito è rappresentata in serie con il collegamento di uscita del tubo 6K6 GT, ha lo scopo di limi-

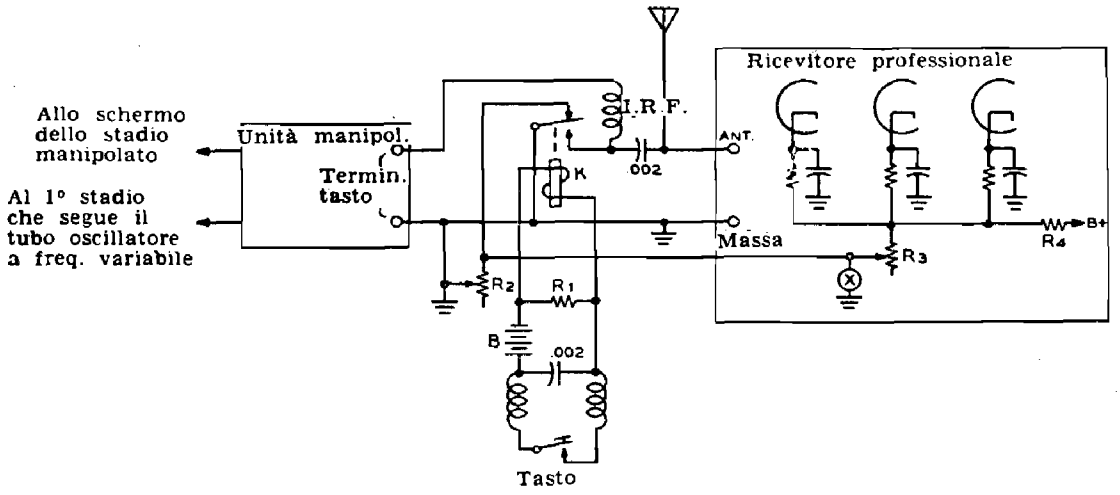


Figura 20.
SCHEMA ELETTRICO DEL SISTEMA SEMIDUPLEX AUTOMATICO

R_1 = 330Ω1/2 W
R_2 = 100.000Ωpotenziometro
R_3 = regolatore manuale di sensibilità interno al ricevitore
R_4 = Resistenza verso la tensione positiva, interna al ricevitore
K = relè ultrarapido a 6 V
B = batteria a secco a 6 V
IRF = impedenza a radiofrequenza adatta alla banda in uso. Si noti che le impedenze a radiofrequenza sono collegate in serie coi terminali del tasto
X = punto in cui il ritorno di massa del regolatore manuale di sensibilità interno al ricevitore viene staccato per essere connesso ad un circuito esterno.

tare il valore massimo di tensione che la griglia schermo può raggiungere, e quindi di limitare la corrente di griglia schermo dello stadio a radiofrequenza manipolato. Questa resistenza può essere eliminata nel caso che vengano impiegati tubi di maggiore potenza, oppure può essere di valore maggiore qualora nell'amplificatore a radiofrequenza si faccia uso di un tubo avente una corrente di griglia schermo minore.

Quando il tasto viene rilasciato, il condensatore da 0,025μF viene a scaricarsi per effetto della corrente del triodo 12AU7 e della corrente che passa attraverso la resistenza posta fra il catodo di tale triodo e il polo negativo della tensione a 275 V. Sicchè la tensione di catodo del tubo 6K6 GT ad uscita catodica diminuisce lentamente fino a raggiungere il valore di regime di — 35 V corrispondente al tasto alzato.

Variazioni della costante di tempo

La costante di tempo dell'onda di manipolazione è determinata dai valori delle resistenze dei circuiti anodico e catodico della metà del tubo 12AU7 in funzione del valore del condensatore posto fra l'anodo del tubo 12AU7 e massa. Si otterrà una manipolazione a fronti più ripidi, diminuendo il valore di tale capacità, mentre se si vuole una manipolazione più arrotondata occorrerà aumentare il valore della capacità fino ad oltre 0,025μF. Il valore che è stato adottato nel circuito della figura 19 è stato riscontrato come soddisfacente per il normale servizio con manipolazione a ritmo usuale, mentre con manipolazione semiautomatica si otterranno risultati buoni con un condensatore da 6800μμF.

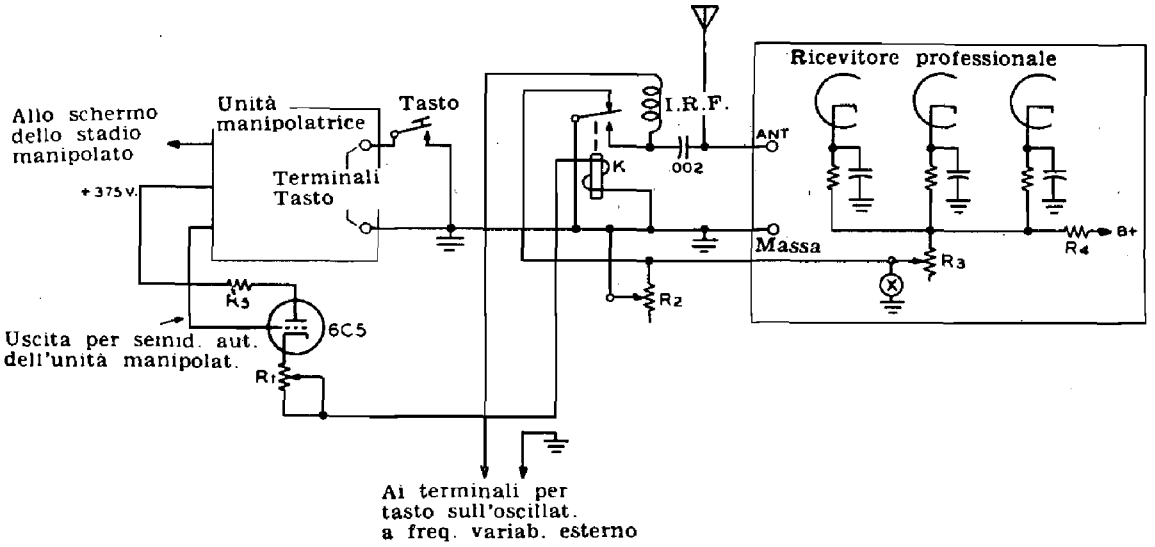


Figura 21.

ALTRA VERSIONE DEL SISTEMA SEMIDUPLEX AUTOMATICO

R_1 = potenziometro a filo da 10.000Ω
R_2 R_3 R_4 = come in figura 20
R_5 = resistenza da 3300Ω2 W
IRF = impedenza a radiofrequenza adatta alla banda impiegata
K = relè ultrarapido a 18 V.

Interdizione della corrente anodica nello stadio manipolato

L'esperienza acquisita sui circuiti di manipolazione su griglia schermo, ha mostrato che anche se si fa cadere a zero la tensione di griglia schermo, la corrente anodica dello stadio manipolato non si annulla completamente. Ciò si verifica con la quasi totalità dei tetrodi a fascio. Però quando la tensione della griglia schermo viene portata fino a — 35 V (tensione in posizione di tasto alzato), si è constatato che la corrente anodica diviene completamente nulla per tutti i tipi di tubo finora sperimentati.

E' per tale motivo che nel circuito della figura 19 si è fatto in modo che, quando il tasto viene alzato, la tensione di griglia schermo raggiunge un certo valore negativo anzichè zero.

Il circuito di interdizione dell'eccitatore

Incluso nella unità manipolatrice vi è anche un circuito atto a fornire la tensione di interdizione per gli stadi a basso livello della unità eccitatrice. Qualora si voglia funzionare in telegrafia in semiduplex automatico, la procedura normale consiste nell'applicare la tensione di interdizione al ritorno di griglia dello stadio amplificatore in Classe A che segue all'oscillatore a frequenza variabile. Questo circuito di interdizione dell'eccitatore fa parte dell'eccitatore con tubo 70 E - 8/2 E 26 descritto nel Capitolo 21°.

Il circuito di interdizione richiede soltanto un diodo, una resistenza e una capacità. Nell'unità manipolatrice illustrata, il diodo è costituito dalla seconda metà del tubo 12AU7 (la cui prima metà funziona da amplificatore di corrente

continua) nella quale la griglia e l'anodo sono collegati insieme.

La forma d'onda della tensione di interdizione dell'eccitatore è illustrata in (2) nella figura 19. Con il tasto alzato, tanto il catodo quanto l'anodo del diodo sono a potenziale uguale a quello del contatto del tasto isolato da terra, ossia approssimativamente a — 100 V.

Quando il tasto viene chiuso, l'anodo del diodo viene collegato a massa. Una forte corrente attraverserà il diodo, scaricando rapidamente il condensatore da 0,1μF. Questa scarica rapida fino alla tensione zero, produce un fronte ripido nell'onda di interdizione dell'eccitatore. Perciò lo stadio eccitatore si pone in funzione rapidamente, ma il transitorio che si genera con questa forma d'onda a fronte ripido si esaurisce prima ancora che incominci ad essere erogata energia dallo stadio manipolato. In altri termini la forma d'onda della manipolazione comincia a discendere dopo che sia arrivata l'onda di tensione che sblocca l'eccitatore per formare i vari segnali telegrafici.

Quando il tasto viene rilasciato, l'anodo del diodo immediatamente discende al potenziale di — 110 V del tasto, e l'onda di manipolazione (che ha la forma (1) della figura 19), interdice l'uscita del trasmettitore. Ma la forma d'onda della tensione di interdizione discende più lentamente poichè il condensatore da 0,1μF deve ora scaricarsi sulla resistenza da 1 MΩ. Quindi, in corrispondenza alla « rottura » di ogni segnale, la forma d'onda della manipolazione è compresa dentro la forma d'onda della tensione di interdizione. Perciò, per quanto concerne lo stadio di uscita del trasmettitore, l'eccitatore funziona per tutto il tempo in cui il tasto rimane chiuso, mentre ne cessa il funzionamento quando questo viene aperto. Ma ascoltando nel ricevitore si può sentire che l'arresto dell'eccitatore avviene una frazione di secondo dopo che l'ultima parte del segnale sia stata trasmessa. Pertanto quando la manipolazione avviene con un ritmo rapido e costante, il ricevitore sentirà l'eccitatore funzionare in permanenza. Ma con trasmissioni effettuate a ritmo lento, oppure se si interrompe brevemente una trasmissione effettuata con ritmo rapido, potranno essere sentiti nel ricevitore, sulla stessa frequenza di lavoro del trasmettitore, entrambi i segnali: quello dell'eccitatore e quello dello stadio finale.

Uso del manipolatore in un sistema completo di telegrafia semiduplex automatica

Usando l'unità manipolatrice descritta poco sopra è possibile manipolare il trasmettitore senza colpi o « cinguettii » ed essere inoltre in grado di ricevere segnali ogni qualvolta il tasto viene rilasciato. Ma per un completo collegamento semiduplex automatico vi sono altre tre funzioni che il sistema di manipolazione deve essere in grado di adempiere.

Queste sono:

1) chiudere in cortocircuito l'entrata del ricevitore ogni qualvolta il tasto venga abbassato;

2) interdire automaticamente l'uscita del ricevitore quando il tasto viene alzato;

3) eseguire il comando automatico delle alte tensioni di alimentazione del trasmettitore.

Questi tre ulteriori requisiti, che completano un sistema di manipolazione

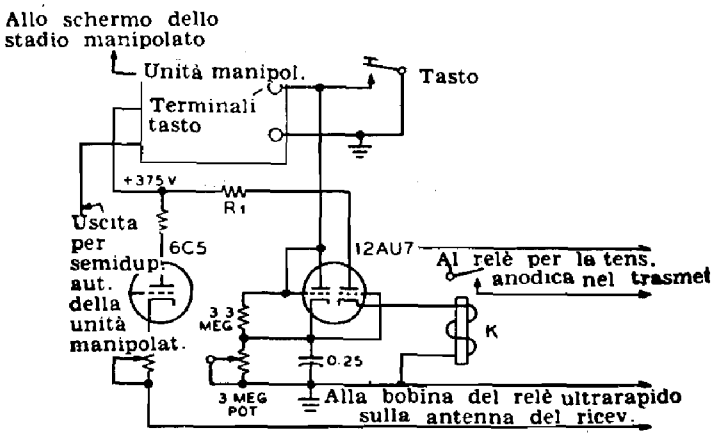


Figura 22.
ALTRA VERSIONE DEL CIRCUITO PER IL COMANDO AUTOMATICO DI ALIMENTAZIONE

Questo circuito è una variante di quello della figura 21, con aggiunto il comando automatico di alimentazione. I valori per gli elementi del circuito che non portano alcuna indicazione, sono gli stessi di quelli di figura 21.

R_1 = Resistenza da 4700Ω 2 W. Saranno necessarie alcune modifiche al valore di questa resistenza per correggere il tempo di azione del relè di comando di alimentazione, K. L'azione di questo relè può essere resa veloce, se necessario, ponendo sulla resistenza R_1 un condensatore elettrolitico da 20μF—250 V.

K = relè da 2500Ω ad 1 contatto in chiusura.

per collegamento semiduplex automatico, verranno discussi uno alla volta.

Primo: è normalmente necessario cortocircuitare l'entrata di antenna del ricevitore quando è in funzione un trasmettitore di alta potenza, anche se viene impiegata per il ricevitore una antenna diversa da quella del trasmettitore. Se l'entrata del ricevitore non fosse cortocircuitata per tutto il tempo in cui il tasto è abbassato, vi sarebbe la possibilità di danneggiare il ricevitore in conseguenza del forte segnale captato dalla antenna del ricevitore. Inoltre, probabilmente, avverrebbe che il ricevitore sarebbe bloccato per ancora parecchi secondi dopo che sia stato trasmesso l'ultimo segnale.

Secondo: l'interdizione del ricevitore in corrispondenza alla manipolazione del trasmettitore è conveniente per evitare di sentire colpi molto forti nella cuffia o in altoparlante, dovuti alla manipolazione.

L'azione di interdizione può essere ottenuta mediante una unità esterna o può essere eseguita polarizzando in interdizione il ricevitore, agendo su un qualche particolare punto del circuito. Ad esempio, nel ricevitore Collins 75-A è stato aggiunto , nel circuito di rivelazione, un apposito dispositivo per eseguire tale azione di interdizione.

Terzo: il comando automatico delle alte tensioni di alimentazione del trasmettitore nei sistemi semiduplex automatici, è un requisito conveniente specialmente qualora il trasmettitore sia di forte potenza. Con l'uso di un sistema come quello illustrato nella figura 11 è necessario soltanto toccare il tasto per inserire tutti gli alimentatori del trasmettitore. Gli alimentatori rimangono poi in funzione per tutto il tempo in cui l' operatore trasmette con regolarità. Quando però l'operatore si ferma per un breve periodo di tempo (il periodo è normalmente regolabile da una frazione di secondo fino a 10-15 secondi) gli alimentatori automaticamente si disinseriscono.

Cortocircuitazione dei terminali di antenna del ricevitore

I ricevitori BC 312 e BC 342 contengono entrambi un relè per eseguire la cortocircuitazione dell'ingresso di antenna al ricevitore quando si esegue la manipolazione del trasmettitore. Questo relè, che è predisposto per funzionare con una tensione di eccita-

zione di 12 V in corrente continua, può essere inserito nel circuito di manipolazione telegrafica in maniera tale che esso risulti eccitato quando il tasto viene abbassato. La bobina di eccitazione del relè fa capo al terminale J della presa grande posta sul pannello frontale del ricevitore e su un polo del commutatore a scatto rapido per il passaggio dalla trasmissione alla ricezione, che trovasi sulla parte interna del pannello frontale.

Sistemi completi di funzionamento semiduplex automatico

Nelle figure 20 e 21 sono rappresentate due versioni di una disposizione circuitale che esegue il funzionamento semiduplex automatico. Questi circuiti sono sostanzialmente analoghi, ma offrono caratteristiche differenti e sono previsti per essere impiegati con tipi differenti di circuiti oscillatori a frequenza variabile.

Il circuito della figura 20 è più indicato all'uso con un oscillatore a frequenza variabile autocostruito, nel quale è conveniente inserirlo sul ritorno di griglia del primo stadio che segue al tubo oscillatore. In questo caso la tensione di interdizione dell'eccitatore viene inviata al primo stadio a radiofrequenza, mentre su uno degli stadi di forte potenza del trasmettitore viene eseguita la manipolazione sulla griglia schermo, a mezzo della unità manipolatrice il cui schema è stato dato in figura 19.

Una notevole aggiunta che si è eseguita in questo circuito consiste nell'uso di un relè ultrarapido che esegue un certo numero di funzioni contemporanee alla manipolazione del trasmettitore.

Questo relè viene azionato direttamente dal tasto mediante l'ausilio di una piccola tensione fornita da una batteria da 6 V. Il relè assorbe circa 40 mA, sicchè la durata della batteria sarà molto lunga.

Quando il tasto è alzato, il relè è diseccitato e il ricevitore funziona regolarmente. Quando il tasto viene abbassato, avviene che il contatto mobile del relè apre il circuito che rende muto il ricevitore. Questo circuito può venire inserito nel ricevitore professionale semplicemente isolando da massa il ritorno del regolatore di sensibilità a radio e a media frequenza del ricevitore e portando esternamente al ricevitore il collegamento che originariamente, da questo reoforo del potenziometro regolatore di sensibilità, andava a massa. Il potenziometro R_2, che può essere montato esternamente al ricevitore, verrà regolato sul punto nel quale la sensibilità del ricevitore si riduce ad un valore molto basso quando il circuito silenziatore è in funzione. Successivamente, quando il contatto mobile del relè ultrarapido tocca il contatto posteriore (in un tempo di circa un millesimo di secondo dopo che il tasto sia stato chiuso) l'antenna ricevente risulterà cortocircuitata a massa. Risulta da ciò evidente che il ricevitore viene silenziato e la sua antenna viene cortocircuitata a massa prima che avvenga emissione di segnale da parte del trasmettitore. Ma quando il tasto viene rilasciato, il ricevitore viene rimesso in funzione quasi nello stesso istante in cui il segnale dal trasmettitore diviene nullo. Quindi con l'uso di questo circuito si può avere un forte colpo nella cuffia ogni qualvolta il tasto viene rilasciato. Tuttavia, regolando opportunamente il valore di R_2 e spesso aggiungendo un condensatore di capacità relativamente grande fra massa

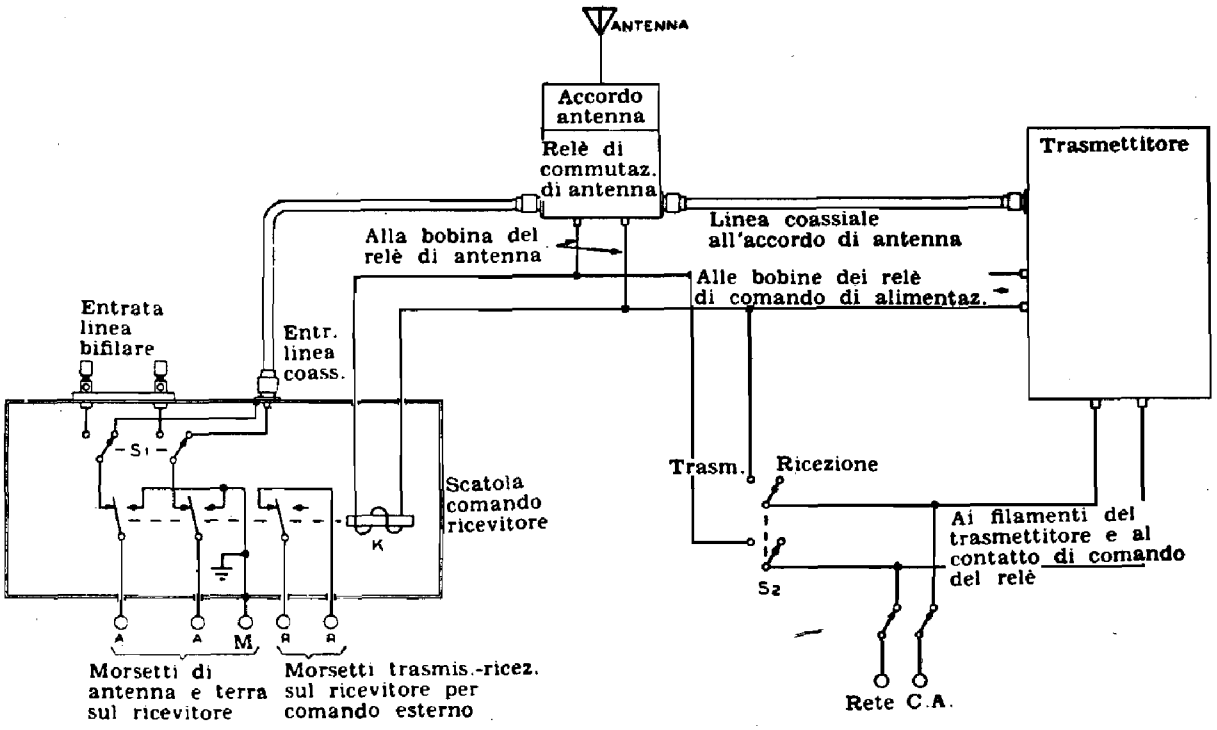


Figura 23.
CIRCUITO TRASMISSIONE - RICEZIONE PER FUNZIONAMENTO IN FONIA
Il commutatore S_1 commuta il ricevitore da una linea bifilare ad una entrata coassiale. Il relè K è un normale relè di commutazione di antenna isolato in ceramica con un terzo gruppo di contatti posto nel centro della struttura del relè, per il comando del ricevitore.

e il punto comune alle due resistenze R_3 e R_4, normalmente diverrà possibile ritardare l'azione del circuito silenziatore fino al punto in cui non saranno più udibili nella cuffia colpi piuttosto forti.

Il circuito della figura 21 è meglio adatto ad essere impiegato con un oscillatore a frequenza variabile di tipo commerciale nel quale non è nè pratico nè conveniente apportare qualunque alterazione o modifica. In questo dispositivo, il tasto è collegato ai terminali predisposti sulla unità manipolatrice e il relè per la cortocircuitazione della antenna vien fatto funzionare con l'ausilio di un tubo elettronico collegato al segnale di uscita erogato dalla unità manipolatrice.

Perchè il funzionamento di questo circuito sia similare a quello delle figure 19 e 20, è necessario aggiungere un triodo del tipo 6C5 oppure 6J5.

L'azione svolta dal circuito della figura 21 è la seguente: quando il tasto viene abbassato, la griglia del tubo aggiunto 6C5 viene portata bruscamente alla tensione di massa. In tali condizioni il tubo conduce una certa corrente ed eccita così il relè K del tipo ultrarapido. Quando questo relè scatta, il ricevitore risulta silenziato e il suo morsetto di antenna viene cortocircuitato a massa. Ma il circuito che è stato aggiunto nel relè di cortocircuitazione in questo caso serve a chiudere il circuito normale di manipolazione dell'oscillatore a frequenza variabile. Tutte queste azioni avvengono in maniera estremamente rapida e avvengono prima che la tensione di gri-

glia schermo fornita dall'unità manipolatrice sia sufficientemente alta e cioè prima ancora che il tubo manipolato sia pronto a condurre. Così la tensione di griglia schermo erogata dall'unità manipolatrice salirà lentamente fino al suo valore normale cui corrisponde la piena potenza di uscita erogata dal trasmettitore.

Quando il tasto viene rilasciato, la tensione di manipolazione per lo stadio da controllare cade progressivamente. Ma a causa del ritardo della caduta della tensione inviata al tubo 6C5, il relè ultrarapido rimane per un istante ancora chiuso. Con manipolazione a ritmo veloce questo relè rimarrebbe sempre chiuso però, se è ben regolato, si aprirà nell'intervallo fra una parola e l'altra.

Il circuito della figura 21 è di funzionamento sensibilmente più sicuro di quello della figura 20 ma è più complesso e quindi più difficoltoso da porre in funzione. I componenti associati al relè K dovranno essere modificati in modo che il periodo di tempo che intercorre fra il funzionamento di questo relè e il funzionamento del circuito di manipolazione sulla griglia schermo sia idoneo ad ottenere una manipolazione tranquilla, senza colpi e che non dia luogo a disturbi fastidiosi nel ricevitore.

Comando degli alimentatori anodici del trasmettitore

Il funzionamento dei circuiti illustrati dalle figure 19, 20 e 21 è basato sulla ipotesi che gli alimentatori per la tensione anodica del trasmettitore vengano accesi o spenti a mano.

Sul tavolo dell'operatore potrebbe venire posto un interruttore a pulsante che potrebbe venir chiuso per accendere gli alimentatori quando si vuole avviare una trasmissione mentre verrebbe aperto per spegnere gli alimentatori quando sia finita la trasmissione. Ma quando si vuole attuare una comunicazione rapida semiduplex automatica mediante il sistema suddetto, sarebbe necessario staccare gli alimentatori anodici del trasmettitore praticamente ogni momento. Questo tipo di funzionamento può essere tollerato in qualche caso, specialmente quando si abbia un trasmettitore di potenza moderata. Ma se il trasmettitore è di forte potenza, la sola potenza dissipata sulle resistenze zavorra poste sugli alimentatori ad alta tensione dà luogo ad un consumo di energia, e quindi ad un costo sensibile. In tal caso risulta conveniente non solo fare in modo che gli alimentatori anodici vengano inseriti ogni qualvolta inizia la trasmissione, ma che tutti gli alimentatori anodici si disinseriscano automaticamente dopo che sia trascorso un certo intervallo di tempo dalla trasmissione dell'ultimo segnale.

Nella figura 11 di questo capitolo è stato illustrato un circuito che esegue un tale comando automatico degli alimentatori anodici del trasmettitore. Nella figura 22 è rappresentata una variante a tale circuito. Quest'ultimo circuito è sostanzialmente lo stesso di quello della figura 21 eccetto che in esso sono stati aggiunti un altro tubo 12AU7 e un relè sensibile.

Il funzionamento del tubo 12AU7 collegato come diodo che comanda un triodo, è lo stesso di quello che nel circuito della figura 21 comanda il relè ultrarapido. Però la costante di tempo è stata considerevolmente aumentata, sicchè gli alimentatori anodici del trasmettitore possono rimanere ancora inseriti duran-

te le pause, che sono normali nel funzionamento semiduplex automatico e che possono durare anche 5 o 10 secondi.

Nel caso che uno qualunque di questi circuiti effettui il comando automatico degli alimentatori anodici del trasmettitore, passa un certo tempo dall'istante in cui il tasto è stato chiuso per la prima volta, all'istante in cui le tensioni sviluppate dagli alimentatori anodici raggiungono un valore sufficientemente alto, tale da consentire il normale funzionamento del trasmettitore. Ciò porta come conseguenza che il primo punto o una parte della prima linea non verranno trasmessi, non avendo ancora raggiunto le tensioni anodiche il valore che corrisponde al funzionamento a piena potenza.

Si può attuare un sistema molto semplice per superare questo inconveniente: basterà semplicemente premere per un istante il tasto, prima ancora di iniziare la regolare manipolazione. Questo breve punto eseguito col tasto non verrà trasmesso, ma un istante dopo potrà aver inizio la regolare manipolazione poichè tutti i relè di comando saranno già stati azionati con il primo breve punto appositamente eseguito. Il far precedere la trasmissione da tale impulso per l'azionamento dei vari relè dopo breve tempo risulterà istintivo e non richiederà più alcuno sforzo mentale. L'intervallo di tempo che deve intercorrere fra il punto eseguito per azionare i relè e la regolare manipolazione, verrà segnalato dal rumore che i vari relè di comando fanno quando vengono eccitati e che costituisce quindi un segnale che avverte che il trasmettitore è pronto per la manipolazione. Allo stesso modo, trascorso un certo intervallo di tempo dalla trasmissione dell'ultimo segnale, si sentiranno diseccitarsi i relè di comando.

Le antenne riceventi nel funzionamento in telegrafia semiduplex automatica

Uno dei problemi connessi con il funzionamento in telegrafia semiduplex automatica è costituito dalla antenna ricevente. Per un tale funzionamento e sulle bande di frequenza più bassa, cioè quando normalmente non vengono usati sistemi di antenne direttivi, il metodo migliore consiste nell'impiegare per il ricevitore una antenna diversa da quella del trasmettitore. L'antenna ricevente sarà normalmente alquanto più piccola di quella trasmittente e potrà essere costituita da un tratto di filo teso nella posizione più lontana possibile dalla antenna trasmittente. L'intensità dei segnali sulle frequenze più basse normalmente risulta maggiore di quella alle frequenze più alte, sicchè per il ricevitore può venire usata una antenna più piccola e meno efficiente di quella impiegata per il trasmettitore.

Ma quando si lavora sulla banda di frequenza di 14MH$_z$ e a maggior ragione su quelle superiori, sarà consigliabile usare normalmente la stessa antenna del trasmettitore anche per il ricevitore, anche quando si lavora in telegrafia semiduplex automatica. Quanto sopra deriva dalla necessità di impiegare in trasmissione e in ricezione un sistema di antenna direttivo che è quindi conveniente non raddoppiare.

Un sistema soddisfacente per eseguire la commutazione dell'antenna dal trasmettitore al ricevitore e viceversa, consiste nel collegare il funzionamento del relè di commutazione della antenna col

funzionamento del relè ultrarapido, posto in vicinanza dei morsetti di antenna del ricevitore.

Un tale sistema però dà luogo al formarsi di una serie di rumori nel ricevitore causati dal relè di commutazione di antenna, a meno che le costanti di tempo dei circuiti preposti a comandare il relè di commutazione non siano state accuratamente regolate. Ma in ogni caso è necessario che, quando il tasto viene premuto, il relè di commutazione della antenna sia già chiuso per evitare che nel relè avvengano scintille causate dalla inserzione del carico sulla uscita del trasmettitore.

L'apertura del relè di commutazione della antenna deve avvenire in ritardo, sicchè esso rimane chiuso durante la trasmissione delle parole, mentre si apre nell'intervallo fra una parola e l'altra e fra un periodo e l'altro.

I relè di commutazione del tipo a solenoide non sono di azione sufficientemete rapida ed essi danno luogo a fastidiosi rumori acustici quando vengono usati in telegrafia semiduplex automatica, a causa delle loro frequenti aperture e chiusure. Invece si è constatato che il tipo a battuta semplice ha un funzionamento sufficientemente rapido.

Una variante al circuito di comando per il relè di commutazione, e che ha dato risultati soddisfacenti nel funzionamento in telegrafia semiduplex automatica a forti distanze, o in quei collegamenti nei quali possa essere tollerato un ritardo di pochi secondi, consiste nel collegare il relè di commutazione al funzionamento degli alimentatori di alta tensione anodica. A tale scopo sarà necessario un circuito di comando come quello delle figure 11 o 22, con la bobina del

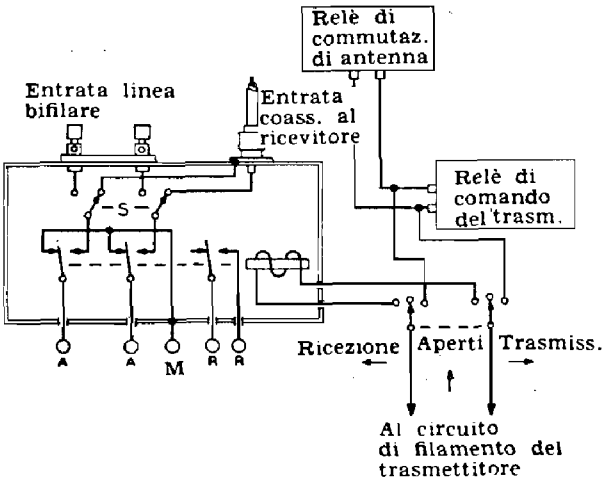


Figura 24.
CIRCUITO TRASMISSIONE-RICEZIONE CON POSIZIONE CENTRALE « APERTA »
Questo circuito ha una posizione « aperta » nel commutatore trasmissione-ricezione, nella quale tanto il trasmettitore quanto il ricevitore risultano inattivi. Per il rimanente, questo circuito è lo stesso di quello della figura 23.

relè di commutazione collegata in derivazione sul primario di uno dei trasformatori di alta tensione.

Quando si usa il suddetto sistema e i segnali ricevuti siano di forte intensità, normalmente sarà udibile un segnale di rottura captato dai collegamenti che vanno dal ricevitore al relè di commutazione, anche quando l'antenna risulti commutata sul trasmettitore. Quando i segnali da ricevere sono di intensità piuttosto debole, sarà necessario interrompere periodicamente la trasmissione per ascoltare se vi sono segnali in arrivo. Così facendo, gli alimentatori anodici vengono disinseriti e il relè di commutazione collegherà l'antenna sul ricevitore.

In alcuni casi si è riscontrato essere conveniente collegare un interruttore in serie con il circuito di comando degli alimentatori, alla maniera indicata dalle figure 11 e 22, in modo che gli alimentatori possano essere manualmente disin-

seriti per un breve periodo di tempo e l'antenna possa essere collegata al ricevitore per eseguire un breve ascolto.

Comando dell'antenna e del trasmettitore nel funzionamento in fonia

I sistemi di comando per l'antenna, per il trasmettitore e per il ricevitore della stazione, quando si deve lavorare in fonia oppure in grafia semplice, ossia senza semiduplex automatico, sono considerevolmente più semplici di quelli che si hanno quando si deve lavorare in telegrafia semiduplex automatica con onde persistenti non modulate. Principalmente, le due condizioni, ossia la « Trasmissione » e la « Ricezione », vengono determinate quasi sempre dalla manovra di un solo commutatore che può avere due o tre posizioni. Quando questo commutatore è a tre posizioni, la terza viene normalmente adibita a rendere inefficienti tanto il trasmettitore quanto il ricevitore.

Nella figura 23 è riportato lo schema elettrico di un circuito di comando più o meno normale per il trasmettitore, il ricevitore ed il relè di commutazione dell'antenna. In questo sistema sono necessari almeno tre relè. Questi sono: il relè per la commutazione della antenna, il relè per il comando dell'alimentatore principale del trasmettitore ed il relè per il comando del ricevitore.

Quando il commutatore S_2 di comando viene ruotato nella posizione corrispondente alla trasmissione, tutti e tre i relè vengono eccitati e si chiudono più o meno simultaneamente. Il relè di commutazione della antenna disinserisce l'antenna dal ricevitore e la inserisce invece sul trasmettitore; il relè di comando del ricevitore lo rende inefficiente e ne pone in cortocircuito i morsetti di entrata di antenna e infine il relè o i relè di comando dell'alimentatore del trasmettitore pongono in funzione l'eccitatore e applicano la tensione anodica al trasmettitore.

La scatola di comando del ricevitore sarà meglio che venga posta dietro il rirevitore stesso e dovrà essere collegata alla stessa massa del ricevitore.

Nella stessa figura 23 è visibile un altro interruttore che fa parte della scatola di comando del ricevitore e che esegue la variazione dei collegamenti interni della scatola in modo che il ricevitore possa venire predisposto con ingresso per linea bifilare o con ingresso per cavo coassiale.

In molte installazioni si riscontrerà che quando il commutatore « Trasmissione-Ricezione » viene ruotato nella posizione « Ricezione » il ricevitore rimane, per un istante, bloccato dal segnale emesso dal trasmettitore. Questo fatto è causato dalla energia immagazzinata dai condensatori di filtro del trasmettitore. Frequentemente questi condensatori hanno una capacità tale da mantenere una carica sufficiente a che il trasmettitore continui a funzionare ancora per qualche istante, dopo che il commutatore sia stato ruotato nella posizione corrispondente alla ricezione. Poichè nell'istante in cui avviene questa commutazione viene attivato il ricevitore, azionato il relè di chiusura dell'antenna sul ricevitore e disattivato il trasmettitore, se questi continua ancora a funzionare, potrà avvenire che il forte segnale entrante nel ricevitore ne blocchi per qualche tempo il funzionamento.

Qualora tale fatto dovesse provocare

inconvenienti, il circuito di comando per il trasmettitore, per il ricevitore e per l'antenna potrà essere modificato in quello illustrato dalla figura 24.

In quest'ultimo circuito viene impiegato un commutatore a tre posizioni per comandare il passagio dalla trasmissione alla ricezione e viceversa. Nella prima posizione viene attivato il trasmettitore e il relè per commutazione della antenna viene posto nella posizione corrispondente alla trasmissione. Nella posizione centrale tanto il trasmettitore quanto il ricevitore risultano inattivi. Nella terza posizione viene infine attivato il ricevitore. Se durante la commutazione dalla trasmissione alla ricezione si esegue una adeguata sosta in corrispondenza alla posizione di mezzo, si darà il tempo ai condensatori di filtro del trasmettitore di scaricarsi, rendendo così inattivo il trasmettitore prima ancora che venga attivato il ricevitore, il quale quindi non verrà più bloccato dal forte segnale che gli perverrebbe se il passaggio dalla trasmissione alla ricezione fosse istantaneo.

Per tutto il tempo in cui il commutatore è nella posizione di mezzo, l'entrata al ricevitore risulta in cortocircuito e il ricevitore sarà inattivo, fino a che il commutatore non sarà stato spostato sulla posizione « Ricezione ». In commercio esistono commutatori che, nella posizione centrale, presentano un arresto di natura tale che è necessario eseguire sul comando del commutatore, una pressionealmeno doppia di quella che si deve eseguire per scattare dalle altre posizioni. In tal modo anche inconsciamente avviene che durante il passaggio dalla trasmissione alla ricezione si esegue una certa sosta nella posizione intermedia. Con l'impiego di un commutatore di questo tipo si ha la sicurezza che il passaggio dalla trasmissione alla ricezione avviene in un certo tempo, anche da parte di un operatore disattento,

CAPITOLO UNDICESIMO

Regolazione e carico dei trasmettitori

Benchè vi siano tanti diversi metodi di regolazione e adattamento al carico dei trasmettitori quanti sono i tipi di questi, sussistono tuttavia alcune norme generali che debbono essere seguite indipendentemente dal tipo specifico di trasmettitore. Vi sono, parimente, alcuni controlli preliminari che devono essere effettuati su ogni nuovo trasmettitore, di qualunque tipo esso sia.

Nel seguente paragrafo verrà esposta una serie di dieci controlli preliminari per la messa a punto di un trasmettitore.

11-1 Messa a punto iniziale di un trasmettitore

Nell'effettuare la regolazione iniziale di un nuovo trasmettitore è consigliabile seguire un procedimento sistematico, controllando dapprima i circuiti più semplici ed esaminando poi quelli via via più complessi.

E' opportuno seguire l'ordine qui esposto, nel controllo della regolare funzionalità di un trasmettitore, sia nel caso che esso sia sintonizzato per la prima volta, sia che venga rimesso in funzione dopo un lungo periodo di inattività.

Verifica della tensione dei filamenti e dei riscaldatori

Si applica la tensione di linea al trasmettitore soltanto dopo essersi assicurati che gli alimentatori anodici e di polarizzazione sono completamente distaccati dalla linea. Si misura la tensione del filamento, o del riscaldatore (nel caso di riscaldamento indiretto), di ciascun tubo dei trasmettitore usando un voltmetro la cui precisione sia stata controllata. Nella misura di tensioni alternative è preferibile usare uno strumento a ferro mobile, poichè gli strumenti a raddrizzatore si starano facilmente. Tutte le tensioni dei filamenti e dei riscaldatori devono essere misurate direttamente sui terminali dello *zoccolo*.

E' consigliabile scegliere le prese primarie del trasformatore dei filamenti e le eventuali resistenze di regolazione in modo che la tensione effettiva allo zoccolo sia *superiore* del 5% circa al valore nominale. Questo accorgimento è raccomandato pel fatto che la tensione di linea che alimenta il trasmettitore presenta generalmente una caduta variabile dal 3 all'8% quando si inseriscono gli

alimentatori di potenza sugli anodi. Fa eccezione naturalmente il caso in cui il trasmettitore sia alimentato da una linea speciale a bassa caduta di tensione.

I riscaldatori catodici dei tubi a riscaldamento indiretto, quali i tipi RCA 6L6, 807, 2E26 e similari, possono funzionare con una tensione variabile del $\pm 10\%$ attorno al valore nominale. E' tuttavia preferibile non oltrepassare, anche con questi tubi, il 5% della tensione nominale.

I tubi con filamento a riscaldamento diretto, quali sono nella gran maggioranza i tubi trasmittenti e raddrizzatori, possono funzionare con valori di tensione contenuti nel $\pm 5\%$ attorno ai valori nominali, ma è consigliabile che le variazioni di tensione siano limitate ad una percentuale più bassa. Questo è particolarmente vero per tubi a bassa tensione e alta corrente quali i tipi Eimac, HK e l'806 della RCA. Questa limitazione nella tolleranza sui valori di tensione si applica anche ai tubi raddrizzatori quali i tipi RCA 816, 866A/866 e 872A/872.

Verifica dei circuiti di controllo, di alimentazione anodica e di polarizzazione

Tutti i circuiti di controllo, i relè ad azione ritardata, di predisposizione e di protezione contro i sovraccarichi, devono essere verificati per assicurarsi che tutti gli interruttori agiscano effettivamente sui circuiti che essi debbono inserire e che il trasmettitore funzioni sicuramente secondo i controlli predisposti.

Le tensioni a vuoto dei diversi alimentatori anodici e di griglia devono essere misurate con voltmetri ad alta resistenza per assicurarsi che tali tensioni rientrano nei limiti prescritti e non sono eccessive per i condensatori che devono essere impiegati.

La tensione a vuoto di un alimentatore anodico avente un filtro ad ingresso capacitivo può essere superiore alla tensione a carico del $40 \div 50\%$. Invece la tensione a vuoto di un alimentatore che disponga di un filtro ad ingresso induttivo non dovrà superare la tensione normale di funzionamento, che del $10 \div 15\%$.

Se la tensione all'uscita di un alimentatore con filtro ad ingresso induttivo assume valori più elevati, si può dedurre che il valore massimo dell'induttanza della bobina d'ingresso (ad impedenza variabile col carico) è insufficiente, oppure che la resistenza usata come zavorra è troppo elevata. Quando la tensione all'uscita di un alimentatore ad ingresso induttivo risulta eccessiva a vuoto, l'induttanza della bobina d'entrata deve essere aumentata fino al valore critico espresso da:

$$L = \frac{R}{1000} \text{ (henry)}$$

se R è il valore in ohm della resistenza zavorra. Inversamente si può ridurre tale resistenza a quel valore che soddisfa alla relazione suddetta conservando l'induttanza già impiegata. L'induttanza della bobina di ingresso può spesso essere aumentata riducendo lo spessore del materiale introdotto nel traferro del nucleo. Questo argomento è trattato nel capitolo 25 sugli *Alimentatori di potenza.*

Una prima verifica dell'esatto valore della resistenza zavorra di un alimentatore di potenza si può eseguire, nel mo-

do più semplice, operando come segue:

a) Si estrae completamente la spina di collegamento dell' alimentatore alla rete;

b) Si mette in cortocircuito, mediante un cacciavite con manico isolato, uno dei condensatori del filtro (scaricando così tutti i condensatori del filtro);

c) Si distaccano tutti i collegamenti d'uscita dell'alimentatore;

d) Si toglie il cacciavite dai reofori del condensatore;

e) Si misura con un ohmmetro la resistenza tra i reofori di uno dei condensatori del filtro. Il valore letto è quello della resistenza zavorra ai capi di alimentazione.

Un altro metodo di verificare l'azione di zavorra consiste nel derivare sullo alimentatore un voltmetro ad alta resistenza e, quindi, applicata temporaneamente la tensione anodica, nel prender nota della rapidità con cui la tensione anodica scende a zero.

Se la tensione scende molto gradualmente, dopo che si è distaccato il trasformatore anodico dalla linea, bisogna avere la prudenza di attendere che i condensatori siano completamente scarichi (ciò che si verifica quando l'indicazione del voltmetro è sceso a zero) prima di lavorare sull'alimentatore.

Parimente è buona norma cortocircuitare i condensatori del filtro con un cacciavite ed applicare un collegamento a pinzetta fra i reofori di uno dei condensatori del filtro prima di accingersi a modificare le connessioni.

E' bene però fare attenzione a non scaricare i condensatori di filtro di un alimentatore ad alta tensione con insufficiente zavorra, mediante un cacciavite: l'extracorrente risultante danneggerebbe certamente il cacciavite; il procedimento è molto pericoloso ed anche i condensatori del filtro possono essere deteriorati.

Verifica del primo stadio R.F. del trasmettitore

Il primo stadio a r.f. in un trasmettitore sarà, di norma, o un oscillatore controllato a quarzo o uno stadio accordato sull'oscillatore a frequenza variabile che lo precede.

Il funzionamento di un oscillatore a cristallo dipende essenzalmente dall'*attività* del cristallo e questa può variare notevolmente coi diversi tipi di cristallo.

L'oscillatore deve essere sintonizzato in modo da ottenere la massima potenza d'uscita, ossia la più bassa corrente anodica compatibile con una corrente intensa e stabile nel circuito oscillatorio.

Un tentativo di regolazione fino « all'ultimo milliwatt » d'uscita finirà infatti per portare a difficoltà d'innesco del quarzo ogni qual volta si applica la tensione anodica o si preme il tasto telegrafico. Per questa verifica si richiede un ricevitore o un apparecchio di controllo e si dovrà anche eseguire una misura di frequenza.

Quando un oscillatore a cristallo viene messo in funzione per la prima volta è opportuno verificare anche la corrente a r.f. del cristallo (a meno che lo oscillatore non funzioni con tensioni di schermo e di anodo molto basse) per assicurarsi che essa non sia eccessiva per qualunque posizione del condensatore d'accordo del circuito oscillatorio anodico.

Se il primo stadio a r. f. di un trasmettitore è eccitato da uno stadio oscillatore

a frequenza variabile, il circuito oscillatorio anodico deve essere accordato alla risonanza con l'aiuto di una lampadina da quadro collegata ad una spira chiusa. Ci si può anche valere dell'indicazione della corrente di griglia dello stadio successivo.

Con un ondametro si verificherà che lo stadio sia stato accordato sulla frequenza voluta.

Il circuito oscillatorio anodico deve poi essere accordato su tutto il suo campo di frequenze mentre si ascolta con un ricevitore per assicurarsi che lo stadio non entra in auto-oscillazione per qualsiasi posizione del condensatore di sintonia.

Accordo degli stadi successivi Ogni stadio seguente l'oscillatore a cristallo o a frequenza variabile deve ora essere sintonizzato con l'aiuto di un ondametro e dei milliamperometri inseriti nei circuiti di griglia e di placca degli stadi. Se nella catena vi è qualche stadio neutralizzato, tale neutralizzazione verrà effettuata secondo il procedimento esposto nel Capitolo Settimo: « Generazione di energia a r. f. ».

Occorre poi assicurarsi che nello stadio amplificatore finale si possa ottenere un'adeguata corrente di griglia su ogni gamma per cui è stato previsto l'eccitatore. Si devono infine misurare le correnti e le tensioni di griglia, di placca e di schermo di ogni stadio per assicurarsi che esse rientrino nei valori prescritti per i rispettivi tubi. Se risultassero valori diversi, si dovranno modificare i resistori nei vari circuti di alimentazione fino ad ottenere i valori prescritti.

Neutralizzazione dell'amplificatore finale Il procedimento da seguire per la neutralizzazione di un amplificatore è stato esposto nel Capitolo VII. Gli stadi amplificatori a triodi richiedono sempre la neutralizzazione a meno che siano usati circuiti con griglia posta a terra e con uscita fra catodo e massa. Anche in questi casi può tuttavia essere richiesta la neutralizzazione.

Gli stadi con tetrodi a fascio e, meno frequentemente, quelli con pentodi possono richiedere la neutralizzazione, che viene effettuata con un valore molto piccolo di capacità.

Funzionamento dell'amplificatore finale su carico fittizio Si applica allo stadio finale una tensione anodica ridotta e si esegue l'accoppiamento con l'antenna fittizia. La tensione ridotta si può ottenere dall'alimentatore finale anodico collegando il primario del trasformatore in modo che dia metà tensione, se esso è fornito di varie prese; può anche essere ottenuta alimentando lo stadio finale con l'alimentatore di uno degli stadi separatori; può infine ottenersi una tensione ridotta disponendo in serie al primario del trasformatore anodico una lampada o una resistenza per stufa elettrica.

Il carico fittizio può consistere di una antenna fittizia a resistenza Ohmite, di un resistore non induttivo Sprague di resistenza e potenza adeguate, o infine di una o più comuni lampadine.

Quando si usano lampadine comuni si è dimostrato opportuno avere una potenza nominale delle lampadine un po' superiore alla potenza che dovrebbe ero-

gare il trasmettitore. Si possono anche incontrare difficoltà nel caso di trasmettitori di elevata potenza a causa di insufficiente rigidità della base o dello stelo della lampada ed allora conviene ricorrere ad un raggruppamento serie-parallelo di più lampade. Ad esempio un banco di nove lampadine da 100 W connesse tre in serie e tre in parallelo si è dimostrato di ottimo funzionamento su un trasmettitore da 1 kW, mentre una sola lampada da 1000 W scaricava alla base dopo un breve periodo di funzionamento alle più alte frequenze. Lo accoppiamento al carico fittizio deve essere regolato in modo che la corrente anodica dello stadio stia alla corrente prevista nello stesso rapporto in cui la tensione anodica di prova sta alla tensione anodica alla quale lo stadio dovrà funzionare (supponendo, nel caso in cui si usino tetrodi o pentodi, che la tensione di schermo vari in proporzione alla tensione anodica). Ottenuto lo accoppiamento voluto, può essere applicata, seppure con la dovuta prudenza, la piena tensione allo stadio finale. Quando infine tutti gli stadi sembrano funzionare regolarmente si può passare alla verifica di eventuali oscillazioni parassite.

Verifica delle oscillazioni parassite

E' un fatto insolito che un trasmettitore costruito e provato per la prima volta non sia sede di oscillazioni spurie. E' perciò sempre opportuno seguire un definito procedimento per individuare le oscillazioni parassite in un nuovo trasmettitore.

Le oscillazioni parassite (da non confondere con l'auto-oscillazione sulla frequenza d'accordo dell'amplificatore) sono generalmente di due tipi: a bassa frequenza da 20 a 200 o 300 kHz; ad alta frequenza da 40 a 200 MHz.

Le oscillazioni spurie a bassa frequenza possono facilmente essere rivelate dal fatto che esse modulano la frequenza portante del trasmettitore producendo intense bande laterali le cui frequenze si succedono su entrambi i lati della frequenza portante, secondo i multipli interi della frequenza spuria. Così se la frequenza portante del trasmettitore è di 14,1 MHz e l'oscillazione parassita ha una frequenza di 100 kHz le bande laterali spurie si riveleranno alle frequenze:

...13,8-13,9-14,0 14,2-14,3-14,4...MHz.

Invece le oscillazioni parassite di alta o altissima frequenza causano usualmente un ronzìo del segnale portante del trasmettitore, ma possono essere rivelate solo da un ricevitore per altissima frequenza.

Un procedimento sistematico per determinare la presenza o l'assenza di oscillazioni parassite è esposto nei seguenti paragrafi:

a) Si accorda un ricevitore su una frequenza spostata di 20 o 30 kHz sull'uno e sull'altro lato della portante del trasmettitore.

b) Si applica la tensione anodica allo stadio da verificare e si disaccorda dapprima il circuito oscillatorio anodico e quindi quello di griglia da entrambi i lati rispetto alla risonanza fino al limite imposto dalla dissipazione anodica ammessa per il tubo o per i tubi usati nello stadio. E' opportuno disporre un resistore in serie al primario del trasformatore anodico al fine di provocare una caduta di tensione crescente in concomi-

tanza con l'aumento della corrente anodica.

c) Si sintonizza il ricevitore sulla portante, per ogni posizione di accordo dello stadio del trasmettitore, esplorando poi le bande laterali per un'ampiezza di qualche centinaio di kHz. Se non si verificano improvvisi sbalzi di corrente nel circuito di griglia o in quello anodico e se non si rivelano segnali spurii, si può ritenere che non vi siano oscillazioni parassite a bassa frequenza. E' anche probabile, se le correnti anodica e di griglia presentano un andamento regolare, che non vi siano oscillazioni parassite ad altissima frequenza. Tuttavia è sempre preferibile eseguire un ascolto con ricevitore per altissima frequenza, che copra la gamma 28 ÷ 150 MHz, per assicurarsi dell'assenza di oscillazioni spurie in questo campo di frequenze.

Queste oscillazioni possono quasi sempre distinguersi, nell'ascolto col ricevitore ad altissima frequenza, dalle normali armoniche della portante, per il fatto che il tono delle prime è aspro ed instabile, mentre quello delle seconde è nitido e stabile.

L'eliminazione delle oscillazioni parassite che si fossero rivelate verrà effettuata secondo il procedimento descritto nella Sezione 11.2 di questo capitolo.

Constatata l'assenza di oscillazioni parassite, o comunque dopo aver provveduto alla loro eliminazione, si può applicare la piena potenza al trasmettitore e verificarne le operazioni di modulazione, o di manipolazione telegrafica, sul carico fittizio.

Prove di modulazione o manipolazione

Il trasmettitore può ora funzionare a piena potenza nelle normali condizioni di impiego con modulazione o manipolazione. E' tuttavia opportuno verificare se si manifestano eventuali interferenze di manipolazione, o bande laterali anomale di modulazione, per mezzo di un ricevitore sintonizzato sui due lati della frequenza portante del trasmettitore.

Prova sulle altre gamme

Esaurite tutte le prove sul trasmettitore funzionante ad una data frequenza sull'antenna fittizia, si prende nota della posizione dei quadranti relativi ai vari circuiti di sintonia e si accorda il trasmettitore su un'altra frequenza, in diversa gamma, su cui si desidera che debba funzionare.

Si seguirà il procedimento esposto precedentemente e, ottenuto un funzionamento soddisfacente su tale gamma, si prende nota delle posizioni dei quadranti e si passa su un'altra.

Dopo aver verificato che si ha un funzionamento soddisfacente su tutte le gamme previste è bene sottoporre l'apparato ad una prova di riscaldamento di breve durata.

Prova termica dell'apparato

E' sempre bene fare una breve prova di vita, ossia di riscaldamento, su un nuovo trasmettitore per assicurarsi che le condizioni di funzionamento restano stabili per un certo tempo e per verificare se qualche componente non si riscalda eccessivamente nelle condizioni normali di esercizio. Come prima prova il trasmettitore deve esser fatto funzionare per circa 10 min. sul carico fittizio; col tasto abbassato se l'apparato è ad onde persistenti, con modu-

FREQUENZE ARMONICHE IN MHz

BANDA: 12 m

6.74	×	4	=	26.960
6.75	×	4	=	27.000
6.775	×	4	=	27.100
6.8	×	4	=	27.200
6.8075	×	4	=	27.230

BANDA: 10 m

3.500	×	8	=	28.0
3.53125	×	8	=	28.25
3.5625	×	8	=	28.5
3.59395	×	8	=	28.75
3.625	×	8	=	29.0
3.65625	×	8	=	29.25
3.6875	×	8	=	29.5
3.7125	×	8	=	29.7
7.0	×	4	=	28.0
7.0625	×	4	=	28.25
7.125	×	4	=	28,5
7.1879	×	4	=	28.75
7.25	×	4	=	29.0
7.3125	×	4	=	29.25
7.375	×	4	=	29.5
7.425	×	4	=	29.7

BANDA: 6 m

3.125	×	16	=	50.0
3.15625	=	16	×	50.5
3.1875	×	16	=	51.0
3.21875	×	16	=	51.5
3.250	×	16	=	52.0
3.28125	×	16	=	52.5
3.3125	×	16	=	53.0
3.34375	×	16	=	53.5
3.375	×	16	=	54.0
6.250	×	8	=	50.0
6.3125	×	8	=	50.5
6.375	×	8	=	51.0
6.4375	×	8	=	51.5
6.50	×	8	=	52.0
6.5625	×	8	=	52,5
6.625	×	8	=	53.0
6.6875	×	8	=	53.5
6.750	×	8	=	54.0
8.33333	×	6	=	50.0
8.41666	×	6	=	50.5
8.50	×	6	=	51.0
8.58333	×	6	=	51.5
8.70	×	6	=	52.0
8.75	×	6	=	52.5
8.8333	×	6	=	53.0
8.9166	×	6	=	53.5
9.0	×	6	=	54.0

BANDA: 2 m

9.0	×	16	=	144
9.0625	×	16	=	145
9.125	×	16	=	146
9.1875	×	16	=	147
9.250	×	16	=	148
8.0	×	18	=	144
8.0555	×	18	=	145
8.1111	×	18	=	146
8.1666	×	18	=	147
8.2222	×	18	=	148
6.0	×	24	=	144
6.04166	×	24	=	145
6.16666	×	24	=	148
6.125	×	24	=	147
6.08333	×	24	=	146

lazione sinusoidale al 60% se il trasmettitore deve operare con modulazione in ampiezza. Dopo i primi 10 min. di funzionamento il trasmettitore viene arrestato, distaccando completamente i collegamenti alla rete e ponendo in cortocircuito i condensatori del filtro mediante un cacciavite; si sentono con la mano i vari componenti per constatare se si sono riscaldati, o meno. Le resistenze di zavorra potranno essere assai calde (a meno che non siano interrotte), ma gli altri componenti, ad eccezione di qualche resistenza, non devono risultare troppo caldi al tatto.

Se l'apparato supera la prova di 10 min. senza inconvenienti, esso verrà fatto funzionare per circa 30 minuti e nuovamente verificato. Dopo questa prova l'apparato deve essere lasciato inserito per almeno 1 ora. Molti componenti progettati per trasmettitori ad uso dilettantistico (ed in particolare i trasformatori anodici e le bobine di basso prezzo) sono previsti per un funzionamento continuo non superiore ad un'ora. Questa limitazione di progetto è generalmente accettabile per l'uso che ne fanno i dilettanti, i cui trasmettitori stanno generalmente fuori servizio per intervalli di tempo molto superiori a quelli di funzionamento.

La maggior parte dei componenti nelle dimensioni usualmente impiegate nei trasmettitori per dilettanti, raggiunge la temperatura di regime dopo un funzionamento continuo di circa un'ora.

Se però qualche componente dà segno di riscaldamento notevole (ma non ancora eccessivo), è forse meglio far fun-

zionare il trasmettitore ancora per mezz'ora per stabilire se il componente potrà resistere all'esercizio. E' infatti preferibile constatare che un componente è inadeguato mentre si prova un trasmettitore, che non averlo fuori uso quando l'apparato è in servizio effettivo.

I trasformatori e le bobine d'arresto possono funzionare soddisfacentemente, relativamente al loro sovrariscaldamento, se dopo il suddetto periodo di funzionamento risultano appena un po' più caldi di quanto possa sopportare la mano. I condensatori di filtro devono rimanere pressochè alla temperatura ambiente dell'interno del trasmettitore. I condensatori a mica possono sopportare il calore, ma certamente non molto sopra la temperatura del corpo.

11-2 Eliminazioni delle oscillazioni parassite

Le oscillazioni parassite in un trasmettitore sono così diverse per tipo, frequenza e ampiezza che è veramente difficile stabilire un definito procedimento per la loro eliminazione. Si può però dare un certo numero di criteri generali la cui applicabilità al caso particolare che si presenta dovrà essere stabilita dalla persona stessa che si accinge al compito di eliminare le oscillazioni parassite.

Si può dire in generale che la presenza di oscillazioni parassite a bassa frequenza indica che in qualche parte del circuito oscillatorio vi è un'impedenza che è alta ad una frequenza nella gamma superiore delle audiofrequenze o nella gamma più bassa delle radio-frequenze. Questa impedenza può consistere in una o più bobine d'arresto a r.f. del tipo usuale, bobine dell'alimentatore, o bobine di modulazione. Un'alta impedenza può anche essere presentata semplicemente da un circuito R C, quali si trovano nei circuiti di alimentazione di schermo di uno stadio amplificatore con tetrodo a fascio. La presenza di oscillazioni parassite di bassa frequenza viene facilmente determinata col metodo discusso al paragrafo 7 della precedente sezione 11-1 di questo capitolo.

La sorgente più comune di parassiti a bassa frequenza è costituita dalla presenza di bobine d'arresto in entrambi i circuiti di placca e di griglia di un amplificatore.

Pertanto, se si riscontra una simile oscillazione è meglio sostituire dapprima la bobina di arresto con un resistore (o con un circuito accordato, se lo stadio è alimentato in parallelo); poi la bobina anodica con un altro resistore, verificando in ciascun caso, su entrambi i lati della portante, se l'oscillazione parassita è stata o no eliminata. Se questo espediente è inefficace e se lo stadio in esame usa un tetrodo a fascio, può esistere una resistenza negativa nel circuito di schermo di tale tubo. Si prova allora ad inserire sullo schermo un condensatore di deviazione più grande o più piccolo di quello esistente, verificando se ciò ha o no qualche effetto. Se la situazione permane immutata, una impedenza a b.f. con una resistenza in parallelo, posta in serie al collegamento di alimentazione dello schermo, può eliminare la perturbazione.

Oscillazioni spurie a bassa frequenza possono più spesso aver sede nel modulatore ad audiofrequenza di un trasmettitore modulato in ampiezza, e la loro presenza non può manifestarsi finchè il

trasmettitore viene verificato mediante un ricevitore. E' facile stabilire se le oscillazioni derivano o no dal modulatore: basta semplicemente escludere il tubo modulatore. Se la prova è positiva, si può individuare lo stadio in cui si generano togliendo successivamente i tubi, a partire dal primo amplificatore microfonico, fino a che le oscillazioni scompaiono. Individuato lo stadio, si procede all'esame sistematico del provvedimento da prendere.

Se lo stadio che causa le oscillazioni è a basso livello di potenza, è possibile che la perturbazione derivi da un ritorno di energia a r.f. o dall'alimentatore; può anche risultare da un accoppiamento induttivo fra due trasformatori.

Se l'oscillazione ha origine in uno stadio ad alto livello, essa può derivare da un accoppiamento induttivo o capacitivo, che reagisce su uno degli stadi a basso livello. E' anche possibile, in qualche caso, che oscillazioni parassite di controfase abbiano sede in un modulatore in classe B o AB per effetto della capacità tra anodo e griglia entro i tubi o nei collegamenti. Questa condizione si verifica più facilmente se dei condensatori sono stati inseriti nel secondario del trasformatore pilota o sul primario del trasformatore di modulazione per ottenere un'attenuazione di ampiezza alle frequenze più alte della gamma acustica.

Può anche richiedersi un rifacimento delle connessioni o della neutralizzazione dello stadio a frequenza acustica nel modo seguito per gli stadi a radio-frequenza.

In generale però, i parassiti a bassa frequenza sono tanto più facili da individuare e da eliminare, quanto più la loro frequenza è lontana dalla frequenza del trasmettitore e dalle frequenze di modulazione.

Eliminazione delle oscillazioni parassite ad altissima frequenza

Le oscillazioni spurie ad altissima frequenza sono spesso difficili da localizzare ed ancor più da eliminare poichè la loro frequenza è sovente poco superiore a quella di lavoro. Ma si può affermare che i parassiti ad altissima frequenza possono sempre essere eliminati se la frequenza di lavoro è sensibilmente inferiore al massimo limite di frequenza del tubo usato nello stadio. Tuttavia, l'eliminazione di una oscillazione parassita persistente su una frequenza poco superiore alla desiderata frequenza di lavoro richiederà un sacrificio sia nella potenza erogata, sia nella sensibilità dello stadio, o anche in entrambi. Gli stadi con tetrodi a fascio, e particolarmente quelli che usano tubi del tipo 807, presenteranno almeno una o più oscillazioni ad altissima frequenza a meno che non siano state prese previamente adeguate precauzioni. Molte delle unità descritte nella sezione costruttiva di questa edizione presentarono oscillazioni parassite quando vennero costruite per la prima volta. Ma queste oscillazioni furono eliminate in ogni caso; si studieranno perciò gli espedienti usati in questi apparati.

Oscillazioni parassite con triodi

Gli stadi a triodi sono meno soggetti ad oscillazioni parassite, a causa essenzialmente della molto minore sensibilità in potenza che questi tubi hanno a confronto dei tetrodi a fascio. Tuttavia tali oscillazioni pos-

sono effettivamente verificarsi ma, usualmente, non è necessario incorporare resistori di smorzamento, come è invece normalmente richiesto nel caso di tetrodi a fascio, a meno che i triodi non funzionino molto vicino alla loro frequenza limite superiore, o siano caratterizzati da una transconduttanza (pendenza) relativamente alta.

Le oscillazioni parassite ad altissima frequenza dei triodi possono di norma essere eliminate regolando la lunghezza e l'effettiva induttanza dei collegamenti ai reofori del tubo.

Nel caso dei triodi, le oscillazioni parassite derivano spesso dall'induttanza dei collegamenti di neutralizzazione; ciò è particolarmente vero nel caso di amplificatori in controfase.

Il rimedio per questo effetto viene solitamente trovato nell'accorciamento dei collegamenti di neutralizzazione e nell'aumento del loro diametro. Entrambe queste operazioni riducono l'induttanza dei collegamenti e tendono a far salire la frequenza delle oscillazioni parassite fino a portarle fuori dalla gamma in cui il tubo può oscillare.

L'uso di circuiti con collegamenti diretti e corti aiuta a prevenire queste perturbazioni fin dall'inizio.

I condensatori d'accordo a farfalla, con incorporati i condensatori di neutralizzazione, sono efficaci a tal fine.

Le oscillazioni parassite ad altissima frequenza si possono presentare, a causa di insufficiente capacità in derivazione, o per eccessiva lunghezza dei collegamenti di derivazione, nei circuiti del filamento e nei circuiti di ritorno di griglia e di placca. Tali oscillazioni possono anche aver luogo quando esistono lunghi collegamenti fra le griglie ed il condensatore di accordo di griglia o fra le placche ed il condensatore d'accordo anodico. I collegamenti di placca e di griglia devono sempre essere brevi, mentre i collegamenti fra i variabili di sintonia e le bobine del circuito oscillatorio possono essere anche abbastanza lunghi per quanto concerne le oscillazioni parassite.

In un amplificatore, le cui oscillazioni parassite si possono far risalire ai collegamenti di griglia o di placca, si può ottenerne spesso l'eliminazione usando collegamenti di griglia più lunghi di quelli di placca o viceversa.

Talvolta le oscillazioni parassite possono essere eliminate usando fili di ferro o di nichel-cromo per i collegamenti di griglia o di placca o per quelli di neutralizzazione. Ma in ogni caso sarà sempre meglio usare collegamenti di griglia o di placca molto corti e di grande sezione. Un piccolo circuito accordato, consistente di alcune spire di filo grezzo e di un condensatore posto in serie ai collegamenti di griglia di un amplificatore ha talvolta un effetto benefico. Questo espediente non è desiderabile però poichè tale circuito può dare un risultato utile solo quando l'amplificatore lavora su una gamma di frequenza relativamente ristretta.

Nei casi in cui si rileva che è richiesta una maggiore lunghezza nei collegamenti di griglia di un amplificatore, si può avvolgere a spirale tale maggior lunghezza ottenendo ugualmente l'effetto desiderato. Può talvolta essere efficace avvolgere questa piccola bobina con un filo di rame o nichel-cromo.

Oscillazioni parassite con tetrodi a fascio Tutti i precedenti suggerimenti (ad eccezione di quelli relativi alla induttanza dei collegamenti

di neutralizzazione) si applicano in generale anche alle oscillazioni parassite che si generano negli stadi con tetrodi a fascio.

Vi sono tuttavia alcune considerazioni complementari connesse all'eliminazione dei parassiti negli stadi amplificatori con tetrodi a fascio. Queste considerazioni si collegano al fatto che questi stadi hanno una sensibilità di potenza molto più grande di un amplificatore equivalente a triodi, che presentano una certa induttanza di griglia schermo che può dar luogo a perturbazione ed infine al fatto che hanno una piccola reazione capacitiva.

Gli stadi con tetrodi a fascio spesso richiedono l'uso di un circuito di neutralizzazione per eliminare oscillazioni alla frequeza di lavoro. Tali circuiti sono descritti nel capitolo VII. Si noti che le suddette oscillazioni alla frequenza di lavoro non rientrano nelle oscillazioni parassite e che si richiedono misure diverse per eliminarle.

Le oscillazioni parassite negli stadi amplificatori con tetrodi a fascio si possono raggruppare in due classi fondamentali: oscillazioni nei circuiti catodo-griglia schermo, e oscillazioni griglia schermo-anodo. Entrambi questi tipi di oscillazioni potrebbero essere eliminati con l'inserzione di un resistore nel collegamento tra il condensatore di deviazione sullo schermo ed il reoforo di griglia. Ma l'inclusione di questa resistenza determina una notevole perdita di energia ed una diminuzione nella sensibilità di uscita alla frequenza di lavoro e probabilmente dà origine ad oscillazione catodo-griglia-anodo. Pertanto l'inclusione di un resistore in serie con il collegamento di schermo *non è* raccomandato.

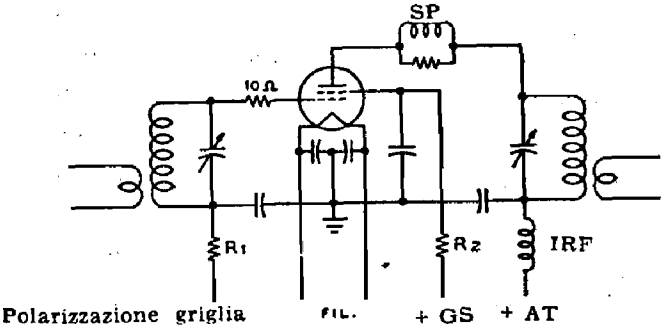


Figura 1.
SOPPRESSIONE DEI PARASSITI NEI TETRODI A FASCIO
Circuito tipico per la soppressione di parassiti negli stadi amplificatori a r.f. con tetrodi a fascio. I soppressori di parassiti nei circuiti di griglia e di placca sono discussi nel testo. R_1 è il convenzionale resistore di fuga per lo stadio; R_2 è il resistore di limitazione della corrente nel circuito di schermo.

Le oscillazioni griglia-schermo possono invece essere eliminate con l'inserzione di un resistore in serie con la griglia del tubo; e le oscillazioni schermo-anodo con una resistenza in serie col reoforo di placca del tubo. Questi provvedimenti saranno *sempre* efficaci. Siccome però il resistore in serie con la griglia richiede un aumento nella potenza di pilotaggio nelle gamme di frequenza più alta, così si deve pervenire ad un compromesso.

Normalmente un resistore di 10÷20Ω (che dovrà essere del tipo a carbone) varrà ad eliminare le oscillazioni parassite di griglia-schermo in tutti i normali tipi di tetrodi a fascio. La potenza di pilotaggio dovrà essere aumentata per le frequenze superiori ai 15 MHz, ma di un'entità non superiore alla normale capacità di riserva allo stadio pilota dell'amplificatore con tetrodo a fascio. Parimente, la dissipazione nel resistore, dovuta alle perdite della poten-

za di pilotaggio sarà apprezzabile a frequenze superiori ai 25 MHz.

Perciò si deve verificare se la resistenza smorzatrice di griglia non si scalda eccessivamente per effetto della potenza di eccitazione.

Le oscillazioni schermo-anodo devono essere sempre eliminate mediante l'inserimento di un resistore in serie al reoforo di placca. Le perdite di potenza in questo resistore possono però diventare eccessive ad una frequenza prossima al limite superiore di frequenza del tubo. Nella gamma intermedia di frequenza le perdite di potenza possono essere molto ridotte disponendo in parallelo al resistore anodico di smorzamento una piccola bobina. Questa è la pratica normale nei soppressori di parassiti commerciali.

Il soppressore di parassiti per il circuito anodico di piccoli tubi come i tipi 807, 2E22, 2E26 o simili, consiste normalmente di un resistore di carbone di 47 Ω da 2 W attorno a cui sono avvolte 6 spire di filo stagnato o nudo da circa 1 mm. Questo tipo di soppressore normalmente funzionerà restando freddo fino ai 15 MHz e potrà funzionare fino a circa 30MHz senza eccessivo riscaldamento. Però per il funzionamento su frequenza di 50 MHz ed oltre si richiederà uno specifico dimensionamento della resistenza e della bobina avvolta attorno al resistore per ottenere una più soddisfacente soppressione dei parassiti senza eccessiva perdita di potenza.

I soppressori per tubi di maggior potenza come i 4-65 A, la serie 4 E 27, 813, 4-125 A, 4-250 A e simili devono avere una possibilità di dissipazione maggiore di quella ammissibile per i resistori a carbone del tipo per ricevitori. I trasmettitori commerciali usano normalmente grandi resistori a carbone o resistori « Globar », questi sono i più adatti, se reperibili. Anche i resistori non induttivi « Koolohm » si sono dimostrati del tutto soddisfacenti e sono generalmente reperibili. Il valore di resistenza sarà generalmente compreso fra 5 e 50Ω e la bobina in parallelo avrà da 3 a 6 spire con un diametro circa doppio di quello del resistore che esse avvolgono.

11-3 Regolazione degli amplificatori in classe B, in classe C ed a modulazione di frequenza

Il pilotaggio, l'accordo e l'adattamento al carico degli amplificatori in classe C, FM e in classe B nel tipo in cui la linearità non è importante, si effettua in modo essenzialmente eguale. La regolazione degli amplificatori lineari in classe B sarà descritta nella Sezione 11-4.

Accordo del circuito anodico Dopo che un amplificatore è stato completamente neutralizzato, si deve applicare una tensione anodica ridotta prima di effettuare l'accoppiamento del carico all'amplificatore.

Questa riduzione nella tensione anodica deve essere almeno del 50% rispetto al valore normale perchè la corrente anodica salirebbe a valori eccessivi quando il condensatore di accordo di placca non è regolato al punto di risonanza che viene rilevato dalla minima indicazione nella lettura del milliamperometro in c.c. di placca.

In assenza di carico la tensione a r.f. può essere di alcune volte maggiore di quella che si ha nel funzionamento a pieno carico; questo può provocare la scarica del condensatore, se viene applicata la normale tensione continua. In assenza di carico la corrente di placca alla risonanza si abbassa del 15% circa rispetto al valore normale. Se le perdite del circuito anodico sono eccessive o se vi sono oscillazioni parassite, la corrente anodica, in assenza di carico, sarà più alta.

Adattamento del carico Il carico (antenna o stadi successivi a r.f.) può ora essere accoppiato all'amplificatore sotto prova. L'accoppiamento può essere aumentato finchè la corrente anodica alla risonanza (massima diflessione nella lettura del milliamperometro di placca) raggiunge il valore normale per cui il tubo è stato previsto. Il valore, a tensione anodica ridotta, sarà proporzionalmente inferiore, allo scopo di prevenire un valore eccessivo della corrente di placca quando viene applicata la tensione anodica normale. Questa non deve essere applicata finchè il carico a r.f. non è ancora connesso; altrimenti il condensatore di accordo può scaricare causando così una corrente anodica eccezionalmente alta che può danneggiare il tubo.

L' impedenza del circuito anodico accordato si abbassa quando l'amplificatore è caricato, così come la tensione a r,f. ai capi delle armature dei condensatori di neutralizzazione.

Eccitazione della griglia Per eccitazione di griglia si intende l'effettiva potenza a r.f. che alimenta il circuito di griglia del tubo elettronico e che è utilizzata, in parte, per pilotare il tubo, mentre in parte, si dissipa nel sistema di polarizzazione della griglia. Non è possibile infatti evitare di perdere una parte della potenza di eccitazione nel sistema di polarizzazione della griglia sia esso ottenuto con batteria, oppure con resistenza di fuga, o infine, con alimentatore.

Un'eccessiva eccitazione di griglia è altrettanto dannosa per un tubo a vuoto quanto una corrente anodica troppo alta, o una tensione di filamento troppo bassa. Un eccesso di potenza di pilotaggio surriscalda, infatti, i conduttori di griglia del tubo, e può causare una liberazione di gas in certi tipi di tub'. Per contro, un tale eccesso della potenza di pilotaggio non produce un apprezzabile aumento nella potenza erogata e può migliorare solo leggermente il rendimento. La corrente di griglia nel tubo non deve pertanto superare il valore prescritto dal costruttore, e si deve aver cura che la tensione di polarizzazione sia abbastanza bassa per evitare la scarica nei passanti del tubo.

E' naturale che la corrente di griglia di uno stadio amplificatore possa un po' diminuire quando si applica la tensione anodica, giacchè la corrente di griglia diminuisce col crescere della corrente anodica. Se l'eccitazione è regolata al massimo valore ammissibile per la corrente di griglia quando i tubi sono caricati, questo valore sarà superato quando viene tolta la tensione anodica o il carico e ciò specialmente se la polarizzazione è ottenuta con resistore di fuga. Tuttavia sotto queste condizioni l'impedenza di griglia cade a valori co-

sì bassi che l'alto valore della corrente rappresenta un ben piccolo aumento in potenza e perciò vi è una scarsa probalità che il tubo sia danneggiato; a meno che la corrente di griglia non aumenti a più del doppio del massimo valore specificato per il funzionamento con carico normale.

Sintonizzazione sotto carico Gli stadi amplificatori devono spesso essere accordati per la massima potenza in uscita. Questo non significa che l'accoppiamento deve essere regolato finchè lo stadio non eroga la massima potenza di cui è capace, ma che il condensatore di accordo del circuito oscillatorio deve sempre essere regolato al valore di capacità che permette la massima uscita. Se lo stadio non è molto caricato, ciò corrisponderà ad un valore minimo della corrente anodica. Però se le due condizioni non coincidono, lo stadio deve essere accordato per la massima potenza erogata piuttosto che per la minima corrente anodica. Se la differenza è notevole, specialmente nell'amplificatore finale che alimenta l'antenna, l'amplificatore deve essere riprogettato per utilizzare un più alto valore della capacità di accordo.

I tubi a griglia schermo non devono *mai* funzionare a piena tensione di griglia quando viene tolta la tensione anodica, altrimenti la dissipazione nello schermo diventa eccessiva ed il tubo può essere danneggiato. E nemmeno gli stadi amplificatori a griglia schermo e i tetrodi a fascio devono funzionare con tensione anodica applicata e senza carico poichè anche in questo caso la corrente di schermo assumerà valori troppo alti, a meno che non siano state prese alcune precauzioni, quale l'inserzione di un resistore nel circuito di schermo per limitare la corrente.

Quando tutti gli stadi funzionano regolarmente, deve essere verificata la tensione di filamento dei tubi dell'amplificatore finale con il trasmettitore in esercizio per assicurarsi che non sia nè eccessiva, nè insufficiente; entrambe le condizioni sono infatti dannose.

A meno che la tensione di rete subisca notevoli variazioni durante il giorno, non è necessario provvedere strumenti di misura sui filamenti di tutti gli stadi di un trasmettitore. E' sufficiente una verifica iniziale, quando il trasmettitore è messo in servizio per la prima volta; dopo di che è sufficiente che un singolo strumento venga derivato sul filamento o sui filamenti dello stadio amplificatore finale.

Se la tensione letta su questo stadio è elevata, si può ritenere che lo sia anche su tutti gli altri stadi, qualora le tensioni di filamento siano state ben regolate inizialmente.

La tensione di filamento deve sempre essere letta direttamente nello zoccolo del tubo.

11-4 Regolazione degli amplificatori lineari in classe B

La messa in funzione e la regolazione degli amplificatori lineari in classe B, o di qualsiasi tipo di amplificatore modulato ad alta efficienza, sono talvolta più critiche che per un analogo amplificatore in classe C e ciò per una ragione fondamentale: gli amplificatori lineari, o quelli modulati ad alta efficienza, devono *amplificare* linearmente il para-

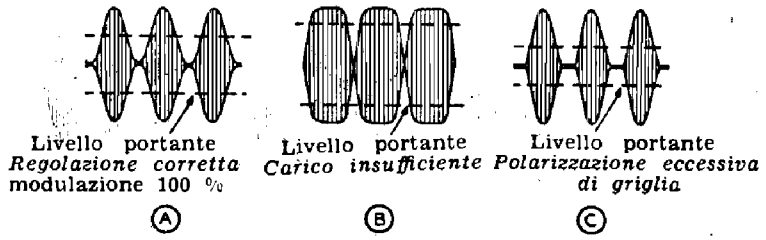


Figura 2.
FORMA D'ONDA ALL'USCITA DI UN AMPLIFICATORE LINEARE
Forme dell'inviluppo della portante ottenuto con regolazione esatta o errata in un amplificatore lineare in classe B.

metro variabile che effettua la modulazione. Pertanto la tensione di polarizzazione della griglia, l'ampiezza dell'eccitazione ed il carico del circuito anodico devono essere regolati con molta approssimazione rispetto ai valori ottimi, perchè si possa ottenere un'amplificazione o modulazione veramente lineare. Un amplificatore modulato in classe C deve invece essere lineare soltanto rispetto alle variazioni di ampiezza della tensione anodica, e cioè con riferimento allo inviluppo dell'onda modulata.

Determinazione delle condizioni di funzionamento

Per molti tubi le migiori condizioni di impiego quali amplificatori lineari in classe B sono specificate nelle condizioni di lavoro consigliate dai fabbricanti dei tubi. Il « Tube Handbook RCA HB3 » dà un succinto prospetto delle condizioni di funzionamento per i tubi RCA di cui è consigliato l'impiego quali amplificatori lineari in classe B. Vi sono però molti tipi di tubi elettronici per cui non sono date le condizioni di lavoro, pur essendo adattabili per l'impiego come amplificatori lineari in classe B. Per questi tubi le condizioni di funzionamento possono essere determinate seguendo i procedimenti dati nelle Sezioni 5-12 e 5-13 del Capitolo V. Inoltre i dati per gli amplificatori a frequenza acustica in classe AB1 o AB2 si possono normalmente applicare all'uso degli stessi tubi come amplificatori lineari a r.f..

Un amplificatore lineare in classe B funziona ad una tensione di polarizzazione di griglia tale che, in assenza di eccitazione, la dissipazione anodica del tubo è compresa fra il 10 e il 20% della massima dissipazione ammissibile per quel tubo. Il carico del tubo avrà una impedenza pari a circa la metà di quella necessaria al funzionamento dello stesso tubo come amplificatore in classe C. Pertanto, poichè il coefficiente di risonanza (Q) del circuito accordato anodico del tubo deve essere, quando questo è caricato, non inferiore a 15, si dovrà usare una capacità d'accordo circa doppia, a pari frequenza, di quella richiesta per lo stesso tubo quando funziona come amplificatore in classe C.

Di conseguenza, il grafico di figura 20 al Cap. VII può essere usato anche nel caso di un amplificatore lineare in classe B per un prestabilito segnale modulato in ampiezza, purchè il valore ottenuto dalla figura 20 venga raddoppiato.

Di conseguenza, la tensione di picco nominale del condensatore sarà metà di quella che si dovrebbe applicare per un amplificatore in classe C modulato sull'anodo.

Nel caso di un amplificatore lineare in classe B, che debba essere usato senza portante per l'amplificazione di segnali

a banda laterale unica, l'esatto valore dell'impedenza di carico può essere determinato usando il procedimento di calcolo dato nel Capitolo V, e quindi la capacità del circuito accordato si determina con l'aiuto dell'equazione data nel Cap. VII.

E' tuttavia possibile determinare in prima approssimazione il valore dell'impedenza di carico per un amplificatore lineare a banda laterale unica funzionante in classe B procedendo come segue:

1) - Si prestabilisce la punta massima di potenza (W_{op}) che il tubo deve erogare. Questo valore può essere dedotto dalle condizioni di funzionamento prescelte in quanto è generalmente compreso fra 3 e 5 volte la dissipazione anodica ammessa per quel tubo, ammettendo che esso debba lavorare alla più alta tensione possibile e con la massima utilizzazione.

2) - Si stabilisce la massima ampiezza della tensione anodica, corrispondente alla massima erogazione di potenza dello stadio. Questo valore sarà normalmente pari a circa il 90% della tensione continua anodica (V_{ao}) applicata allo stadio.

3) - Si determina il valore approssimato della R_L per il tubo mediante la relazione:

$$R_L = \frac{(0{,}9\ V_{ao})^2}{2\ W_{op}}$$

Questa è soltanto un'approssimazione, ma è in generale sufficiente per dare un valore della capacità del circuito risonante corrispondente ad un dato valore nominale del coefficiente Q del circuito stesso quando è caricato. La reattanza

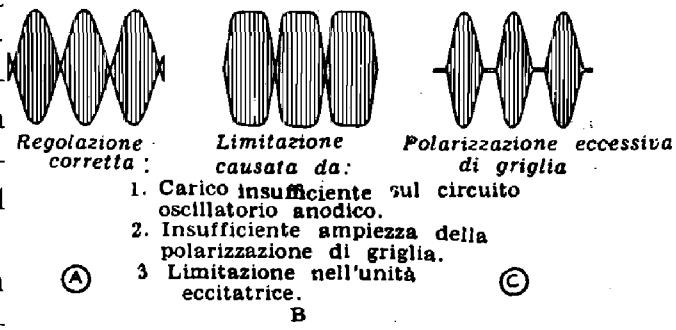


Figura 3.
FORME D'ONDA ALL'USCITA DI UN AMPLIFICATORE LINEARE A BANDA LATERALE UNICA

Con regolazione inadeguata l'inviluppo dell'onda all'uscita di un amplificatore lineare a banda laterale unica appare simile alle analoghe condizioni ottenute con un normale amplificatore lineare a modulazione di ampiezza. Ma quando le condizioni di funzionamento sono corrette, con un segnale modulato con doppia frequenza o con la portante e una banda laterale a piena ampiezza, l'inviluppo ha l'aspetto riportato nella fig. A.

del condensatore, o della bobina, del circuito risonante alla frequenza di lavoro è data allora da:

$$\frac{1}{\omega C} = \omega L = \frac{R_L}{Q_L}$$

in cui Q_L è il valore di Q desiderato nel circuito accordato.

Regolazione di un amplificatore lineare Per la regolazione di un amplificatore lineare in classe B, o di altro tipo di amplificatore modulato di alto rendimento, è necessario disporre di un oscillografo, se si vogliono assicurare le precise condizioni di funzionamento. Il segnale di uscita dell'amplificatore da mettere a punto viene applicato alle placche di deflessione verticale dell'oscillografo. L'oscil-

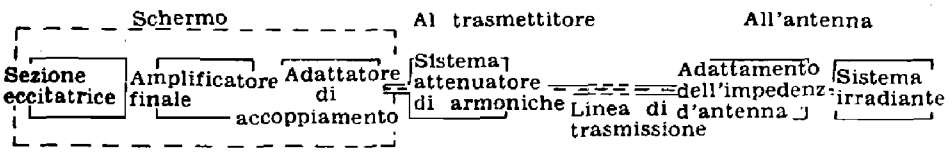


Figura 4.
SISTEMA DI ACCOPPIAMENTO DI ANTENNA
Questo sistema di accoppiamento d'antenna a soppressione di armoniche viene impiegato quando la linea di trasmissione all'antenna ha un basso rapporto di onde stazionarie e quando l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione d'antenna è uguale alla impedenza nominale del filtro passa-basso attenuatore d'armoniche.

latore di rilassamento che alimenta le placche orizzontali dell'oscilloscopio viene regolato alla frequenza più adatta per la modulante che si userà nel regolare l'amplificatore.

Se l'amplificatore dovrà usarsi come amplificatore lineare in classe B di un segnale modulato, si applica una modulazione del 100% al segnale che alimenta la griglia dell'amplificatore. La frequenza modulante sarà dell'ordine di 400 Hz per la prima verifica.

Si regolano allora successivamente l'accoppiamento di eccitazione, il carico del circuito anodico ed il circuito di griglia finchè la potenza d'ingresso dell'amplificatore raggiunge il suo esatto valore e l'onda modulata in uscita risulta una copia fedele del segnale che alimenta il circuito di griglia.

Un appiattimento nei picchi d'onda può dipendere o da un insufficiente accoppiamento all'antenna, o da un insufficiente oscillazione del circuito di griglia dell'amplificatore. Il taglio dei picchi negativi può invece essere causato da una eccessiva polarizzazione di griglia o da un segnale di eccitazione troppo alto.

Se si è ottenuta una regolazione soddisfacente, si deve poter togliere la modulazione dal segnale di entrata senza causare una variazione sensibile nella potenza di alimentazione anodica dell'amplificatore lineare.

La regolazione di un amplificatore lineare a banda laterale singola può essere eseguita in vari modi.

Un metodo soddisfacente, quando l'amplificatore può funzionare per un tempo relativamente lungo, consiste nell'inserire nell'eccitatore un segnale portante che abbia un'ampiezza di circa metà della massima tensione che l'eccitatore può erogare. Si applica quindi una modulazione di circa 400 Hz all'eccitatore a banda unica e si regolano sia l'eccitazione, sia il carico, fino a rendere lineare l'amplificatore, con procedimento analogo a quello ora esposto per un normale segnale modulato in ampiezza.

Un altro metodo di regolazione per gli amplificatori lineari di segnali a banda laterale unica consiste nell'applicare due modulanti all'eccitatore, ad esempio 1000 Hz e 600 Hz, per modo che la differenza di frequenza sia di circa 400 Hz.

Si regolano quindi il carico, l'eccitazione e la polarizzazione dell'amplificatore lineare finchè la forma d'onda erogata dall'eccitatore resta indistorta nel passare attraverso l'amplificatore.

L'inviluppo del segnale a banda unica deve apparire come in fig. 3.

A causa della grande escursione del segnale di un amplificatore lineare in classe B di segnali a banda laterale unica, è importante che la polarizzazione di griglia e la tensione anodica abbiano una buona regolazione e, nel caso di un amplificatore a tetrodo, si deve avere una regolazione molto buona nella tensione di schermo. Così, per ottenere la migliore linearità, quando si usa un tetrodo come amplificatore lineare a banda unica, si è constatato che è meglio operare con un polarizzatore di griglia un po' inferiore di quella che sarebbe richiesta per il funzionamento lineare in classe B.

I valori specificati nei manuali di tubi per i funzionamenti in classe AB_1 o AB_2 quali audio-amplificatori, si sono dimostrati molto soddisfacenti per il funzionamento lineare dei tetrodi nell'amplificazione a banda unica.

11-5 Accoppiamento ai sistemi di antenna

Nell'accoppiamento di un sistema di alimentazione di antenna ad un trasmettitore si devono tener presenti le seguenti considerazioni fondamentali.

1) Devono essere previsti i mezzi per variare il carico sull'amplificatore.

2) In un amplificatore in controfase i due tubi devono essere ugualmente caricati.

3) Il carico presentato all'amplificatore finale deve avere carattere resistivo (non reattivo).

4) Si devono predisporre i mezzi per ridurre il trasferimento delle armoniche dal circuito oscillatorio anodico dell'amplificatore finale all'antenna, o alla linea di trasmissione all'antenna, ad un valore *estremamente basso.*

Regolazione del carico del trasmettitore Il problema di trasferire la potenza di uscita di un trasmettitore ad alta o altissima frequenza alla parte irradiante del sistema dell'antenna, è praticamente complicato dalla necessità di eliminare le interferenze alla ricezione televisiva. Tuttavia la parte del problema relativa all'eliminazione di tali interferenze può *sempre* essere risolta con un'adeguata schermatura del trasmettitore, con filtri inseriti nelle connessioni di controllo e di alimentazione che entrano nel pannello del trasmettitore, e con l'inclusione di un filtro attenuatore di armoniche tra l' uscita del trasmettitore e il sistema d'antenna.

I metodi per l'eliminazione delle interferenze nella televisione sono discussi nei loro particolari nel capitolo XVII.

Le suddette interferenze possono bensì essere eliminate con l'inclusione di un filtro tra l'uscita di un trasmettitore schermato e il sistema di antenna, ma il fatto che tale filtro debba essere incluso nel collegamento fra trasmettitore e antenna, rende necessario tenerne conto nello studio del problema di regolazione del carico del trasmettitore.

Rimandando la specifica discussione dei filtri attenuatori di armoniche al cap. XVII, dobbiamo qui esaminare una caratteristica di tali filtri: essi devono operare su un'impedenza molto vicina al valore di progetto; così essi devono operare su un'uscita resistiva sostanzialmente uguale all'impedenza caratteristica del filtro. Se tali filtri operano su

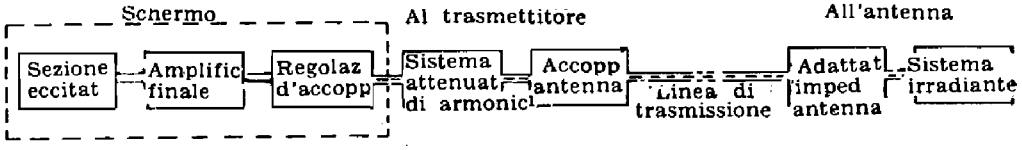


Figura 5.
SISTEMA DI ACCOPPIAMENTO D'ANTENNA
Questo sistema di accoppiamento di antenna viene usato quando la linea di trasmissione di antenna non deve avere la stessa impedenza caratteristica del filtro d'eliminazione delle interferrenze alla televisione e quando il rapporto di onde stazionarie sulla linea di trasmissione di antenna può essere più o meno basso.

un'impedenza che non sia resistiva e non sia circa uguale alla loro impedenza caratteristica, si verificano i seguenti inconvenienti:

1) I condensatori usati nelle sezioni del filtro sono sottoposti ad alte punte di tensione e possono essere danneggiati.

2) Le proprietà di attenuazione delle armoniche risultano diminuite.

3) L'impedenza d'entrata del filtro sarà diversa da quella del carico vista dal filtro (salvo che si tratti di filtri del tipo a mezza onda). E' quindi importante che il filtro sia incluso nel circuito trasmettitore-antenna in un punto in cui l'impedenza è vicina al valore nominale di quella del filtro e dove questa impedenza può facilmente rimanere costante al variare della frequenza.

Schema dei sistemi di accoppiamento fra trasmettitore e antenna

Vi sono due sistemazioni fondamentali che soddisfano a tutti i requisiti di un sistema di accoppiamento trasmettitore-antenna e che permettono di sistemare il filtro attenuatore di armoniche in una posizione del sistema di accoppiamento tale che esso può operare ad un livello di impedenza molto vicino al suo valore nominale. Queste disposizioni sono illustrate negli schemi di fig. 4 e fig. 5.

La disposizione di fig. 4 è raccomandata per l'uso con un sistema di antenna a banda unica, quale un dipolo, o un allineamento di dipoli girevoli, in cui il sistema di impedenze di adattamento è incluso o è molto vicino all'antenna. La linea di alimentazione che scende dal sistema di antenna deve avere un'impedenza caratteristica uguale all'impedenza nominale del filtro di armoniche e l'impedenza di adattamento all'antenna deve essere tale che il *rapporto di onde stazionarie* (*) sulla linea di alimentazione dell'antenna sia inferiore di 2/1 nella gamma di frequenze a cui viene alimentata l'antenna. Tale disposizione può essere usata con linea bifilare, con linea a nastro o tubolare, oppure con cavo coassiale. L'uso del cavo coassiale è particolarmente raccomandato, ma in ogni caso l'impedenza di una linea di collegamento all'antenna deve avere lo stesso valore dell'impedenza del filtro d'armoniche.

La disposizione di fig. 4 è più o meno normale per equipaggiamenti di costruzione commerciale nelle gamme delle alte e altissime frequenze.

(*) Rapporto fra i valori massimo e minimo di tensione (o corrente), misurabili lungo la linea supposta senza perdite.

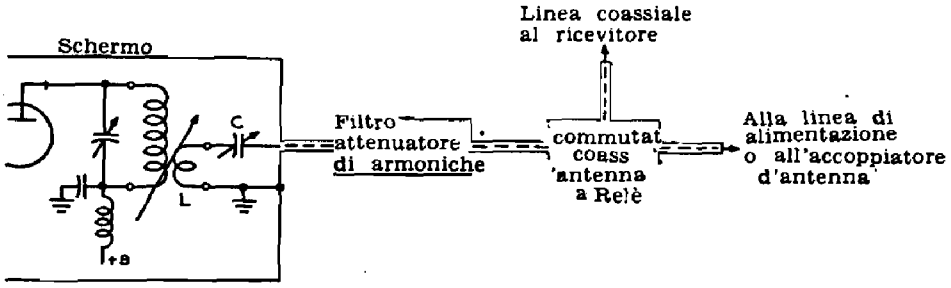


Figura 6.
CIRCUITO D'USCTA A SPIRE ACCORDATE
Il condensatore C deve essere regolato in modo da accordare la reattanza induttiva delle spire di accoppiamento L. Il carico dell'amplificatore viene allora regolato variando fisicamente l'accoppiamento tra il circuito risonante anodico dell'amplificatore finale e le spire di accoppiamento d'antenna.

La disposizione di fig. 5 aggiunge unicamente un accoppiatore di antenna tra l'uscita del filtro di attenuazione delle armoniche e la linea di trasmissione d'antenna.

L'accoppiatore di antenna avrà anche una certa azione attenuatrice delle armoniche, ma la sua funzione principale è di trasformare l'impedenza della linea di trasmissione all'antenna dal lato verso la stazione, al valore nominale dell'impedenza del filtro d'armoniche. Pertanto il dispositivo di fig. 5 è più generale di quello di fig. 4, poichè l'inclusione dell'accoppiatore di antenna porta il sistema ad alimentare una linea di trasmissione di qualsiasi valore e senza riguardo al rapporto di onde stazionarie che può verificarsi nella linea stessa. L'accoppiatore d'antenna sarà esaminato in una successiva sezione.

Regolazione dell'accoppiamento d'uscita

Si sarà notato che in entrambi gli schemi delle figure 4 e 5 è incluso un rettangolo denominato « Regolazione di accoppiamento ». Tale elemento è necessario nel sistema generale per permettere un adattamento nel valore dell'impedenza del carico presentato ai tubi nello stadio amplificatore finale del trasmettitore.

L'impedenza ai terminali d'ingresso del filtro d'armoniche risulta definita dall'antenna, attraverso il suo sistema di adattamento e l'accoppiatore d'antenna, se è usato. In ogni caso l'impedenza misurabile ai terminali d'entrata del filtro d'armoniche deve essere molto prossima all'impedenza nominale del filtro. Pertanto l' « adattatore di impedenza » fornisce un mezzo per trasformare questo valore d'impedenza nel corretto valore di funzionamento dell'impedenza di carico quale deve presentarsi allo stadio amplificatore finale. Vi sono due vie normali per eseguire la regolazione dell'accoppiamento d'antenna, come mostrano le figure 6 e 7. La figura 6 mostra la disposizione di accoppiamento a mutua induttanza variabile che è la più usata negli apparati costruiti dai dilettanti, mentre il dispositivo di accoppiamento con rete a π, comunemente usato negli apparati commerciali, è illustrato in fig. 7. Entrambi i metodi possono usarsi presentando ciascuno i propri vantaggi.

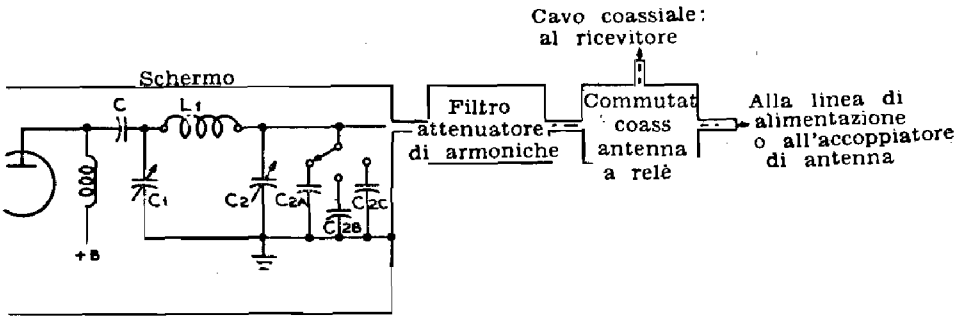


Figura 7.
ACCOPPIATORE D'ANTENNA A π.
Il progetto dei circuiti d'uscita a π è discusso nel cap. VII. I condensatori addizionali derivati all'estremo d'uscita mediante il deviatore S servono per le gamme di frequenza più basse. L'induttanza L_1 può essere regolata o variata mediante un commutatore a contatti, o può essere variabile con continuità, o infine si possono usare bobine intercambiabili.

Accoppiamento a mutua induttanza variabile

Il metodo a spira spostabile illustrato in figura 6 ha il vantaggio di permettere l'uso di componenti di fabbricazione normale senza modifica alcuna.

Però, per le maggiori larghezze di banda la reattanza della bobina di accoppiamento L e la reattanza del condensatore di accordo C, devono essere 3÷4 volte maggiori dell'impedenza nominale del carico del filtro di armoniche. Ciò significa che la reattanza induttiva della spira di accoppiamento L deve essere accordata mediante il condensatore C ed il coefficiente di qualità Q del circuito di accoppiamento LC deve avere un valore di 3÷4. Se la spira di accoppiamento non è spostabile rispetto alla bobina del circuito oscillatorio dello stadio finale, il solo condensatore C può essere usato come controllo di carico; però questo sistema non è consigliabile perchè richiede una regolazione di C ogni volta che si effettua una variazione di frequenza nel trasmettitore. Se L e C sono accordati al centro di una banda di frequenza, con un coefficiente Q = 3÷4, e la regolazione dell'accoppiamento è ottenuta spostando fisicamente L rispetto alla bobina dello stadio amplificatore finale, è normalmente possibile operare sull'intera banda per dilettanti senza variare il sistema di accoppiamento. Il condensatore C può normalmente avere una bassa tensione nominale anche con un trasmettitore di grande potenza, a causa del basso Q e della bassa impedenza al circuito di accoppiamento.

Accoppiamento con rete a π

Il sistema di accoppiamento con circuito a π offre due vantaggi:

1) Non richiede una variazione *meccanica* di accoppiamento per variare il carico dell'amplificatore finale;

2) Se costruito con un Q = 15 offre esso stesso un'attenuazione di armoniche di 40 db, o più, in aggiunta all'attenuazione determinata dal filtro addizionale. Alcuni apparati commerciali (come i trasmettitori Collins per dilettanti) prevedono un circuito ad L oltre a quello a π, per eseguire la trasformazione di impedenza in due passi e per ottenere una

ulteriore attenuazione d'armoniche. Il progetto dei circuiti di adattamento ad L e π è discusso nei particolari nella sezione 7-10 del capitolo VII.

Accordo dell'accoppiamento a π L'accordo di un circuito di accoppiamento a π, quale illustrato in fig. 7, si attua come segue. Dapprima si tolgono le connessioni tra l'uscita dell'amplificatore e il filtro d'armoniche (carico).

Si accorda poi il condensatore C_2 ad una capacità che risulti elevata per la banda di frequenza usata, aggiungendo una conveniente capacità addizionale mediante il commutatore S, se il funzionamento avviene ad una delle bande più basse. Si applica una tensione anodica ridotta allo stadio e ci si accosta alla risonanza mediante C_1. Può essere necessario variare l'induttanza della bobina L_1, ma in ogni caso la risonanza deve essere raggiunta in una posizione di C_1 che sarà vicina al valore desiderato del fattore di qualità Q del circuito a π (Per la discussione sul Q di una rete a π si veda la sezione 7-10).

Quando si accoppia il carico all'amplificatore (attraverso il filtro di armoniche) si applica di nuovo la tensione anodica ridotta e si tende alla risonanza variando C_1. Se la diminuzione di corrente anodica al crescere del carico è troppo bassa (tenendo conto della tensione ridotta), occorre *diminuire* la capacità di C_2 e osservare la diminuzione di corrente anodica alla risonanza ripetendo il procedimento finchè si sia ottenuto l'esatto valore della corrente anodica a piena tensione.

Sarà necessaria una variazione relativamente piccola di C_1 (dal valore iniziale in assenza di carico) se il Q di funzionamento del circuito a π è quello richiesto e se si è adottato un elevato valore dell'impedenza di trasformazione. Questo avviene nel caso in cui si trasforma l'impedenza di placca di uno stadio monovalvolare all'impedenza di soli 50 Ω di un normale filtro e del successivo carico. In una rete a π di questo tipo l'attenuazione di armoniche della sezione sarà adeguata quando si usino i dovuti valori di C_1 ed L_1 e quando si ha una brusca diminuzione di corrente anodica in corrispondenza del valore di C_1 di risonanza. Se la diminuzione in relazione a C_1 è lenta, ossia se la corrente anodica permane troppo alta quando C_2 viene portato al suo massimo valore, ciò vuol dire che per C_2 è necessaria una capacità maggiore qualora siano da ritenere corretti i valori di C_1 ed L_1.

11-6 Accoppiatori d'antenna

Come stabilito nella precedente sezione, un accoppiatore d'antenna non è richiesto quando l'impedenza della linea di trasmissione all'antenna è uguale all'impedenza nominale del filtro d'armoniche, ritenendo che la linea di alimentazione d'antenna funzioni con basso rapporto di onde stazionarie. (L'adattamento dell'antenna alla linea di alimentazione verrà discusso nei suoi particolari nel Capitolo XIII). Vi sono però molti casi in cui è preferibile alimentare una antenna plurigamma dall'uscita del filtro di armoniche; ad esempio quando si usa una linea accordata per alimentare l'antenna, oppure quando un lungo filo senza linea separata di alimentazione deve essere alimentato dall'usci-

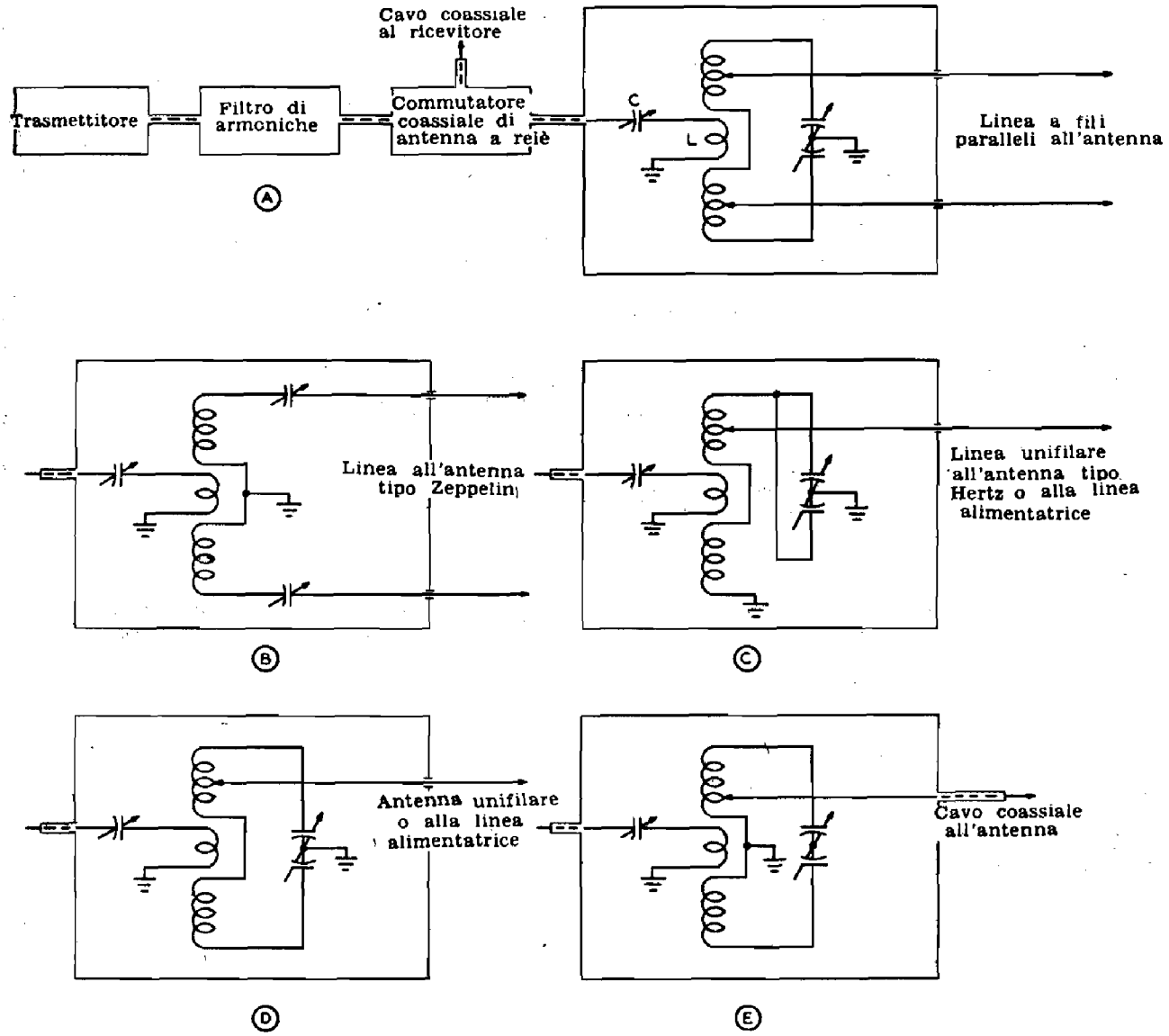


Figura 8.
CIRCUITI ACCOPPIATORI D'ANTENNA

Per attuare l'alimentazione di diversi tipi di antenna e di linee di trasmissione di antenna dalla linea d'entrata coassiale che collega al trasmettitore o al commutatore d'antenna a relè, possono usarsi bobine intercambiabili, uno o due condensatori del tipo a statore separato, e un sistema di commutatori, spine e prese. Le spire L devono essere accordate, mediante il condensatore C, alla frequenza di lavoro del trasmettitore affinchè il filtro di armoniche possa operare su un carico resistivo del voluto valore nominale.

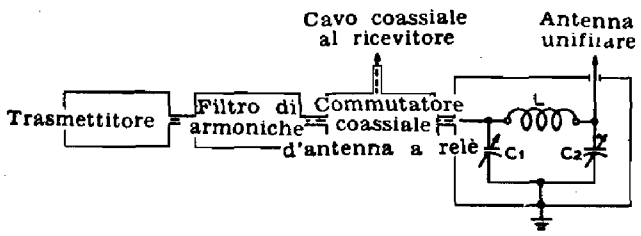


Figura 9.
ACCOPPIATORE D'ANTENNA A π

Questa disposizione è adatta per alimentare ad un estremo una antenna hertziana, o una qualsiasi lunghezza di filo per apparati portatili o per funzionamento di emergenza, dall'uscita del filtro di armoniche di dato valor nominale d'impedenza.

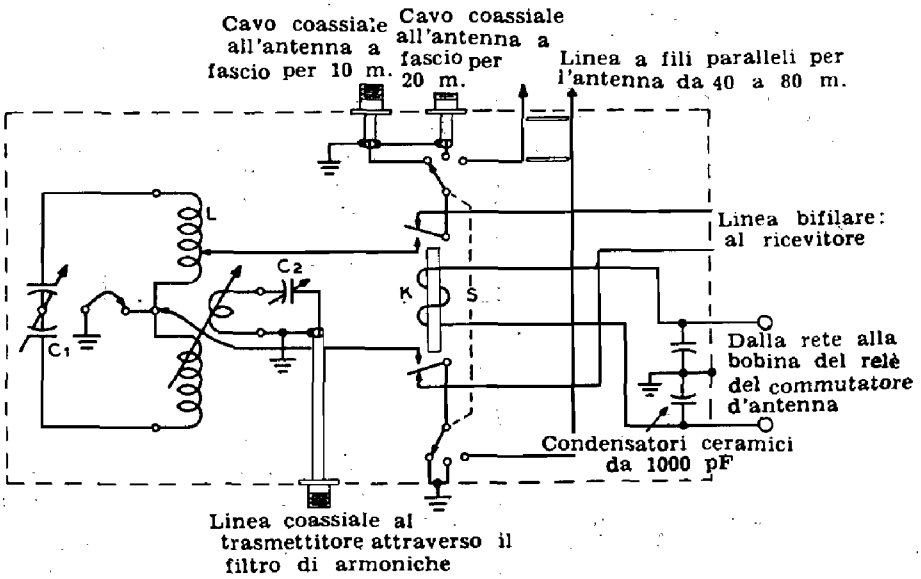


Figura 10.
CIRCUITO DI UN PRATICO ACCOPPIATORE DI ANTENNA
Questa disposizione comprende il commutatore d'antenna a relè, un deviatore selettore di antenna ed un tipo universale di accoppiatore d'antenna. Il circuito accordato dell'accoppiatore d'antenna non è, nello schema, nella posizione di ricezione del commutatore a relè, Il condensatore C2 serve per compensare la reattanza induttiva delle spire di accoppiamento.

ta del filtro. In tali casi si richiede un accoppiamento d'antenna.

Una certa attenuazione di armoniche viene determinata dell'accoppiatore di antenna, particolarmente se esso è ben schermato. In certi casi, quando si usa una rete a π all'uscita del trasmettitore, l'aggiunta di un accoppiatore schermato di antenna può determinare una sufficiente attenuazione d'armoniche. Ma in tutti i casi comuni sarà necessario includere un filtro d'armoniche tra l'uscita del trasmettitore e l'accoppiatore d'antenna. Quando si usa un adeguato filtro d'armoniche, non sarà in generale necessario schermare l'accoppiatore d'antenna se non per ragioni di sicurezza o convenienza.

Funzione dell'accoppiatore d'antenna

La funzione dell'accoppiatore di antenna è, fondamentalmente, quella di trasformare l'impedenza del sistema di antenna impiegato nel corretto valore di impedenza *resistiva* del filtro di armoniche, e cioè del trasmettitore. Pertanto l'accoppiatore d'antenna può essere usato per accordare gli alimentatori, o le parti irradianti del sistema di antenna, oltre che per la sua funzione di trasformatore d'impedenza E' importante ricordare che nessuna regolazione fatta sull'accoppiatore d'aereo può eliminare le onde stazionarie sulla linea di trasmissione all'antenna. Le onde stazionarie hanno infatti origine nella riflessione dell'antenna. Però l'accoppiatore d'antenna può risuonare con la linea di alimentazione (introducendo una impedenza coniugata) oltre ad effettuare la trasmissione di impedenza. Così, un'impedenza resistiva di valore appropriato può essere presentata al filtro d'armoniche, come in fig. 5, indipendentemente da qualsiasi ragionevole *rapporto di on-*

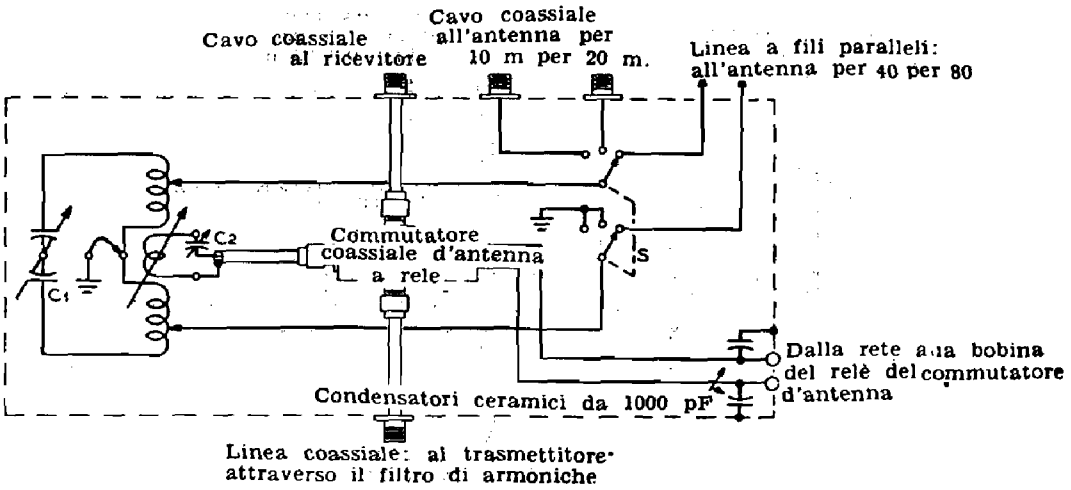


Figura 11.
ACCOPPIATORE COASSIALE D'ANTENNA
Questo dispositivo differisce da quello di fig. 10 per il fatto che qui sono usati un commutatore coassiale a relè, una linea coassiale dall'accoppiatore al ricevitore, ed il circuito accordato dell'accoppiatore resta inserito tanto in ricezione quanto in trasmissione.

de stazionarie sulla linea di trasmisione all'antenna.

Tipi di accoppiatori d'antenna Tutti i tipi usuali di accoppiatori d'antenna rientrano in due classi:

1) Sistemi risonanti accoppiati induttivamente come quelli mostrati in fig. 8;

2) Sisteri a π accoppiati conduttivamente, come illustrato in fig. 9.

Il sistemi accoppiati induttivamente sono quelli più comunemente usati, perchè sono convenienti per alimentare una linea bilanciata dall'uscita coassiale di un normale filtro d'rmoniche.

Il sistema a π è più utile per alimentare un lungo filo dall'uscita di un trasmettitore.

Alcuni metodi generali per usare i tipi di accoppiatori d'antenna risonanti accoppiati induttivamene, sono illustrati in fig. 8. L'accoppiamento fra la bobina L ed il circuito principale accordato non occorre che sia variabile; infatti è preferibile che l'esatta dimensione ed il piazzamento delle spire di accoppiamento siano determinati in relazione alla bobina d'accordo che sarà usata per ogni banda, ed inoltre che le spire di accoppiamento costituiscano una parte della bobina intercambiabile. Il condensatore C può allora essere regolato ad un valore predeterminato per ciascuna banda in modo da risuonare con le spire di accoppiamento per ognuna di dette bande. La reattanza delle spire (e così la reattanza del condensatore nella posizione in cui deve risuonare con le spire) deve essere $3 \div 4$ volte l'impedenza della linea di trasmissione tra l'accoppiatore di antenna e il filtro d'armoniche, cosicchè le spire d'accoppiamento abbiano un Q di funzionamento pari a 3 o 4. L'uso del condensatore C per risuonare con la reattanza delle spire L renderà più facile ottenere un

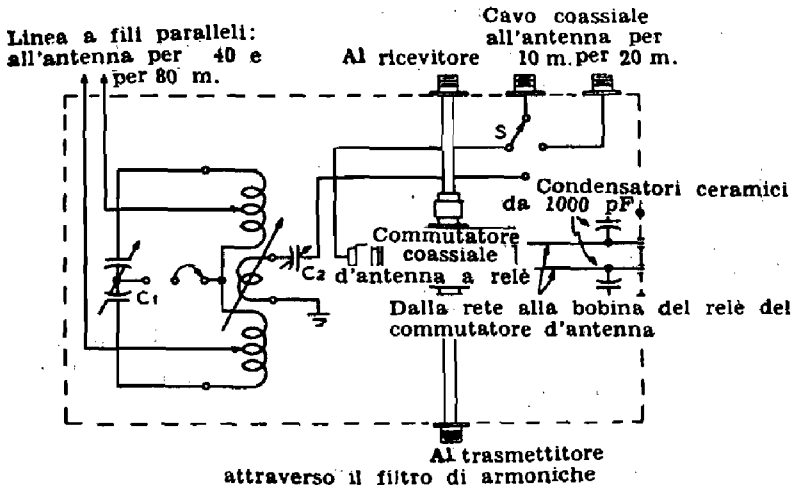


Figura 12.
ALTRO TIPO DI ACCOPPIATORE COASSIALE D'ANTENNA

Questo circuito è consigliato non solo perchè preferibile quando è impiegata una linea coassiale con basso rapporto di onde stazionarie per alimentare un sistema d'antenna, quale un fascio orientabile, ma anche quando si desidera alimentare attraverso una linea a fili separati una qualsiasi specie di antenna plurigamma per le gamme di frequenza più basse. Il circuito accordato dell'accoppiatore di antenna è efficiente solo quando si usa l'alimentazione con fili separati ed allora funziona sia per trasmettere, sia per ricevere.

basso rapporto di onde stazionarie alla uscita del filtro d'armoniche, bastando semplicemente sintonizzare il circuito risonante dell'accoppiatore d'antenna. Se questo condensatore non fosse incluso, il sistema potrebbe ancora funzionare soddisfacentemente, ma il circuito risonante dovrebbe essere leggermente disaccordato dalla risonanza così da annullare la reattanza induttiva delle spire di accoppiamento e realizzare un carico resistivo all'uscita del filtro di armoniche. Variazioni nel carico dell'amplificatore finale possono essere ottenute mediante una regolazione dello accoppiamento all'amplificatore finale, ma non all'accoppiatore d'antenna.

Il tipo con circuito a π, come indicato in fig. 9, è utile per certe applicazioni, ma è principalmente utile nell'alimentazione di antenne unifilari mediante linee di trasmissione a bassa impedenza. In una simile applicazione il valore di Q della rete a π può talvolta essere più basso di quello di una rete a π inserita nel circuito anodico dell'amplificatore finale di un trasmettitore quale è mostrato in fig. 7. Un fattore di qualità $Q = 3 \div 4$ in tale applicazione potrà risultare adeguato poichè l'attenuazione delle armoniche è già effettuata dall'accoppiatore d'armoniche. Però il circuito sarà più facile da accordare, benchè esso non abbia una grande

larghezza di banda, se il Q è più alto.

Tre accoppiatori d'antenna completi sono illustrati nelle figure 10, 11 e 12. Il circuito delle fig. 10 è adatto per l'impiego con alimentazione a linea bifilare dall'accoppiatore d'antenna al ricevitore e non deve alimentare il segnale ricevuto attraverso il circuito d'accordo dell'antenna. Questo è desiderabile in quanto consente che il ricevitore sia accordato su una vasta gamma di frequenze senza regolazione dell'accoppiamento d'antenna. D'altro lato, non è attuabile migliore adattamento d'impedenza tra la linea di trasmissione dell'antenna e l'entrata del *ricevitore*. L'altra disposizione di fig. 11 utilizza una linea di alimentazione coassiale per il ricevitore e convoglia il segnale ricevuto attraverso il circuito d'accordo d'antenna, quando questo deve essere impiegato.

Un ulteriore dispositivo può fare uso del circuito accordato di accoppiamento d'antenna solo quando si alimenta, dall'uscita coassiale del trasmettitore, una linea di alimentazione a fili paralleli (o simili antenne plurigamma) di un'antenna di 40-80 metri. Le linee coassiali che portano alle antenne a fascio di 10 metri e di 20 metri sono alimentate direttamente dall'uscita del commutatore coassiale di antenna a relè attraverso il deviatore S. Tale disposizione è illustrata in figura 12.

CAPITOLO DODICESIMO

Radiazione, propagazione e linee di trasmissione

Le radio-onde sono onde elettromagnetiche di natura simile, ma di frequenza molto più bassa, alle onde luminose o calorifiche. Tali onde rappresentano energia elettrica viaggiante nello spazio, si propagano nello spazio libero con la velocità della luce e possono essere riflesse e rifratte, similmente alle onde luminose.

12-1 Irradiazione dell'antenna

Le correnti alternate che percorrono un conduttore creano attorno a questo un campo elettromagnetico alternativo. L'energia viene alternativamente immagazzinata nel campo e restituita al conduttore. Col crescere della frequenza, una quantità sempre maggiore di energia non viene restituita al conduttore, ma è invece irradiata nello spazio in forma di onde elettromagnetiche. L'irradiazione da un filo, o da più fili conduttori (linea), viene materialmente aumentata se vi è una rapida *variazione* delle *costanti elettriche* della linea che produce una riflessione e determina onde stazionarie sulla linea stessa.

Quando un conduttore è alimentato con energia a radiofrequenza avente una lunghezza d'onda di circa 2,1 volte la lunghezza in metri del filo, questo *risuona* come *un dipolo a mezza onda.* La massima variazione delle costanti elettriche di una linea è quella che si verifica all'estremità libera di un conduttore. Un dipolo ha perciò una elevata discontinuità di costanti a ciascuno degli estremi in corrispondenza dei quali si ha una riflessione quasi completa. Noi diciamo che il dipolo è « terminato » da una impedenza infinita (circuito aperto). L'onda riflessa si sovrappone all'onda incidente e la tensione e la corrente in ogni punto dell'antenna hanno il valore risultante dalla somma delle due onde. Agli estremi del dipolo le tensioni si sommano mentre le correnti delle due onde si annullano, producendo così *alta tensione* e *bassa corrente.* In modo analogo si vede che le correnti si sommano mentre le tensioni si annullano al centro del dipolo. Perciò al centro si ha *elevata corrente* e *bassa tensione.*

Un esame della fig. 1 mostrerà che la corrente in un dipolo decresce sinusoidalmente verso entrambi gli estremi,

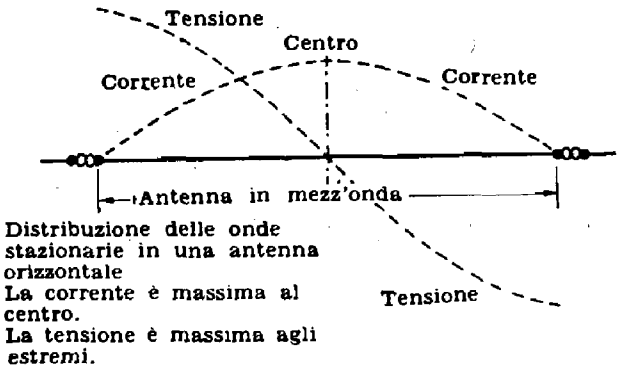


Figura 1.
ONDE STAZIONARIE SU UNA ANTENNA RISONANTE

mentre la tensione cresce con uguale legge. Le tensioni ai due estremi dell'antenna differiscono di fase di 180° e ciò mostra che le polarità sono opposte, una essendo positiva e l'altra negativa, in un certo istante. Una curva rappresentante sia la tensione, sia la corrente in un dipolo, riproduce un'*onda stazionaria* sul filo.

Irradiazione da sorgenti diverse dalle antenne L'irradiazione può verificarsi ad opera di altre sorgenti oltre le antenne. Irradiazione indesiderata può aversi da una linea a due fili paralleli ed anche da linee unifilari, o da linee composte da più di un conduttore. Inoltre l'irradiazione può essere provocata in modo efficiente da trombe elettromagnetiche, da lenti plastiche, o da lenti elettromagnetiche costituite da conduttori piani spaziati, da fessure tagliate in un pezzo di metallo, da fili dielettrici o dall'estremo aperto di guide d'onda.

Direttività dell'irradiazione L'irradiazione da ogni sistema radiante fisicamente costruibile è direttiva in un certo grado. Il grado di direttività può essere aumentato o variato mediante la combinazione di elementi radianti in modo opportuno, mediante l'uso di piani riflettenti o superfici curve, o mediante l'uso di sistemi quali quelli ricordati nel precedente paragrafo.

La costruzione di sistemi di antenne direttive è materia del capitolo seguente.

Polarizzazione Al pari delle onde luminose, le radio-onde possono avere una definita polarizzazione. Infatti, mentre le onde luminose possono attraversare un mezzo polarizzante, o esserne riflesse se avevano un definita polarizzazione, un'onda radio che lascia un radiatore semplice avrà una definita polarizzazione individuata dall'orientamento della componente elettrica del campo. Questo, a sua volta, è determinato dall'orientamento del radiatore stesso, poichè la componente del campo magnetico è sempre perpendicolare ad un radiatore lineare e la componente del campo elettrico giace sempre nello stesso piano del radiatore. Così noi vediamo che un'antenna verticale trasmette onde polarizzate verticalmente giacchè le linee di forza del campo elettrico risultano verticali. Analogamente un'antenna semplice orizzontale irradierà onde polarizzate orizzontalmente.

Per il fatto che l'orientamento di un radiatore lineare semplice è uguale a quello della polarizzazione delle onde che esso emette, il radiatore stesso viene definito come polarizzato verticalmente o orizzontalmente. Così si usa dire che un'antenna orizzontale è polarizzata orizzontalmente.

La figura 2A illustra il fatto che la polarizzazione del campo elettrico irra-

diato da un dipolo verticale, è verticale. La figura 2B, d'altro lato, mostra che la polarizzazione del campo elettrico irradiato da un radiatore a *fessura* verticale, è orizzontale. Questo fatto è stato utilizzato in alcune antenne commerciali per modulazione di frequenza, per cui è desiderata una radiazione polarizzata orizzontalmente, ma è più conveniente usare un allineamento di radiatori a fessura sovrapposti verticalmente. Se la lamina metallica è piegata a cilindro con la fessura lungo una generatrice, come in fig. 2C, si ottiene una zona di udibilità orizzontalmente simmetrica, con radiazione a polarizzazione orizzontale, quando il cilindro con la fessura è disposto verticalmente. Più cilindri possono essere sovrapposti verticalmente per ridurre l'angolo di radiazione e concentrare l'energia irradiata entro un minore angolo zenitale di radiazione utile.

In ogni caso la polarizzazione dell'irradiazione da un sistema radiante è data dalla direzione del campo elettrico entro o nelle vicinanze del sistema radiante.

12-2 Caratteristiche generali delle antenne

Tutte le antenne hanno alcune caratteristiche generali che è opportuno enumerare e dalle quali deriva la proprietà di un tipo determinato di antenna di essere più adatto per una data applicazione. Le più importanti caratteristiche sono le seguenti:

1) polarizzazione;
2) resistenza di radiazione;
3) direttività orizzontale;
4) direttività verticale;
5) larghezza di banda;
6) effettivo guadagno di potenza.

La *polarizzazione* di un'antenna o di un sistema radiante è la direzione del vettore campo elettrico ed è stata definita nella sezione 12-1.

La *resistenza di radiazione* di un sistema d'antenna è normalmente riferita al ventre di corrente, sia che esso venga alimentato nel punto in cui si verifica il ventre di corrente, sia che venga alimentato in altro punto.

La resistenza di radiazione è il valore di resistenza che, se inserito in serie all'antenna nel ventre di corrente, dissiperebbe la stessa energia che è effettivamente irradiata dall'antenna a parità di corrente e di punto di alimentazione.

La direttività orizzontale o verticale è espressa dal *diagramma di direttività* che è un grafico mostrante l'intensità relativa del campo irradiato in funzione dell'angolo di *azimut* per la direttività orizzontale e dell'angolo di *elevazione*, o di *zenit*, per la direttività verticale.

La larghezza di banda di una antenna è una misura della sua attitudine ad irradiare entro una certa gamma di frequenze. La larghezza di banda può essere espressa sia come « frequenza di lavoro più o meno una data percentuale », sia come « frequenza di lavoro più o meno un dato numero di MHz », per un certo rapporto limite di onde stazionarie sulla linea di trasmissione che alimenta il sistema di antenna.

L'effettivo guadagno di potenza, o guadagno direttivo, è il rapporto fra la potenza richiesta nella data antenna e quella richiesta in un'antenna di riferimento (normalmente un dipolo a mezza onda) per raggiungere la stessa intensità di

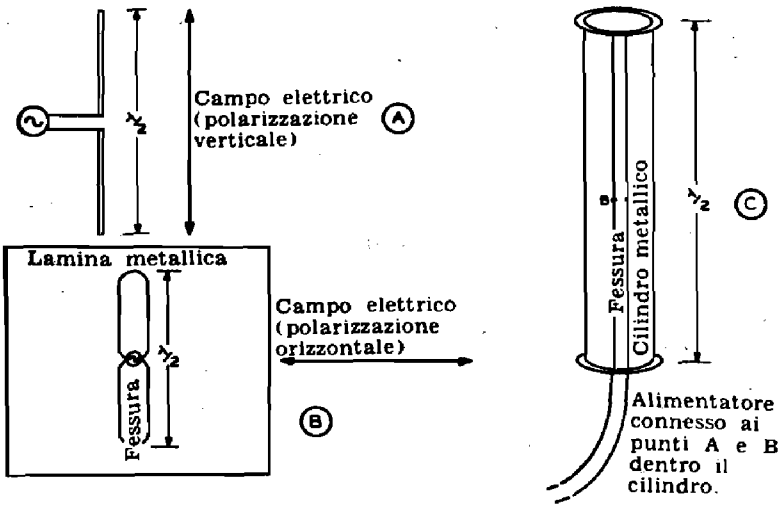


Figura 2.
POLARIZZAZIONE DI ANTENNA
La polarizzazione (campo elettrico) della irradiazione da un dipolo risonante come indicato in (A), è parallela alla lunghezza del radiatore.
Nel caso di una fessura risonante, tagliata in una lamina metallica (B) ed usata come radiatore, la polarizzazione del campo elettrico è perpendicolare alla lunghezza della fessura. In entrambi i casi però, la polarizzazione del campo irradiato è parallela al gradiente di potenziale del radiatore; nel caso del dipolo le linee di forza vanno da estremo a estremo, mentre nel caso della fessura il campo è diretto trasversalmente ai lati della stessa. La lamina metallica contenente la fessura può essere incurvata a cilindro per costituire il radiatore illustrato in (C). Con questo tipo di radiatore il campo sarà polarizzato orizzontalmente quando il radiatore è verticale.

campo nella direzione favorita dell'antenna in esame. Il guadagno direttivo può essere espresso sia come un effettivo rapporto di potenze, sia — come è più usuale — come rapporto di potenze espresso in decibel.

Lunghezza reale di un'antenna a mezza onda

Se la sezione trasversale del conduttore che costituisce l'antenna è molto piccola rispetto alla lunghezza dell'antenna, una mezza onda «elettrica» è più corta della «reale» lunghezza di una mezza onda, di una data percentuale. Questa percentuale è approssimativamente del 5% e pertanto la maggior parte delle antenne lineari a mezza onda ha una lunghezza reale pari al 95% della effettiva lunghezza di una mezza onda. Così un'antenna a mezza onda che risuoni esattamente su 80 m avrà una lunghezza reale pari alla metà del prodotto 0,95 x 80 e cioè 38 m.

In altri termini un filo risuona ad una lunghezza d'onda di circa 2,1 volte la sua lunghezza reale in metri. Se il diametro del conduttore è una frazione non trascurabile della lunghezza d'onda, come accade quando si usa un tubo come radiatore a frequenze ultra alte, il fattore di riduzione diventa leggermente inferiore a 0,95. Per antenne costituite da fili, (e non da tubi), su frequenze sotto i 30 MHz, si può però assumere il fattore 0,95 come sufficientemente preciso. Questo presuppone un radiatore lontano da oggetti circostanti e *non curvato*.

E' più comune l'esprimersi in termini di frequenza che non in lunghezze d'onda quando si indica una specifica gamma nello spettro delle radio-onde. Per questa ragione si deve aver ben presente

la relazione fra lunghezza d'onda e frequenza. Siccome la velocità delle radio-onde nello spazio è costante ed uguale alla velocità della luce, sarà facile vedere che per un punto passano tante più onde al secondo (più alta frequenza), quanto più vicini sono i picchi di queste onde (onde più corte). Perciò maggiore è la frequenza, minore è la lunghezza d'onda.

Una radio-onda nello spazio può essere paragonata ad un'onda nell'acqua. L'onda, in entrambi i casi, presenta picchi e depressioni; un picco ed una depressione costituiscono *un'onda piena* ossia *una lunghezza d'onda*. La frequenza indica il numero di cicli d'onda o picchi che passa per un punto in un secondo. La lunghezza d'onda indica invece la distanza che l'onda percorre nello spazio durante un ciclo, o un'oscillazione della corrente d'antenna; è la distanza in metri tra due picchi adiacenti, o tra due adiacenti depressioni di un treno d'onde.

Quando le radio-onde viaggiano a 300.000.000 metri al secondo (velocità della luce), una frequenza di un ciclo per secondo (1 hertz) corrisponde ad una lunghezza d'onda di 300.000.000 metri. Se la frequenza è moltiplicata per un milione, la lunghezza d'onda viene divisa per un milione, per mantenere costante il loro prodotto. Così una frequenza di 1.000.000 cicli per secondo (1.000 kHz = 1 MHz) corrisponde ad una lunghezza d'onda di 300 m.

Pertanto per passare dalla lunghezza d'onda (in metri) alla frequenza (in MHz) si divide semplicemente 300 per la lunghezza d'onda:

$$f_{MHz} = \frac{300}{\lambda_m}$$

oppure:

$$\lambda_m = \frac{300}{f_{MHz}}$$

Combinando la semplice formula che ci consente di passare dalla lunghezza d'onda alla frequenza e viceversa, con la formula che lega la lunghezza d'onda alla lunghezza dell'antenna, si può avere subito la lunghezza dell'antenna in funzione della frequenza:

$$h = \frac{0{,}95\,\lambda_m}{2} = \frac{142{,}5}{f_{MHz}}$$

Esempio:

Gamma: 3,5 ÷ 30MHz

$$h = \frac{142{,}50}{f_{MHz}} \text{ metri}$$

Col crescere della frequenza si fa sentire l'influenza del diametro del filo, per cui il fattore di riduzione diventa inferiore a 0,95. Si ha così:

Gamma: 50 MHz

$$h = \frac{142}{f_{MHz}} \text{ metri}$$

Gamma: 114 MHz

$$h = \frac{14.000}{f_{MHz}} \text{ centimetri}$$

Rapporto lunghezza/diametro Quando un radiatore a mezz'onda è costruito con tubo o barra il cui diametro è una frazione apprezzabile della lunghezza del ra-

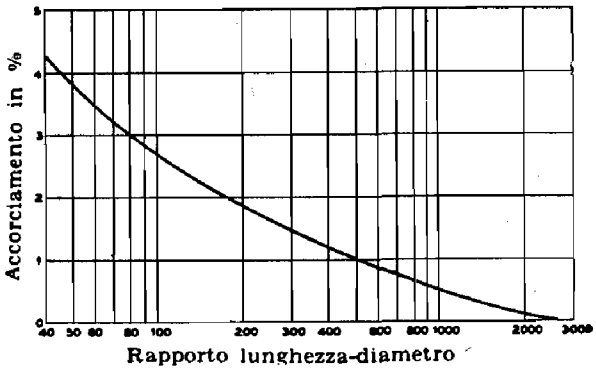


Fig. 3.
DIAGRAMMA DI ACCORCIAMENTO DI UN RISONATORE IN FUNZIONE DEL RAPPORTO LUNGHEZZA - DIAMETRO
L'uso del diagramma è basato sulla formula fondamentale per cui la lunghezza del radiatore in metri è uguale a 142,5/freq. in MHz. Questa formula si applica per frequenze inferiori a 30 MHz e per radiatori filiformi. Per più alte frequenze o sui 14 e 28 MHz quando il radiatore è costituito da un grosso tubo, esso deve essere accorciato rispetto al valore dato dalla formula, di una quantità determinata dal rapporto lunghezza-diametro del radiatore secondo il diagramma sopra riportato.

diatore, la lunghezza di risonanza dell'antenna a mezz'onda deve essere ridotta.

L'entità dell'accorciamento può essere determinata con l'aiuto del grafico di fig. 3. In questo grafico il maggiore accorciamento rispetto ai valori già dati nel precedente paragrafo è riportato in funzione del rapporto fra lunghezza e diametro del radiatore a mezza onda.

La lunghezza di un'onda nello spazio libero è un pò superiore a quella che risulterebbe dalla lunghezza di un'antenna per la stessa frequenza. L'effettiva lunghezza d'onda nello spazio libero è data dalla seguente espressione:

$$\tfrac{1}{2}\lambda = \frac{150}{f_{MHz}} \text{ metri}$$

Risonanza su armoniche

Un filo nello spazio può risuonare su più di una frequenza.

La frequenza *più bassa* a cui esso risuona è detta frequenza *fondamentale*, ed è con riferimento a questa che la sua lunghezza viene determinata in circa mezza lunghezza d'onda. Un filo può avere 2,3,5, o più onde stazionarie e cioè esso risuona approssimativamente su tutte le armoniche della sua frequenza fondamentale. Però le armoniche più alte non sono multipli interi esatti della più bassa frequenza di risonanza e ciò per *effetti di estremità*.

Un'antenna operante su armonica risulta pertanto un pò più lunga della somma di un corrispondente numero di dipoli e per questa ragione la formula che dà la lunghezza del dipolo non può essere usata dividendo semplicemente per il corrispondente ordine d'armonica. La sezione intermedia a mezz'onda non risente dell'effetto di estremità. Pertanto la distribuzione di corrente è disturbata dal fatto che la potenza può raggiungere alcune delle sezioni a mezz'onda solo fluendo attraverso altre sezioni, agendo queste non solo come radiatori, ma anche come linee di trasmissione. Per questa ragione, la lunghezza risonante dipenderà in certa misura dal metodo di alimentazione; così vi sarà minore attenuazione di corrente lungo l'antenna se essa è alimentata nel centro, o in sua vicinanza, che se è alimentata ad un estremo, o in sua vicinanza — Perciò l'antenna dovrebbe essere un pò più lunga se è alimentata vicino ad un estremo, che se è alimentata al centro. — La differenza è tuttavia molto piccola, a meno che l'antenna non sia di molte lunghezze d'onda.

Sotto condizione di una forte attenua-

zione di corrente è possibile, per alcuni nodi, o ventri, usare un'antenna leggermente più lunga di una mezza onda.

La pratica ha dimostrato che il metodo più adatto per far risuonare esattamente un'antenna funzionante su armoniche è quello sperimentale; oppure si può usare un sistema di alimentazione in cui la linea e l'antenna siano accordati, come un unico complesso, all'uscita del trasmettitore.

Un dipolo, o antenna a mezz'onda, si dice che lavora su onda fondamentale o prima armonica.

Un'antenna a piena onda, cioè di una lunghezza d'onda, opera sulla sua seconda armonica. Un'antenna con cinque mezze lunghezze d' onda lavora sulla quinta armonica. Si osservi che un'antenna in quinta armonica è lunga 2,5 lunghezze d'onda e non 5.

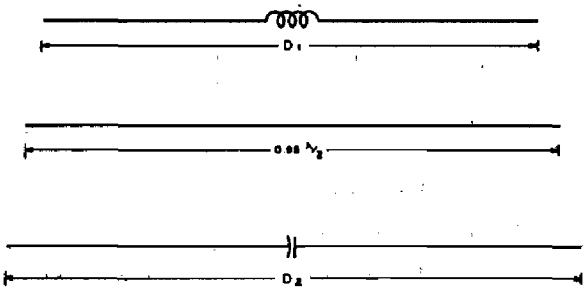


Figura 4.
EFFETTO DELL' INDUTTANZA E DELLA CAPACITA' IN SERIE SULLA LUNGHEZZA DI UN RADIATORE A MEZZ' ONDA

L'antenna in alto è stata elettricamente allungata inserendo una bobina al suo centro. In altri termini, un'antenna con una induttanza concentrata nel suo centro può essere più corta, ad una data frequenza, di un radiatore a filo continuo. L'antenna in basso è stata accorciata elettricamente mediante una capacità. In altre parole, un'antenna con un condensatore in serie deve essere materialmente più lunga, per una data frequenza, giacchè la sua effettiva lunghezza elettrica è più corta di quella di un filo continuo.

Risonanza d'antenna La maggior parte dei tipi di antenna presenta un funzionamento più efficiente quando l'*accordo* è sulla frequenza di lavoro. Questa considerazione non si applica naturalmente alle antenne rombiche ed agli elementi parassiti degli allineamenti d'antenna. Però, in pratica per tutti gli altri casi si nota un aumento di efficienza quando l'intero sistema d'antenna è accordato, sia nel caso di un semplice dipolo, sia in quello di un complesso allineamento. L'efficienza di radiazione di un filo risonante è molte volte superiore a quella di un filo non accordato. Se un'antenna è un po' troppo lunga, essa può essere accordata con l'inserzione di un condensatore variabile in un punto di corrente più intensa. Se è un po' troppo corta; potrà invece accordarsi disponendo in serie un'induttanza variabile. Questi due metodi, illustrati schematicamente in fig. 4, sono generalmente impiegati quando parte dell'antenna entra nel locale dell'operatore.

Con un allineamento d'antenna, o con un'antenna alimentata per mezzo di una linea di trasmissione, è più comune tagliare gli elementi all'esatta lunghezza di risonanza con procedimento empirico.L'esatta risonanza d'antenna è più importante quando il sistema d'antenna ha una bassa resistenza di radiazione.

Un'antenna con bassa resistenza di radiazione ha un Q più alto (sintonia più acuta) di un'antenna con alta resistenza di radiazione. Un più alto Q non è indice di una più alta efficienza; indica semplicemente una curva di risonanza più acuta.

12-3 Resistenza di risonanza e impedenza nel punto di alimentazione

Sotto molti aspetti un'antenna in mezz'onda è come un circuito oscillatorio accordato. La principale differenza consiste nel fatto che nel circuito oscillatorio gli elementi di induttanza, capacità e resistenza sono *concentrati* mentre nell'antenna sono distribuiti sulla sua lunghezza. Il centro di un radiatore a mezza onda è in effetti un punto a potenziale di terra relativamente alla tensione a r.f., benchè la corrente sia massima in quel punto.

Quando l'antenna è accordata, e ciò dovrebbe sempre essere se si desiderano i migliori risultati, l'impedenza al centro è praticamente resistiva e viene definita *resistenza di radiazione*. E' questo un termine fittizio: esso rappresenta il valore di resistenza (riferito al ventre di corrente) che dissiperebbe la stessa potenza che irradia l'antenna, se fosse alimentata con l'intensità misurata nel ventre di corrente.

La resistenza di radiazione dipende dalla lunghezza dell'antenna e dalla sua vicinanza agli oggetti circostanti che possono assorbire o reirradiare potenza; tali possono essere la terra, altri fili ecc.

L'antenna Marconi Prima di proseguire nella discussione sulla resistenza di radiazione è utile una spiegazione sull'antenna Marconi (un quarto d'onda con estremo a terra).

Essa è uno speciale tipo dell'antenna di Hertz in cui la terra agisce come « altra metà » del dipolo. In altre parole, la corrente fluisce entro la terra anzichè in una uguale sezione in quarto d'onda. Così il ventre di corrente di un'antenna Marconi è alla *base* anzichè al *centro*. In ogni caso esso dista d'un quarto di lunghezza d'onda dall'estremo (o dagli estremi).

Un dipolo a mezza onda lontano dalla terra e da altri oggetti riflettenti, ha una resistenza di radiazione di 73 Ω. Un'antenna Marconi è semplicemente un mezzo dipolo. Per questa ragione la resistenza di radiazione è circa metà dell'impedenza di 73Ω di un dipolo ossia 36,5 Ω. La resistenza di radiazione di un'antenna Marconi usata come asta flessibile mobile, risulterà diminuita per la vicinanza della massa *dell'autoveicolo*.

Impedenza d'antenna Poichè la potenza lungo l'antenna è sempre uguale, *l'impedenza* di una antenna risonante in qualsiasi punto di tutta la sua lunghezza esprime soltanto il rapporto tra tensione e corrente in quel punto. Così la più bassa impedenza si ha dove la corrente è più alta e cioè al centro di un dipolo o a un quarto d'onda dalla estremità di un'antenna Marconi.

L'impedenza aumenta *uniformemente* verso ciascun estremo, quindi essa è di circa 2000 Ω per un dipolo lontano dalla terra e circa il doppio per un'antenna verticale Marconi.

Se un'antenna verticale a mezza onda è posta in modo che il suo estremo inferiore sia al livello della terra, l'effetto della riflessione di terra è di aumentare la resistenza di radiazione fino a circa 100 Ω. Quando si usa un'antenna orizzontale a mezz'onda, la resistenza di radiazione (ed anche, naturalmente, la

quantità di energia irradiata per una data corrente d'antenna) dipende dall'altezza dell'antenna sulla terra, giacchè l'altezza determina fase e ampiezza dell'onda riflessa dalla terra verso l'antenna. Perciò la corrente risultante nell'antenna per una data potenza è funzione della altezza dell'antenna da terra.

Le curve di fig. 5 indicano le resistenze di radiazione teoriche al punto centrale di un'antenna a mezza onda per diverse altezze da una terra *perfetta*.

Questi valori sono importanti quando si adottino linee alimentatrici non accordate a radio frequenza, per ottenere un buon adattamento e l'assenza di onde stazionarie nelle linee.

Sopra una terra *media*, l'effettiva resistenza di radiazione di un dipolo varierà rispetto al valore teorico della fig. 5, in quanto questa presuppone una terra ipotetica *perfetta* senza perdite e con riflessione totale. Fortunatamente, le curve della resistenza di radiazione sopra la maggior parte di tipi di terra rispondono abbastanza strettamente con quelle del grafico, ad eccezione della resistenza di radiazione di un dipolo orizzontale che non diminuisce tanto rapidamente come indicato per altezze inferiori a un ottavo di lunghezza d'onda. Però con l'antenna così vicina al suolo in un campo intenso la maggior parte della resistenza di radiazione è effettivamente rappresentata dalle perdite nel terreno; questo dimostra che una buona parte della potenza di antenna si dissipa nella terra che, a differenza della ipotetica terra perfetta, ha resistenza. In questo caso, una parte apprezzabile della « resistenza di radiazione » è in effetti « *resistenza di perdita* ». Il tipo

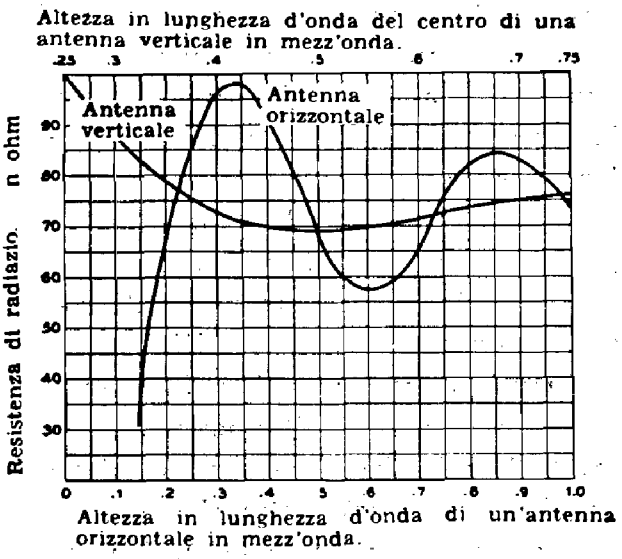


Figura 5.
EFFETTO DELL'ALTEZZA SULLA RESISTENZA DI RADIAZIONE DI UN DIPOLO SOSPESO SOPRA UNA TERRA PERFETTA

di suolo ha influenza anche sul *diagramma* di radiazione, specialmente nel piano verticale come si vedrà in seguito.

La resistenza di radiazione di un'antenna cresce generalmente con la lunghezza, benchè questo aumento oscilli in più o in meno attorno ad un valore medio costantemente crescente. I massimi ed i minimi sono causati dalla reattanza dell'antenna, quando la sua lunghezza la porta a non risuonare alla frequenza di funzionamento.

Rendimento dell'antenna Le antenne hanno una certa resistenza di dissipazione. La resistenza di perdita definisce le perdite di potenza dovute ad effetto Joule nel filo, a resistenza di terra (nel caso dell'antenna Marconi) ad effetto corona ed a perdite negli isolatori.

Il rendimento di radiazione di un'antenna è dato da:

$$\eta_r = \frac{R_a}{R_a + R_L}$$

dove R_a è la resistenza di radiazione ed R_L la resistenza di dissipazione dell'antenna. La resistenza di perdita è dell'ordine di 0,25 Ω per conduttori tubolari di grande diametro quali sono comunemente usati negli allineamenti a più elementi parassiti, ed assume valori da 0,5 a 2 Ω per allineamenti di normale costruzione che usano fili di rame.

Quando la resistenza di radiazione di un'antenna, o di un allineamento di antenna, è molto bassa, la corrente al nodo di tensione sarà molto alta per una data potenza. Parimente la tensione sarà molto alta nei nodi di corrente. Anche con conduttori di grande sezione e con ottimo isolamento, le perdite dovute ad alti valori di corrente e tensione saranno sensibili se la resistenza di radiazione è piuttosto bassa. Normalmente si ritiene non desiderabile usare una antenna o un sistema (*padiglione*) con una resistenza di radiazione inferiore a 5 Ω a meno che non vi sia una sufficiente direttività, compattezza o altro vantaggio da compensare le perdite relative alla bassa resistenza di radiazione.

Resistenza di terra La resistenza di radiazione di un'antenna, Marconi specialmente, sarà fissata al valore più alto possibile. Ciò ridurrà la corrente di antenna per una data potenza, minimizzando così le perdite dovute alla resistenza in serie offerta dalla connessione a terra.

La resistenza di radiazione può essere tenuta alta realizzando un'antenna Marconi alquanto più lunga del quarto d'onda ed accorciandola, mediante una capacità in serie, ad un quarto d'onda elettrico.

Essa deve inoltre essere allontanata da terra quanto più è possibile (la posizione verticale è ideale). I metodi per ridurre al minimo la resistenza delle connessioni di terra saranno esaminati nella discussione delle antenne Marconi al capitolo XIII.

12-4 Direttività orizzontale

Quando si deve scegliere e orientare un sistema di antenna occorre esaminare accuratamente i diagrammi di radiazione dei diversi tipi di antenna comuni. Le caratteristiche direzionali sonon di importanza ancora maggiore quando si usa un allineamento direttivo di antenne.

La direttività orizzontale è sempre desiderabile, *su qualsiasi frequenza*, quando si deve comunicare fra stazioni fisse. Però questo non è sempre ottenibile con dimensioni d'antenna ragionevoli alle più basse frequenze. Inoltre, quando sia attuabile con dimensioni non eccessive, come avviene per frequenze superiori ai 7 MHz, il vantaggio è ulteriormente aumentato se il massimo lobo di direttività orizzontale è controllabile. E' per questa ragione che hanno preso grande diffusione i *padiglioni* d'antenna orientabili. La direttività orizzontale può essere usata con notevoli vantaggi nei seguenti casi:

1) Se si esegue un collegamento solo tra due stazioni fisse.

2) Se sono disponibili più *padiglioni*, talchè si possa variare la direttività scegliendo o invertendo le antenne.

3) Se si usa un singolo *padiglione* orientabile.

I segnali seguono il percorso del cer-

chio massimo, con scostamenti contenuti entro 2 o 3 gradi, in tutte le normali condizioni di propagazione.

Però sotto condizioni ionosferiche turbate, o quando esistono insolite condizioni di propagazione, la deviazione del cerchio massimo per segnali di maggior intensità può raggiungere anche i 90 gradi.

Adottando *padiglioni* orientabili si può ovviare a queste difficoltà, ma i *padiglioni* di antenne che hanno una direttività orizzontale molto spinta diventano troppo ingombranti per essere ruotati, a meno che non siano destinati a trasmissioni su frequenze superiori ai 50 MHz.

12-5 Direttività verticale

La direttività verticale è della massima importanza per ottenere le più soddisfacenti comunicazioni sopra i 14 MHz, sia o no impiegata la direttività orizzontale. Ciò è vero per il semplice fatto che *solo* l'energia irradiata entro definiti angoli di *elevazione* è utile per le comunicazioni. L'energia irradiata con angoli di elevazione diversi va perduta e non adempie ad alcuna funzione utile.

Angolo ottimo di radiazione L'angolo ottimo di radiazione per la propagazione di segnali fra due punti dipende da diverse variabili; tra queste sono particolarmente significative:

1) L'altezza dello strato ionosferico che determina la riflessione delle onde.

2) La distanza fra le due stazioni.

3) Il numero di riflessioni per la propagazione fra le due stazioni.

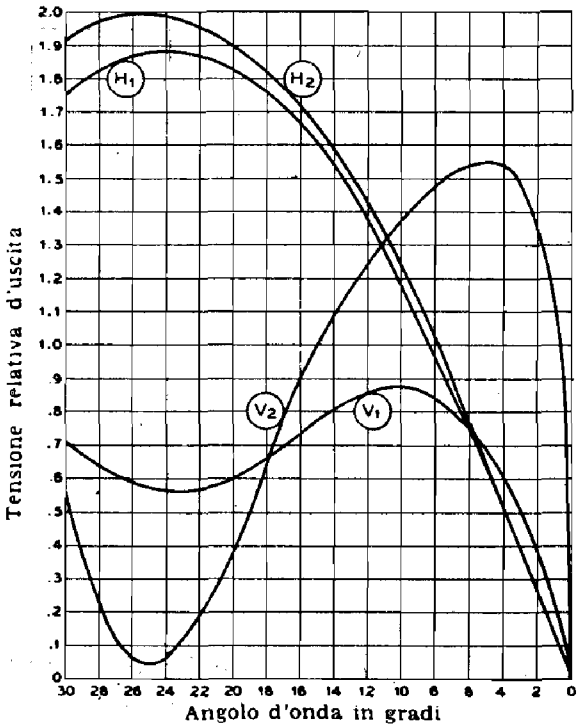


Figura 6.
CARATTERISTICHE DIREZIONALI DI DIPOLI ORIZZONTALI E VERTICALI SU DUE DIVERSI TIPI DI SUOLO POSTI AD UNA ALTEZZA DI 0,6 LUNGHEZZE D'ONDA

H_1 rappresenta un dipolo orizzontale su terreno campestre. H_2 sopra acqua salata. V_1 è un diagramma di radiazione verticale di un dipolo verticale sopra terreno campestre. V_2 sopra acqua salata. Una « terra » di acqua marina è la maggior approssimazione che si possa fare in pratica ad una terra idealmente perfetta.

Per comunicazioni nella banda dei 14 MH_z è spesso possibile assicurare la trasmissione dei segnali fra due punti con diverse modalità di propagazione. Questo mostra, naturalmente, che può essere usato più di un angolo di radiazione. Se in queste condizioni di propagazione *non* si usasse direttività verticale, interverrebbero evanescenze selettive a causa dell'interferenza fra onde che seguono diverse vie di propagazione.

Sulla banda dei 28 MHz è invece estremamente raro che si abbia più di

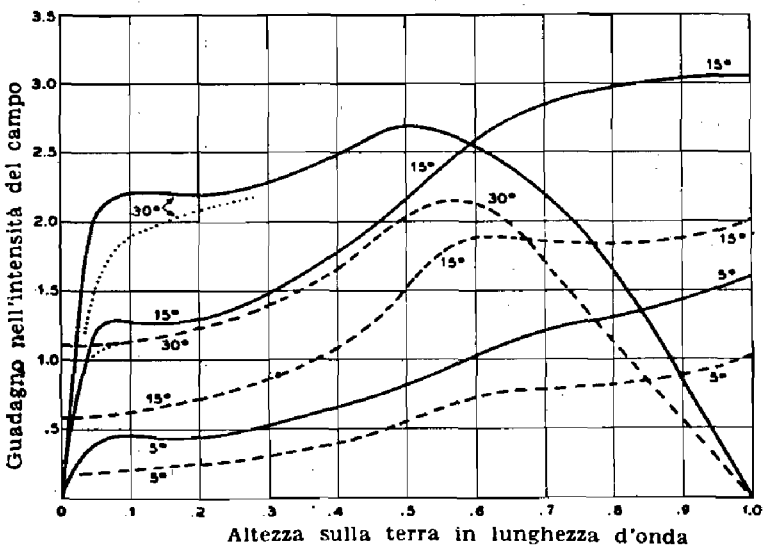


Figura 7.
EFFETTO DELL'ALTEZZA SUL GUADAGNO DI UNA ANTENNA
Effetto dell'altezza da terra sul *guadagno di una sezione singola* di antenna a fascio orizzontale spaziato di 1/8 di lunghezza d'onda (curva continua) e sul guadagno di una antenna a dipolo orizzontale in mezz'onda (curva tratteggiata) per angoli verticali di 5, 15, 30°. Il guadagno è riferito ad una antenna a mezz'onda nello spazio. Si presume una terra perfetta. La breve curva punteggiata mostra l'effetto di una resistenza di perdita di 0,5 Ω sul guadagno effettivo del *dipolo e del fascio* orizzontale.

una via di propagazione fra due punti in un dato momento. Questo spiega come in questa banda non si abbiano in generale brusche evanescenze ed in particolare manchi l' evanescenza selettiva. (Fanno eccezione le evanescenze causate da effetti locali). L'esperienza ha dimostrato che gli angoli utili per le comunicazioni sulla banda dei 14 MHz sono compresi fra 3 e 30° essendo gli angoli sopra i 15° utili solo per comunicazioni locali. Sulla banda dei 28 MHz le misure hanno dimostrato che gli angoli utili sono compresi fra 3 e 18°, essendo quelli sopra i 12° utili solo per servizi locali (entro i 5000 km.). Questi dati presumono una propagazione normale che si valga dello strato ionosferico F_2.

Angolo di radiazione di antenne tipiche e di padiglioni d'antenne

E' ora interessante determinare l'entità di radiazione ottenibile entro questi bassi angoli utili con l'impiego delle antenne e dei padiglioni più comunemente usati. La figura 6 mostra la tensione di uscita relativa in funzione dell'angolo di elevazione sull'orizzontale per dipoli orizzontali e verticali elevati di 0,6 lunghezze d'onda sopra due tipi di terre. E' evidente, dall'esame di queste curve, che un dipolo orizzontale installato a questa altezza sul suolo (6 m per la banda di 28 MHz) irradia solo una piccola quantità di energia entro l'angolo utile per la gamma dei 28 MHz. La maggior parte di energia è irradiata inutilmente verso l'alto. L'antenna verticale, sopra una buona superficie riflettente, risulta molto migliore sotto tale aspetto e questo fatto è stato sperimentato molte volte nelle effettive installazioni.

Viene subito il pensiero che la quantità di energia utile irradiata da un dipolo orizzontale o verticale possa essere aumentata portando l'antenna più in alto rispetto al suolo. Questo è vero in parte nel caso di dipolo orizzontale; l' irradiazione a basso angolo aumenta lentamente dopo che è stata raggiunta l'altezza di 0,6 λ, ma a scapito di un notevole aumento delle radiazioni di an-

Figura 8.
DIAGRAMMI DI RADIAZIONE VERTICALE
Diagrammi di radiazione verticale per una antenna in mezz'onda (o allineamenti di antenne in mezz'onda) a differenti altezze su una terra media e su una perfetta. Si noti che tali antenne, poste ad un quarto di lunghezza d'onda sul suolo, concentrano la radiazione verso angoli molto alti, che sono utili soltanto per comunicazioni sulle più basse frequenze. Le antenne poste a mezza onda sul suolo non sono indicate; i loro diagrammi verticali presentano un lobo su ogni lato ed un angolo di 30° sull'orizzonte.

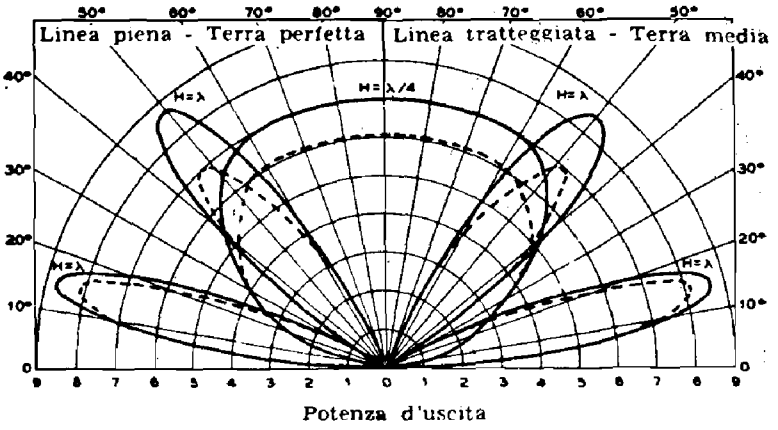
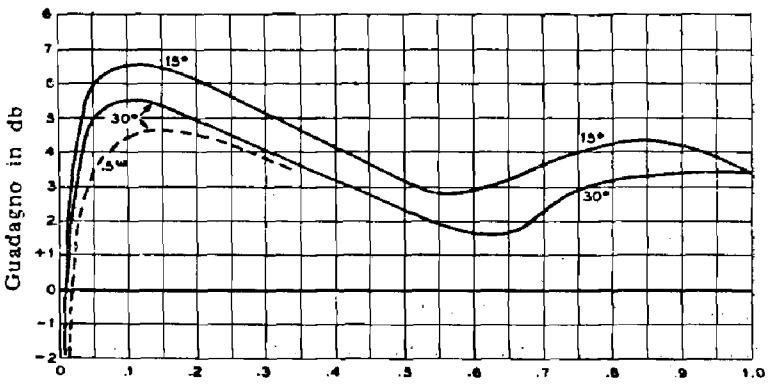


Figura 9.
GUADAGNO IN FUNZIONE DELL'ALTEZZA PER UN FASCIO ORIZZONTALE
Effetto dell'altezza da terra sul guadagno di una singola sezione di un fascio orizzontale con una spaziatura di 1/8 di lunghezza d'onda rispetto ad una antenna a mezza onda alla stessa altezza sul suolo e per angoli verticali di 15° e 30°. Una antenna con più sezioni a fascio orizzontale, mostra circa lo stesso guadagno rispetto ad un allineamento di antenne a mezz'onda di uguale lunghezza totale e per la stessa altezza sul suolo. L'effetto di una resistenza di perdita di 5 Ω nell'antenna a fascio orizzontale è mostrato dalla curva tratteggiata.



golo elevato e con la formazione di un certo numero di punti di zero nel diagramma verticale di radiazione. Nessun segnale può essere trasmesso o ricevuto in corrispondenza di un angolo di deviazione per cui si formano questi punti di zero. Le prove hanno mostrato che una altezza di 0,6 λ del centro di un dipolo verticale (0,35 λ all'estremo inferiore) è circa l'ottimo per questo tipo di antenna.

La fig. 7 mostra il guadagno relativo nell'intensità del campo per diversi angoli di elevazione della radiazione di un dipolo orizzontale a diverse altezze dal suolo. L'effetto conseguente al disporre un dipolo orizzontale più in alto sulla terra è illustrato dalla figura 8 che mostra il diagramma di radiazione verticale di un dipolo posto ad un'altezza pari a una lunghezza d'onda sul suolo. E' facile vedere dalla figura 8 (e dalla fig. 10 che mostra la radiazione di un dipolo posto a ¾ di lunghezza d'onda) che una grande percentuale della radiazione totale del dipolo è

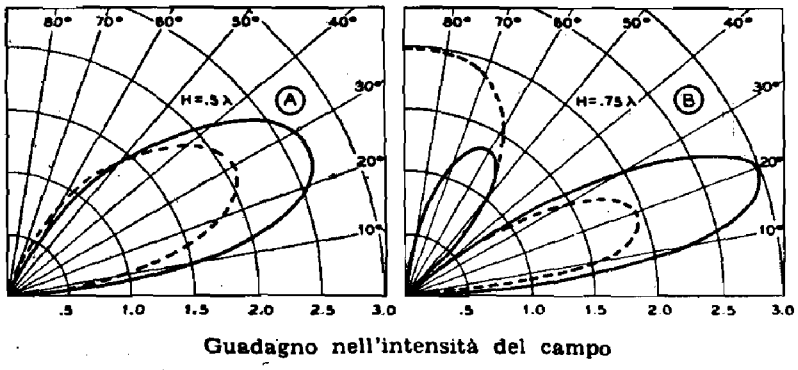


Figura 10.
DIAGRAMMI DI RADIAZIONE VERTICALE

Diagrammi di radiazione sul piano verticale di una singola sezione orizzontale di antenna a fascio con una spaziatura di 1/8 di lunghezza d'onda (curva continua) e di una antenna orizzontale a mezza onda (curva tratteggiata) quando entrambe sono a 0,5 (A) ed a 0,75 (B) lunghezze d'onda sopra il suolo.

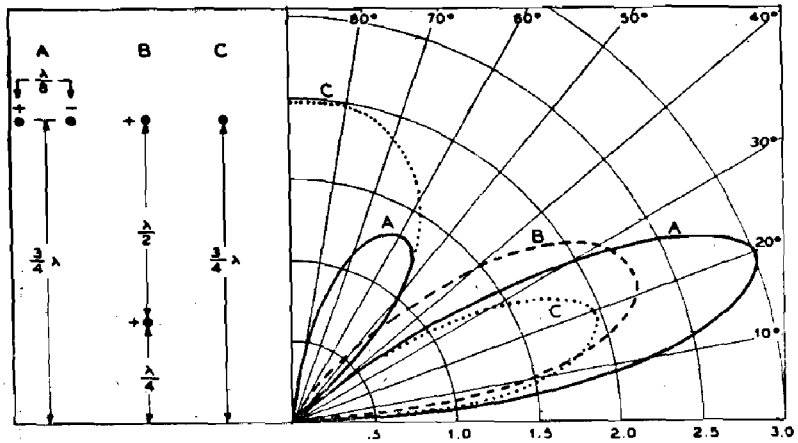


Figura 11.
CONFRONTO DI DIAGRAMMI VERTICALI DI RADIAZIONE

Diagrammi di radiazione verticale di una singola sezione di antenna a fascio orizzontale (A), di un padiglione di due elementi a mezz'onda orizzontali sovrapposti e in fase (B) e di un dipolo orizzontale (C). In ogni caso la sommità dell'antenna è a 0,75 lunghezze d'onda sopra la terra

compresa in angoli relativamente alti che non sono utili per le comunicazioni sulle bande di 14 e 28 MHz.

Così noi vediamo che per ottenere un conveniente aumento nel rapporto fra le radiazioni di basso angolo e quelle di angolo elevato, è necessario non solo porre l'antenna in alto rispetto al suolo, ma anche usare mezzi sussidiari per sopprimere la radiazione agli angoli elevati.

La radiazione ad angoli elevati può essere soppressa, e aggiunta a quella emessa ad angolo basso, soltanto con l'uso di alcuni tipi di antenna *direttive*.

Vi sono tre tipi generali di padiglioni d'antenna, composti di elementi dipolari, usati per ottenere radiazione concentrate negli angoli bassi, di *maggiore efficienza* per le comunicazioni ad alta frequenza.

Questi tipi sono:

1) I sistemi a dipoli avvicinati e fuori fase tra cui per esempio l'antenna a « fascio orizzontale » nota col nome di allineamento W8JK.

2) I sistemi a dipoli distanziati e in fase, esemplificati dall'antenna « Lazy-H » e da padiglioni similari.

3) I sistemi ad elementi parassiti ravvicinati, come esemplificati dalla « antenna rotante a tre elementi » e da simili allineamenti che usano un diverso numero di elementi variamente distanziati.

In figura 11 è riportato un confronto tra la radiazione di un dipolo semplice, di un padiglione a fascio orizzontale e di una coppia di dipoli sovrapposti

(metà di una « Lazy H »), essendo in ogni caso la parte orizzontale posta ad un'altezza sul suolo pari a ¾ λ. Risulta evidente il vantaggio nell'intensità delle radiazioni ad angolo basso, a scapito di quelle non utili ad angolo elevato, di queste antenne direttive rispetto al semplice dipolo.

Effetto della terra sulla radiazione delle antenne Lo studio teorico dell'irradiazione delle antenne è generalmente basato sull'ipotesi di una terra perfettamente conduttiva allo scopo di semplificare la formulazione del problema.

Quando la terra non è un perfetto conduttore, essa può essere considerata come dielettrico, o forse anche, in caso estremo, come un dielettrico a bassa resistenza d'isolamento.

Le conseguenti variazioni nel diagramma verticale di radiazione di una antenna orizzontale sono riportate in figura 6. Le costanti della terra, in questo caso, sono relative ad un terreno campestre di pianura. Il mare è quello che invece si avvicina maggiormente alla terra perfetta teorica. Si noterà che la terra imperfetta determina soltanto una piccola perdita di potenza in più rispetto al caso della superficie marina, per un dipolo orizzontale.

L'effetto della terra sul diagramma di radiazione di un dipolo verticale è molto maggiore. La radiazione di un filo verticale in mezz'onda subisce una severa riduzione a causa di una terra imperfetta.

12-6 Larghezza di banda

La larghezza di banda di un'antenna o di un padiglione d'antenne, è in primo luogo una funzione della resistenza di radiazione e della forma dei conduttori che costituiscono il sistema di antenna. Per i padiglioni di costruzione sostanzialmente simili la larghezza di banda (ossia la deviazione in frequenza che il sistema può irradiare senza disadattamento d'impedenza) viene aumentata col crescere della resistenza di radiazione, e con l'uso di grandi diametri (e cioè minori rapporti lunghezza diametro).

Ciò significa che se un padiglione di qualsiasi tipo è costruito con tubi di grande diametro o con fili spaziati, avrà una larghezza di banda maggiore di un simile padiglione costruito con fili singoli.

La resistenza di radiazione di un allineamento d'antenne del tipo menzionato nel precedente paragrafo può essere aumentata con l'uso di un maggior distanziamento fra gli elementi. Con l'aumento dellla resistenza di radiazione di tali padiglioni aumenta anche « l'efficienza di radiazione » poichè le perdite resistive nei conduttori diventano una percentuale più piccola della potenza relativa alla resistenza di radiazione e la larghezza di banda è aumentata proporzionalmente.

12-7 Propagazione delle radio-onde

Nella precedente sezione abbiamo esaminato come un' onda elettromagnetica si irradia da un sistema di antenna. Però perchè il campo elettrico di una radio-onda sia utile per le comunicazioni, occorre che esso si propaghi fino ad un punto lontano, dove può essere ricevuto, o dove può essere riflesso così da es-

sere poi ricevuto in altro punto. Le radio-onde possono propagarsi a distanza tà o secondo entrambe: propagazione per *onda di terra* o per *onda di spazio* (*o ionosferica*).

Onda di terra Il termine « onda di terra » include effettivamente diversi tipi di onde che sono usualmente chiamate:

1) Onda di superficie
2) Onda diretta.
3) Onda riflessa dalla terra.

secondo una delle due seguenti modali-

Le ultime due onde si sovrappongono sull'antenna ricevente dando luogo ad *un'onda risultante* o *onda spaziale*. La caratteristica che distingue le componenti dell'onda di terra consiste nel fatto che esse viaggiano lungo o sopra la superficie della terra, cosicchè sono influenzate dalla conduttività e dalla natura della superficie terrestre.

Onde ionisferiche L'intenso bombardamento delle regioni superiori dell'atmosfera ad opera delle radiazioni solari porta alla formazione di strati ionizzati.

Questi, che costituiscono la *ionosfera*, hanno la proprietà di riflettere o rifrangere le radio-onde che giungono ad esse. Una radio-onda che si sia propagata mediante una o più riflessioni dalla ionosfera è nota col nome di « onda ionosferica » o « onda di spazio ». Tali onde rendono possibile le comunicazioni radio a grande distanza. La propagazione di segnali per onde ionosferiche sarà discussa nella sezione 12-9.

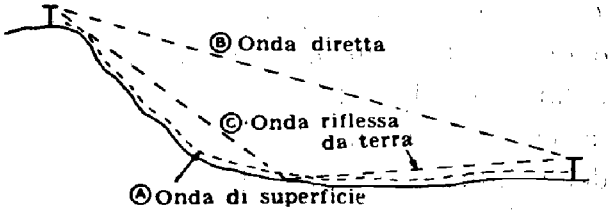


Fig. 12.
PROPAGAZIONE DEL SEGNALE PER ONDA DI TERRA

La figura mostra le tre componenti di un'onda di terra: (A) onda superficiale; (B) onda diretta; (C) onda riflessa da terra. L'onda diretta e l'onda riflessa da terra si combinano sull'antenna ricevente per dar luogo all'onda di spazio.

12-8 Comunicazioni per onde di terra

Come è stato precisato nel precedente paragrafo il termine « onda di terra » si applica sia all'« onda superficiale », sia all'« onda spaziale » (risultante dalla sovrapposizione dell'onda diretta e dell'onda riflessa dalla terra), sia infine ad una combinazione delle due. Le tre onde che si possono sovrapporre per dar luogo ad un'onda di terra sono illustrate in fig. 12.

Onda superficiale L'onda di superficie è quella che usualmente si riceve da una normale stazione di radiodiffusione.

Essa viaggia direttamente lungo il suolo e si estingue sulla superficie della terra. Poichè questa costituisce un conduttore relativamente cattivo, l'onda di superficie si attenua molto rapidamente.

L'attenuazione è meno rapida se l'onda passa sul mare e diminuisce, a pari distanza, col crescere della frequenza.

Il grado di attenuazione per unità di distanza diventa tanto elevato quando

la frequenza supera i 3 MHz, che l'onda di superficie perde quasi ogni importanza agli effetti della comunicazione.

L'onda spaziale L'onda risultante, o onda spaziale, è illustrata in figura 12 dalla combinazione di B con C. E' questo percorso d'onda, che consiste nella combinazione dell'onda diretta e dell' onda che si riflette sulla terra, che costituisce la via normale dei segnali per la propagazione « ottica » o « quasi ottica » utilizzata nella ricezione delle comunicazioni a modulazione di frequenza e della televisione su frequenze sopra i 40 MHz.

Sotto la linea ottica su terreno pianeggiante o su mare, quando la sorgente di segnali è effettivamente all'orizzonte non può esistere l'onda riflessa da terra e perciò l'onda diretta è la sola componente utile dell'onda spaziale. Ma quando la sorgente di segnali e l'antenna ricevente sono entrambe elevate rispetto al terreno intermedio, l'onda riflessa da terra è presente e si somma vettorialmente all'onda diretta sull'antenna ricevente. La somma vettoriale delle due onde, che seguono percorsi di diversa lunghezza, giacchè una delle due onde è stata riflessa dalla terra, porta ad un diagramma di interferenza.

Tale interferenza tra le due onde produce una variazione quasi ciclica nella intensità del segnale se l'antenna ricevente è elevata sul terreno.

Questo effetto è illustrato in fig. 13. Da questa figura si può rilevare che la miglior ricezione dell'onda spaziale per segnali ad altissima frequenza si otterrà con un'antenna ricevente posta a minima altezza.

La distanza tra un punto elevato e l'orizzonte geometrico è data dall'equazione approssimata:

$$d = 1{,}96 \sqrt{H}$$

in cui d è la distanza in km. ed H l'altezza dell'antenna in m. Questa equazione deve essere applicata separatamente all'antenna trasmittente ed a quella ricevente sommando poi i risultati.

La rifrazione e la diffrazione del segnale attorno alla terra sferica causano però una minor riduzione dell'intensità del campo di quella che si avrebbe in assenza di tale curvatura, cosicchè l'orizzonte medio « radio » è un po' al di là dell'orizzonte geometrico. Pertanto si usa spesso l'equazione:

$$d = 2{,}25 \sqrt{H}$$

per determinare l'orizzonte radio.

Propagazione troposferica La propagazione mediante segnali deflessi nella bassa atmosfera, detta propagazione troposferica, può consentire la ricezione su una distanza molto maggiore di quella che si avrebbe se la bassa atmosfera fosse omogenea.

In un'atmosfera omogenea, detta normale, vi è una graduale ed uniforme diminuzione dell'indice di rifrazione con l'altezza. Questo effetto è dovuto agli effetti combinati di una diminuzione di temperatura, di pressione e di contenuto di vapor acqueo, con l'altezza.

Questa diminuzione graduale con la altezza dell'indice di rifrazione causa una leggera deflessione verso il basso, in un percorso curvo, delle onde irradiate entro angoli molto bassi rispetto all'orizzonte. Ne risulta che tali onde

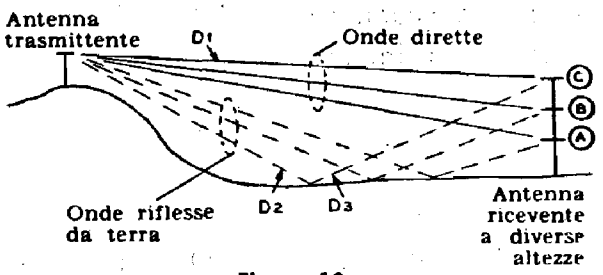


Figura 13.
INTERFERENZA D' ONDA IN FUNZIONE DELL' ALTEZZA

Quando la sorgente di un'onda di spazio polarizzata orizzontalmente è sopra l'orizzonte, il segnale ricevuto in una località distante dà luogo ad una variazione ciclica se l'altezza dell'antenna viene progressivamente aumentata. Questo è dovuto alla differenza nella lunghezza totale dei percorsi dell'onda diretta e dell'onda riflessa da terra ed al fatto che questa differenza di lunghezza delle traiettorie varia con l'altezza dell'antenna. Quando la differenza di lunghezza delle traiettorie è tale che due onde arrivino sull'antenna ricevente con una differenza di fase multipla di 360°, le due onde appaiono in fase relativamente all'antenna e ne risulta un segnale massimo. Quando invece l'altezza dell'antenna è tale che la differenza di percorso per le due onde fa sì che esse arrivino con una differenza di fase pari ad un multiplo dispari di 180°, le due onde sostanzialmente si annullano e nessun segnale si riceverà a quell'altezza di antenna. La differenza fra D_1 e D_2+D_3 è la differenza di lunghezza dei percorsi. Si noti anche che vi è uno spostamento di fase addizionale di 180° nell'onda riflessa da terra nel punto in cui essa è riflessa dal suolo. E' quest'ultimo spostamento di fase che determina il fatto che l'intensità del campo dell'onda di spazio di un'onda polarizzata orizzontalmente sia nulla con l'antenna ricevente al livello del suolo.

si propagheranno oltre il « vero » o « geometrico » orizzonte. In una cosiddetta atmosfera normale l'effetto della traiettoria ricurva è equivalente ad un aumento del diametro della terra di circa un terzo. Questa condizione estende l'orizzonte del 30% circa per la propagazione normale, e l'orizzonte dilatato è noto come « orizzonte della traiettoria radio ».

Condizioni che guidano la stratificazione troposferica Quando la temperatura, la pressione o il contenuto di vapore acqueo dell'atmosfera, non variano con continuità col crescere dell'altezza, la discontinuità, o stratificazione, darà luogo ad una riflessione o rifrazione dei segnali incidenti ad altissima frequenza. Normalmente questa condizione ha speciale prevalenza nella notte e nell'estate. In certe zone come lungo la costa occidentale del Nord America, essa è abbastanza frequente da potersi considerare normale.

L'intensità del segnale decresce lentamente con la distanza e se le condizioni favorevoli nella bassa atmosfera si estendono per un'area notevole, la portata è limitata soltanto dalla potenza del trasmettitore, dal guadagno dall'antenna, dalla sensibilità del ricevitore e dal rapporto segnale/disturbo.

Non esistono zone di silenzio. Usualmente, la trasmissione in tali condizioni è accompagnata da deboli evanescenze, benchè queste possano essere molto nette nel punto in cui viene ricevuta anche l'onda diretta con intensità pressochè uguale.

La inflessione nella troposfera, e cioè nella regione compresa entro i 10 km dalla superficie terrestre, si verifica più facilmente nei giorni in cui vi sono strati nuvolosi, che in quelli sereni, freddi e con cielo azzurro intenso.

La discontinuità di temperatura o di umidità possono essere provocate da correnti di convezione verticale sopra il terreno nelle ore diurne, ma si verificano più facilmente durante il giorno sul mare. Questa condizione può essere prevista con alcuni giorni d'anticipo me-

diante le informazioni metereologiche. Esse non sembrano dipendere dai cicli delle macchie solari.

Per le comunicazioni dirette i migliori risultati si ottengono con polarizzazione e orientamento simili ad entrambi gli estremi ricevente e trasmittente; invece nelle trasmissioni attraverso la riflessione nella ionosfera (quella parte dell'atmosfera che è compresa fra 50 e 500 km d'altezza) il fatto che le antenne siano similmente polarizzate non porta che ad una minima differenza.

Canale atmosferico Quando le condizioni di incurvamento sono particolarmente favorevoli esse possono dar luogo alla formazione di un *canale* che può propagare le onde con un'attenuazione molto piccola su grande distanza in modo simile alla propagazione attraverso una guida d'onda. La propagazione *guidata* lungo un canale nell'atmosfera può dare condizioni di trasmissione del tutto eccezionali. Però questi canali si formano generalmente soltanto su percorsi sopra il mare. Lo spessore del canale sulla superficie del mare può essere di soli 6-15 m, ma può raggiungere anche spessore di 300 e più metri.

I canali presentano una caratteristica frequenza inferiore di taglio analogamente alle guide d'onda. La frequenza di taglio è determinata dallo spessore del canale e dalla entità della discontinuità nell'indice di rifrazione alla superficie superiore del canale. La più bassa frequenza che può essere propagata mediante tali canali raramente scende sotto i 50 MHz ed è normalmente superiore ai 100 MHz anche lungo la costa del Pacifico.

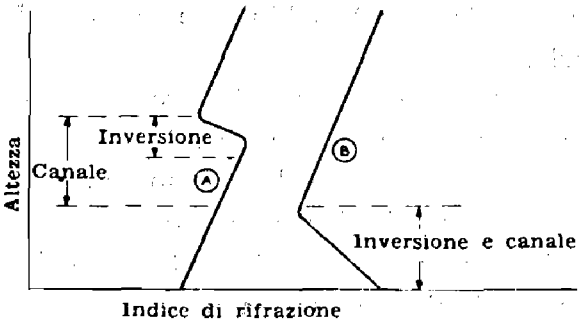


Figura 14.
CANALI ATMOSFERICI
La figura mostra due tipi di variazione nell'indice di rifrazione con l'altezza, che determinano la formazione di un canale. Un canale elevato si vede in (A), mentre in (B) è indicato un canale vicino a terra.

Riflessione stratosferica Le comunicazioni che si valgono della riflessione stratosferica possono essere interrotte durante tempeste magnetiche, boreali e piogge meteoriche. Le comunicazioni *dx* durante un'estesa pioggia meteorica sono caratterizzate da frequenti scoppi di grande intensità nel segnale ricevuto seguiti da una rapida diminuzione. Il moto dei meteoriti forma una scia ionizzata di considerevole estensione che può dar luogo ad un'effettiva riflessione del segnale. Però, la regione ionizzata persiste soltanto per pochi secondi cosicchè è necessaria una certa continuità nella pioggia di meteore prima che la comunicazione diventi possibile.

Il tipo di comunicazione che è possibile durante l'apparizione visibile dell'aurora boreale e durante le piogge magnetiche è stato chiamato *aurora-dx*. Queste condizioni raggiungono spesso un massimo dopo il massimo di un ciclo di macchie solari, forse perchè le macchie sul sole sono più vicine al suo equatore (e quindi più direttamente allinea-

te con la terra) nell'ultima parte del ciclo.

Le tempeste ionosferiche accompagnano le tempeste magnetiche.

Gli strati normali della ionosfera possono essere agitati o interrotti rendendo difficili o impossibili le radio trasmissioni ad alta frequenza su grandi distanze.

Condizioni anormali della ionosfera modulano talvolta le onde ad altissima frequenza cosicchè si nota un tono definito o una modulazione di disturbo anche sui trasmettitori posti a pochi chilometri di distanza.

Una caratteristica peculiare di questo tipo di propagazione « aurorale » dei segnali ad altissima frequenza nell'emisfero nord è che le antenne direttive devono normalmente essere orientate in direzione nord per ottenere i migliori risultati di trasmissione e ricezione, indipendentemente dalla direzione dell'altra stazione con cui si deve comunicare.

Distanze superiori ai 1000-1300 km sono state coperte durante le tempeste magnetiche usando trasmettitori su 30 e 50 MHz, con modeste manifestazioni di zone di silenzio tra le stazioni in collegamento. Generalmente le trasmissioni a modulazione vocale risultano difficili o addirittura impossibili per la modulazione di disturbo del segnale.

La maggioranza delle comunicazioni di questo tipo è stata sostituita da sistemi ad onde persistenti o ad onde modulate con nota acustica costante e manipolate sulla portante.

12-9 Propagazione ionosferica

La propagazione delle radio-onde per comunicazioni su frequenze fra circa 3 MHz e 30 MHz si compie normalmente in virtù di *riflessioni* o *rifrazioni* ionosferiche. Sotto condizioni di ionizzazione insolitamente alte nella ionosfera, si è visto che possono aver luogo comunicazioni per riflessione ionosferica anche con frequenze superiori ai 50 MH_z.

La ionosfera consiste di strati di gas ionizzati situati sopra la stratosfera ed estendentisi verso l'alto fino a circa 500 km sulla terra. Così si è notato che le onde ad alta frequenza possono propagarsi in linea retta tra trasmettitore e ricevitore per brevi distanze, oppure possono essere irradiate verso l'alto nella ionosfera, ivi deflesse verso il basso in un raggio indiretto e ritornare sulla terre ad una considerevole distanza dal trasmettitore.

L'entità della riflessione che le onde di spazio possono subire nella ionosfera dipende dalla loro frequenza e dalla intensità di ionizzazione nella ionosfera; questa, a sua volta, è legata alla radiazione solare. Il sole aumenta la densità degli strati ionosferici e riduce la loro altezza effettiva. Per questa ragione la ionosfera agisce in modo ben diverso nelle diverse ore del giorno e nei diversi periodi dell'anno.

Più alta è la frequenza delle radio-onde, più profondamente esse penetrano nella ionosfera, e meno facilmente risultano incurvate per tornare sulla terra.

Segnali di 160 e 80 m sono normalmente incurvati verso terra anche quando siano diretti verticalmente e possono essere riflessi piuttosto che rifratti.

Quando la frequenza aumenta fino a circa 5 MHz (dipendentemente dalla frequenza critica della ionosfera in quel

momento) si rileva che le onde trasmesse con un angolo più alto di un dato angolo critico *non ritornano mai a terra*. Così sulle più alte frequenze, è necessario limitare la radiazione ad angoli bassi, giacchè per angoli maggiori le onde penetrano semplicemente nella ionosfera e sono perdute.

Lo strato F_2 La più alta delle due principali regioni di riflessione della ionosfera è chiamata strato F_2. Questo strato ha un'altezza virtuale di circa 280 km durante la notte e nelle ore diurne esso si divide in due strati dei quali il superiore si chiama F_2 e quello inferiore F_1. L'altezza dello strato F_2 durante le ore di luce diurna è normalmente di circa 400 Km e lo strato F_1 ha spesso un'altezza inferiore ai 200 km. E' lo strato F_2 quello che interessa tutte le comunicazioni notturne di tipo *dx* nonchè quasi tutte le comunicazioni *dx* diurne.

Lo strato E Sotto lo strato F_2 vi è un altro strato, chiamato strato E, che è importante nelle comunicazioni diurne su distanze moderate nel campo di frequenza fra 3 e 8 MHz. Questo strato ha un'altezza quasi costante di circa 100 km. Poichè il tempo di ricombinazione degli ioni a questa altezza è piuttosto breve, lo strato E scompare quasi completamente poco tempo dopo il tramonto.

Lo strato D Sotto lo strato E ad un'altezza di circa 60 km vi è uno strato assorbente, chiamato strato D, che esiste sul mezzogiorno durante l'estate. Lo strato esiste anche durante

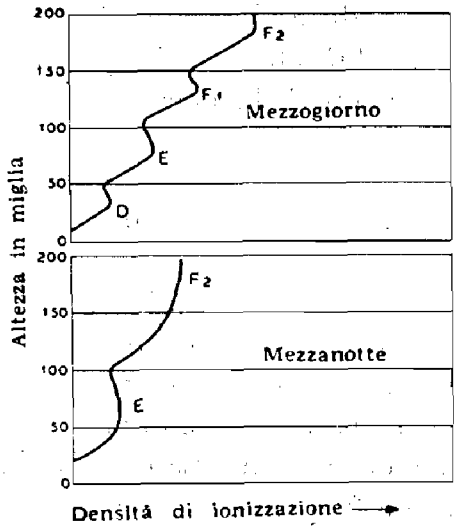


Figura 15.
DENSITA' DI IONIZZAZIONE NELLA IONOSFERA
Tipica densità di ionizzazione della ionosfera a metà estate. Si noti che gli strati F_2 e D scompaiono durante la notte e che la densità dello strato E cade ad un valore tanto basso da essere irreperibile.

il mezzogiorno e nell'inverno quando vi è un'alta attività solare, ma lo strato scompare completamente durante la notte. E' questo strato che causa un elevato assorbimento di segnali nelle frequenze medie ed alte durante il mezzogiorno.

Frequenze critiche La frequenza critica di uno strato ionosferico è la più alta frequenza che può essere riflessa quando l'onda colpisce lo strato con incidenza verticale. La frequenza critica dei più alti strati ionizzati della ionosfera può scendere a 2 MHz durante la notte e salire a 12 o 13 MHz sul mezzogiorno. La frequenza critica è di interesse diretto per il fatto che le zone di silenzio possono esistere a tutte le frequenze maggiori della più alta frequenza critica.

La frequenza critica è una misura del-

la densità di ionizzazione dello strato riflettente. Più alta è la frequenza critica e maggiore è la densità di ionizzazione.

Massima frequenza utilizzabile La massima frequenza utilizzabile è di notevole importanza nelle comunicazioni a grande distanza poichè essa è la più alta che può essere usata per comunicazioni tra due aree determinate. La m.f.u. è infatti la più alta frequenza a cui un'onda proiettata nello spazio in una certa specifica regione per effetto della riflessione ionosferica. La m.f.u. è massima sul mezzogiorno e nell'immediato pomeriggio, nonchè nei periodi di maggiore attività delle macchie solari, raggiungendo spesso valori superiori ai 50 MHz.

La m.f.u. cade spesso a frequenze sotto i 10 MHz nelle prime ore del mattino. L'elevato valore della m.f.u. sul mezzogiorno è determinato dalla riflessione dallo strato F_2. (I dati relativi alla m.f.u. vengono pubblicati periodicamente nelle riviste per dilettanti, e può essere calcolata con l'aiuto del « Basic Radio Propagation Predictions, CRPL-D » pubblicato mensilmente dal « Government Printing Office, Washington, D.C. »).

Assorbimento e frequenza ottima di lavoro La frequenza di lavoro più favorevole per qualsiasi particolare direzione e distanza è usualmente inferiore del 15% rispetto alla m.f.u. per il collegamento fra le date località.

L'assorbimento da parte della ionosfera diventa più grande via via che la frequenza di lavoro viene abbassata sotto la m.f.u. E' questa condizione che determina un fortissimo aumento nell'intensità dei segnali sulle bande di 14 e 28 MHz immediatamente prima che i segnali scompaiano completamente.

Nel momento in cui i segnali hanno la massima ampiezza la frequenza di lavoro è uguale alla m.f.u.; poi i segnali si attenuano quando la m.f.u. diventa più bassa della frequenza di lavoro.

Zona di silenzio La più breve distanza dalla località trasmittente a quella in cui i segnali riflessi dalla ionosfera possono tornare alla terra è detta *zona di silenzio*. Come fu detto a proposito della *frequenza critica* non vi è una zona di silenzio per frequenze inferiori alla frequenza critica dello strato più ionizzato della ionosfera nel momento della trasmissione.

Però la zona di silenzio è sempre presente sulla banda dei 14 MHz e lo è quasi sempre sulle bande da 3,5 a 7 MHz durante la notte. L'effettiva misura della zona di silenzio è la distanza fra il punto in cui l'onda di terra si attenua totalmente e quello in cui l'onda di spazio torna sulla terra. Questa distanza può variare da 60 a 80 km per la banda dei 3,5 MHz, a 1600 km per la banda dei 28 MHz.

Strato E occasionale Zone di ionizzazione estremamente intensa appaiono ad intervalli durante l'anno ad un'altezza circa uguale a quella dello strato E.

Queste zone, dette *strati E occasionali*, possono essere molto piccole, ma possono anche raggiungere una estensione di parecchie centinaia di chilometri. La frequenza critica dello strato occasiona-

le può essere più che doppia di quella dei normali strati ionosferici che sussistono contemporaneamente.

E' questa condizione anormale che determina alla sera « ristrette zone di silenzio », da 600 a 1800 km, nella banda dei 28 MHz. E' pure essa che causa il tipo più comune di « apertura di banda » sperimentato sulla gamma dei 50 MHz, quando segnali molto intensi sono ricevuti da stazioni poste a distanza di 600 - 2000 km.

Cicli nell'attività ionosferica La densità di ionizzazione della ionosfera è determinata dalla quantità di radiazioni (probabilmente ultraviolette) che vi pervengono dal sole. Conseguentemente l'attività ionosferica è una funzione dell'entità di radiazioni di appropriate caratteristiche che sono emesse dal sole ed è anche una funzione dell'esposizione relativa al sole delle ragioni in vicinanza delle località in oggetto.

Vi sono quattro cicli principali nell'attività ionosferica; essi sono:

1) il ciclo giornaliero che è determinato dalla rotazione della terra.

2) il ciclo di 27 giorni causato dalla rotazione del sole.

3) il ciclo stagionale causato dal moto della terra nella sua orbita.

4) il ciclo undecennale di attività delle macchie solari.

Gli effetti di questi cicli si sovrappongono per quanto concerne l'attività ionosferica. Inoltre questi cicli sono soggetti a variazioni limitate per effetto di tempeste magnetiche e di similari perturbazioni terrestri.

Evanescenza Più basso è l'angolo di radiazione dell'onda rispetto all'orizzonte, più lontano sarà il ritorno dell'onda sulla terra e maggiore la zona di silenzio. L'onda può essere riflessa in alto dalla terra verso la ionosfera e quindi essere nuovamente rimandata sulla terra causando una seconda zona di silenzio.

Il disegno di fig. 16 mostra le possibili riflessioni. Quando il ricevitore capta segnali che hanno percorso più traiettorie diverse tra il trasmettitore ed il ricevitore, gli impulsi di segnale non arriveranno tutti allo stesso istante, giacchè avranno superato distanze diverse.

Quando due o più segnali arrivano con uguale fase al ricevitore il segnale risultante sarà assai forte. Se invece due segnali arrivano sfasati di 180°, cosicchè si elidono l'un l'altro, il segnale ricevuto risulterà attenuato o addirittura annullato. Questo spiega perchè i segnali ad alta frequenza sono soggetti ad evanescenze.

L'evanescenza può essere molto ridotta nelle alte frequenze, usando un'antenna trasmittente con direttività verticale ristretta, riducendo così il numero dei possibili percorsi dei segnali in arrivo. Un'antenna ricevente con simile caratteristica (acuta direttività verticale) ridurrà ulteriormente l'evanescenza. E' desiderabile, quando si usano antenne con stretta direttività verticale, impiegare il più basso angolo verticale compatibilmente con una buona intensità del segnale per la frequenza usata.

12-10 Linee di trasmissione

Per molte ragioni è desiderabile porre un'antenna, o un sistema radiante, nella posizione più alta e più libera

che sia possibile utilizzando alcune forme di linee di trasmissione non irradianti per trasportare l'energia, con le minori perdite, dal trasmettitore all'antenna e reciprocamente dall'antenna al ricevitore.

Vi sono molti diversi tipi di linee di trasmissione e, in linea generale, qualsiasi tipo di linea di trasmissione o sistema di alimentazione può essere praticamente usato per ogni tipo d'antenna. Vi sono però, considerazioni elettriche o meccaniche che rendono un tipo di linea più adatto per alimentare un particolare tipo di antenna.

Le linee di trasmissione per trasferire energia ad alta frequenza sono di due tipi generali: *non risonanti e risonanti.*

Una linea di trasmissione non è risonante quando si sia avuto cura di evitare riflessioni da parte del carico terminale (l'antenna nel caso di trasmissione, il ricevitore nel caso di ricezione) al fine di impedire lo stabilirsi di onde stazionarie o comunque di ridurle ad entità molto piccola.

Una linea risonante, è invece quella in cui si verificano onde stazionarie di considerevole ampiezza e ciò sia per l'impossibilità di adattare l' impedenza caratteristica della linea al carico, sia per voluta progettazione.

I principali tipi di linee usati, o reperibili, attualmente sono i seguenti:

a) Linea a fili paralleli (tipi a due fili o a quattro fili).

b) Linea bifilare a dielettrico solido. (Connessioni a cordoncino, a nastro, o tubolari).

c) Linea bifilare in polietilene.

d) Linea coassiale con dielettrico solido: a perline, a supporti distanziati, a dielettrico pressato.

e) Guide d'onda a sezione rettangolare o circolare.

f) Linea unifilare con ritorno a terra.

Le caratteristiche principali dei tipi più comuni di linee di trasmissione sono dati nella tabella di fig. 19.

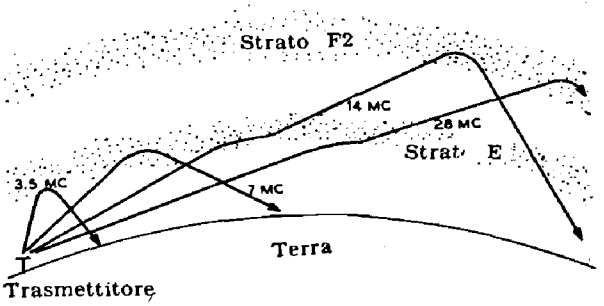


Figura 16.
PERCORRENZE DI ONDE RIFLESSE NELLA IONOSFERA
Tipiche riflessioni delle onde nella ionosfera durante le ore di luce diurna quando la densità di ionizzazione è tale che le frequenze fino a 28 MHz sono riflesse verso terra. La distanza fra il campo dell'onda di terra e il campo dove inizia il ritorno a terra delle onde riflesse dalla ionosfera per una specifica frequenza è detta zona di silenzio.

12-11 Linee di trasmissione non risonanti

Una linea non risonante, o non accordata presenta, come si è detto, una trascurabile entità di onde stazionarie. Essa pertanto trasferisce energia in una sola direzione: dalla sorgente al carico. Si dice perciò che funziona in *regime progressivo.*

Fisicamente, la linea deve presentare *caratteristiche costanti in tutta la sua lunghezza.*

Si avranno cioè valori quasi costanti di tensione e corrente con lieve diminu-

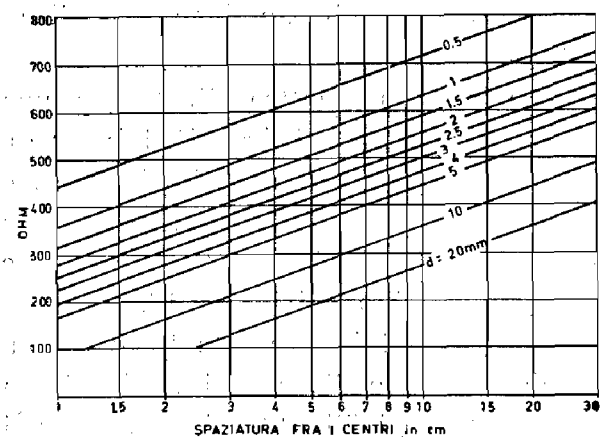


Figura 17.
IMPEDENZA CARATTERISTICA DI UNA LINEA A FILI PARALLELI

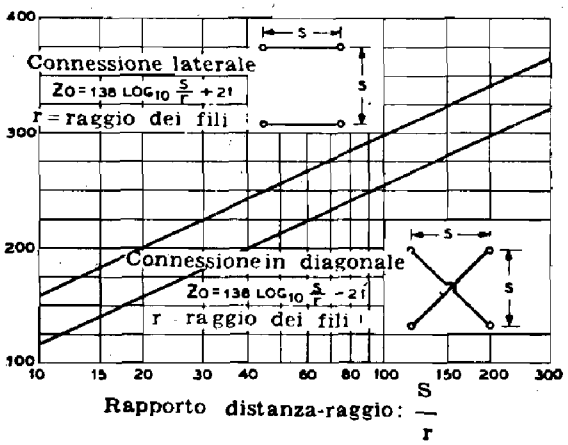


Figura 18.
IMPEDENZA CARATTERISTICA DI LINEE A QUATTRO FILI CONNESSI IN DIAGONALE LATERALMENTE

zione di entrambe verso l'estremità del carico a causa delle perdite di linea.

Tale attenuazione può essere molto bassa per alcuni tipi di linee in regime progressivo della lunghezza di parecchie decine di metri. In altri tipi, specie dove il dielettrico non è aria, (come nelle linee a due fili attorcigliati) le perdite possono diventare eccessive alle più alte frequenze, a meno che la linea non sia relativamente breve.

Impedenza delle linee di trasmissione Tutte le linee di trasmissione presentano capacità, induttanza e, resistenze distribuite. Trascurando la resistenza, che è di minore importanza nelle linee brevi, l'impedenza caratteristica della linea è determinata dai valori di *induttanza e di capacità per unità di lunghezza.* Pertanto l'impedenza caratteristica dipende dalla natura e distanza dei conduttori e dal dielettrico che li separa.

In termini elettrici l'impedenza caratteristica è semplicemente il rapporto della tensione tra due fili di linea alla corrente che vi fluisce, come nel caso di una resistenza:

$$Z_o = \frac{V}{I}$$

In una linea praticamente priva di perdite, che abbia cioé una attenuazione molto bassa, l'energia immagazzinata sarà ugualmente ripartita fra il campo capacitivo e il campo induttivo a cui è affidata la propagazione dell'energia lungo la linea. L'impedenza caratteristica può quindi esprimersi con la relazione:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Linea a due fili paralleli Un sistema di trasmissione a due fili è di facile costruzione. La sua impedenza caratteristica può esere calcolata molto facilmente e quando la linea sia ben regolata ed equilibrata verso terra, con una spaziatura fra i conduttori trascurabile rispetto alla lunghezza d'onda del segnale trasmesso, l'indesiderabi-

le irradiazione dalla linea è ridotta al minimo; infatti le correnti che fluiscono nei due fili adiacenti hanno senso in opposizione. Quando una linea a due fili è chiusa su una resistenza pura uguale alla sua impedenza caratteristica, essa diventa una linea non risonante.

L'impedenza caratteristica di una linea a due fili paralleli è data dall'espressione:

$$Z_0 = 276 \log. \frac{2S}{d}$$

in cui S, la distanza fra i centri dei due fili e d, il diametro dei fili, devono essere espressi nella stessa unità (m, cm, mm). Questa formula è sufficientemente esatta finchè la distanza tra i fili è grande relativamente al diametro dei fili.

Valori di impedenza caratteristica inferiore a 200 Ω sono attuati raramente con le linee a 2 fili paralleli e anche a questo valore di Z_0 piuttosto elevato la spaziatura S è eccessivamente stretta risultando soltanto 5,3 volte il diametro d del filo.

La figura 17 riporta in un grafico l'impedenza caratteristica per linee bifilari di pratica realizzazione.

Il grafico, che non richiede chiarimenti, è sufficientemente preciso per usi pratici.

Linee a quattro fili paralleli Sotto certe condizioni è desiderabile avere la capacità di convogliare potenza propria delle linee a fili paralleli, ma anche di realizzare valori di impedenza caratteristica che siano dell'ordine dei 200 Ω piuttosto dei 500 Ω che sono ottenibili con linee normali a 2 fili.

Le linee a quattro fili hanno una impedenza caratteristica più bassa e sono usate in molte applicazioni come trasformatori di adattamento in quarto d'onda. I dati di progetto per queste linee sono riportati in fig. 18.

I quattro fili di queste linee di trasmissione sono disposti ai vertici di un quadrato ed i fili *opposti* sono connessi insieme ai due estremi della linea.

E' bene assicurarsi che a ciascun estremo siano connessi in parallelo gli stessi fili.

I distanziatori della linea possono essere costruiti con striscie di polistirene, incrociate e cementate con vernice di polistirene, oppure con striscie incrociate di lucite cementate con cloroformio.

Si possono anche usare, come spaziatori, dei dischi isolanti di diametro adatto.

L'esperienza ha indicato che i distanziatori devono essere disposti lungo la linea ogni 60-100 cm e che i fili di linea devono essere ben tesi per evitare il loro intrecciamento.

Doppia linea bifilare Talvolta interessa avere una linea a fili paralleli con un'impedenza caratteristica più alta di quella ottenibile con la linea a quattro fili.

Tale linea può essere costruita allo stesso modo della linea a 4 poli con connessione incrociata, salvo collegare in parallelo due fili *adiacenti* ai due estremi della linea. Questa linea ha una impedenza caratteristica più alta di 42 Ω rispetto alla precedente, a parità di dia-

LINEE BIFILARI	DIMENSIONI IN mm. ESTERNE	S	d	Z_o Ω	C pF/m	FATTORE VELOCITÀ	KW a 30 MHz	ATTENUAZ IN db/hm a MHz 10	30	100	300
FILI PARALLELI IN ARIA	–	100	2	552	–	0,96	–	–	0,49		
ID.	–	50	2	470	–	0,99	–	–	–	0.99	2.62
FILI PARALLELI SU TUBO DI POLIETILENE	ø 12,4		7X0,35	300	–		1	1	1.6	3	7
FILI PARALLELI SU NASTRO DI POLIETILENE	10X1.8		7X0.30	300	12		0,4	0.9	2	4.5	10
	5 X 2		7X0.35	150	22		0,4	1.9	3.6	8.–	19
	3 X 1,7		7X0,25	75	52		0.2	6.–	10,–	25.–	–
CAVETTO BIFILARE SCHER.	ø 10.3		7X0,4	95	52.5		–	–	–	11.8	23,0
MATO ISOLAM. POLIETILENE	7,8X13		3X0.15	300	13.4	0.66	–	–	6,6	11,5	20
LINEE COASSIALI		D_1	D								
ISOL. POLIETILENE, CONDUTT. INT.	ø 10,3	7.2	7X0,7	52	97	0,66	2		3.3	6.9	13.8
A CORDINA, EST. A TRECCIA	" 10.3	7.2	7X0.4	75	67	0.66	1.4		3.1	6.3	12.5
ID. COND. INT. FILO RAME	22	17.3	4.8	52	97	0.66	7.8		1.3	2.8	5.9
" " " " "	5	2.9	0.8	53	93	0.66	0.4		6.4	13.8	26.3
" " " " ACCIAIO.RAME	6.1	3.7	0.65	73	69	0.66	0.7		6.2	12.5	23

Fig. 19.
CARATTERISTICHE DI COMUNI LINEE DI TRASMISSIONE

metro e spaziature dei conduttori. La formula per il calcolo dell'impedenza caratteristica di questa linea è:

$$Z_o = 138 \log_{10} \frac{S}{r} + 21 \ \Omega$$

mentre per la linea a quattro fili connessi in diagonale si ha:

$$Z_o = 138 \log_{10} \frac{S}{r} - 21 \ \Omega$$

In ogni caso *S* rappresenta la distanza tra conduttori adiacenti mentre *r* è il raggio dei fili. Queste espressioni, simili a quelle per la linea a due fili, sono applicabili solo per spaziature molto maggiori del diametro del filo.

Linee a nastro e tubolari Invece di usare spaziatori isolanti disposti ad uguali intervalli lungo la linea di trasmissione, si possono incorporare i conduttori di linea in un nastro o tubo di materiale dielettrico flessibile a basse perdite. Tale linea, con dielettrico di polietilene, è usata in grandi quantità come linea di trasmissione per ricevitori per FM e TV. Tali linee sono costruite da varie ditte in forma di nastro o tubo, con valori di impedenza caratteristica da 75 a 300 Ω. I tipi per ricezione e quelli per trasmissione con potenza superiore al kW nel campo delle alte frequenze sono elencati nella tabella 19 con le loro specifiche caratteristiche.

Linea coassiale Molti tipi di cavi coassiali sono largamente usati per l'alimentazione dei sistemi di antenna. Una sezione trasversale di un cavo coassiale, detto anche cavo o linea concentrica, è rappresentata in fig. 20.

Come nelle linee a fili paralleli, la perdita di potenza in una linea coassiale, opportunatamente adattata all'estremità, è la somma delle perdite nella resistenza effettiva dei conduttori e di quelle nel dieletrico fra i due conduttori. Di queste la prima è la maggiore; poichè essa è dovuta in gran parte all'effetto pellicolare le perdite di linea (a parità di altre condizioni) aumentano direttamente con la radice quadrata della frequenza.

La figura 20 mostra che invece di avere due conduttori che corrono affincati, uno di essi è posto internamente all'altro. Poichè il conduttore esterno scherma completamente quello interno, non si ha alcuna irradiazione. I conduttori possono essere entrambi tubolari, uno entro l'altro, oppure la linea può essere costituita di un filo pieno entro un tubo, o infine può consistere di un conduttore interno a treccia o a filo pieno col conduttore esterno costituito da una o due fascie schermanti di treccia di rame.

Nei tipi di cavo più comuni per usi militari e professionali il conduttore interno consiste in una pesante trecciola e quello esterno in treccia di rame; il conduttore interno è tenuto centrato rispetto a quello esterno per mezzo di un dielettrico plastico con perdite eccezionalmente basse, detto polietilene.

Quando si usano cavi coassiali a dielettrico solido è necessario prendere precauzioni per assicurarsi che l'umidità non possa entrare nella linea. Se si usano giunti di estremità per cavi della migliore produzione, questa condizione è automaticamente soddisfatta. Se non si usano tali giunti, occorre usare composti sigillanti anigroscopici per chiudere le estremità dei cavi che possono essere esposte all'umidità.

Oggetti metallici posti nelle vicinanze di un cavo coassiale non causano perdite e perciò tali cavi possono correre su condotti aerei o su pali, entro murature, o attraverso condutture metalliche.

Noie di isolamento sono eliminate e quindi i cavi possono essere sepolti in terra o appoggiati sul suolo.

Onde stazionarie Le onde stazionarie su una linea di trasmissione sono *sempre* determinate da una riflessione di energia. La sola riflessione significativa in una normale installazione è quella che si verifica all'estremità di carico della linea. Però si possono determinare riflessioni per effetto di discontinuità nella linea, quali possono essere causate da isolatori, curve, o oggetti metallici vicini ad una linea non schermata.

Quando una linea di trasmissione uniforme è chiusa su una impedenza uguale alla sua impedenza caratteristica non si ha riflessione di energia e non si verificano onde stazionarie. Quando il carico è esattamente uguale all'impedenza della linea si ha pertanto che esso deriva dalla linea tanta energia quanta la linea ne eroga su di esso.

Così per ottenere un funzionamento adeguato di una linea disaccordata (senza onde stazionarie) si dovranno usare adatti circuiti di adattamento fra la li-

nea e l'antenna, in modo che la resistenza di radiazione dell'antenna si rifletta nella linea come impedenza non reattiva uguale alla impedenza caratteristica.

La chiusura all'estremo d'antenna è la sola caratteristica critica relativa alle linee in regime progressivo alimentate da un trasmettitore. E' la riflessione dall'estremo di antenna che origina onde dirette verso l'estremità del trasmettitore. Quando si incontrano le onde che si muovono in entrambe le direzioni lungo un conduttore, si provocano le onde stazionarie.

Linee semirisonanti a fili paralleli

Una linea a fili paralleli ben costruita ha perdite abbastanza basse quando la sua lunghezza è inferiore a circa due lunghezze d'onda, anche quando la tensione delle onde stazionarie sta in un rapporto maggiore di 10 a 1.

Però una linea di trasmissione a nastro o tubolare deve avere un rapporto d'onda stazionaria non superiore di 3 a 1 sia per ridurre le perdite d'energia, sia perchè l'energia dissipata nella linea è localizzata nei punti di massima corrente ove provoca un sovrariscaldamento.

Siccome moderate onde stazionarie sono tollerate su linee a fili paralleli senza troppe perdite, un rapporto di onde stazionarie di 2/1 oppure 3/1 è considerato accettabile con questo tipo di linea, anche quando sono usate in un sistema « disaccordato ».

Più esattamente una linea è disaccordata, o non risonante, soltanto quando tensione e corrente hanno andamento perfettamente « piatto » con un rapporto d'onde stazionarie di 1 (senza onde stazionarie). Però un certo disadattamento può essere tollerato con linee disaccordate a fili paralleli finchè la reattanza non è dannosa oppure è eliminata tagliando la linea ad una lunghezza circa uguale a quella di risonanza.

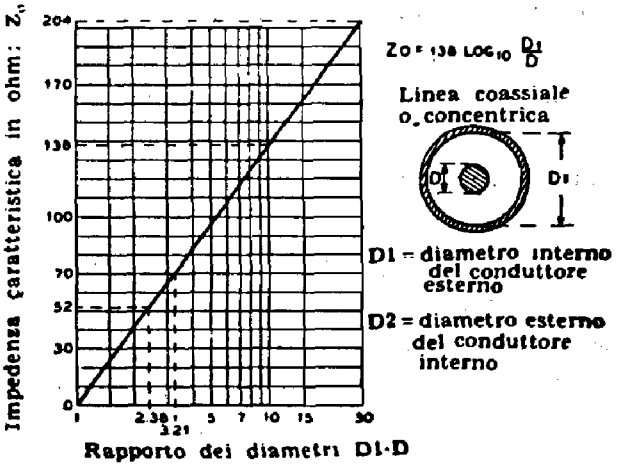


Figura 20.
IMPEDENZA CARATTERISTICA DI UN CAVO COASSIALE CON DIELETTRICO DI ARIA
Se il riempimento della linea è fatto con materiale diverso dall'aria, l'impedenza caratteristica della linea si ridurrà secondo un fattore proporzionale alla radice quadrata della costante dielettrica del materiale usato come dielettrico nella linea.

12-12 Linee accordate o risonanti

Se una linea di trasmissione è chiusa sulla sua *impedenza caratteristica,* non vi sarà riflessione all'estremità della linea e la distribuzione della corrente e della tensione lungo la linea stessa sarà uniforme. Se l'estremo della linea è aperto o corto circuitato la riflessione a tale estremo sarà del 100% e appariranno *onde stazionarie* di grandissima ampiezza. Non vi sarà allora praticamente nessuna irradiazione dalla linea se i fili so-

no poco distanziati, ma si verificheranno lungo di essa dei nodi di tensione distanziati di mezza lunghezza d'onda. Parimente si verificheranno dei ventri di tensione ad ogni mezza lunghezza d'onda e questi corrisponderanno a nodi di corrente. Se la linea è chiusa su un valore di resistenza diverso dall'impedenza caratteristica, vi sarà una certa riflessione la cui entità è determinata dall'entità del disadattamento. Con la riflessione vi saranno onde stazionarie (variazioni di corrente e tensione) lungo la linea benchè non della stessa ampiezza che si verifica con la linea a vuoto e in corto circuiti. I ventri di corrente e di tensione si verificano negli stessi *punti* lungo la linea in cui si verificano in caso di linea aperta o cortocircuitata e via via che l'impedenza di carico si avvicina all'impedenza caratteristica della linea, la corrente e la tensione lungo di essa diventano via via più uniformi. Le precedenti considerazioni presuppongono, naturalmente, una resistenza di carico pura (non reattiva). Se il carico è reattivo si formano ugualmente onde stazionarie. Ma in tal caso i nodi si verificano in posizioni diverse da quelle che si avevano con chiusura resistiva di valore errato.

Una ben costruita linea di trasmissione da 500 a 600 Ω può essere usata come alimentatore risonante per lunghezze di parecchie decine di metri con perdite molto basse fintanto che l'ampiezza delle onde stazionarie (rapporto della tensione massima alla minima lungo la linea) *non è troppo grande*. L'ampiezza a sua volta dipende dal disadattamento del carico di linea. Una linea con fili del diametro di 2 mm distanziati da 15 cm con isolatori ceramici o plastici, ha un'impedenza caratteristica di circa 600 Ω e costituisce un ottimo alimentatore accordato per qualsiasi carico tra 60 e 6000 Ω (a frequenza inferiori a 30 MHz). Se usato per alimentare un carico ad impedenza maggiore o minore le onde stazionarie assumono

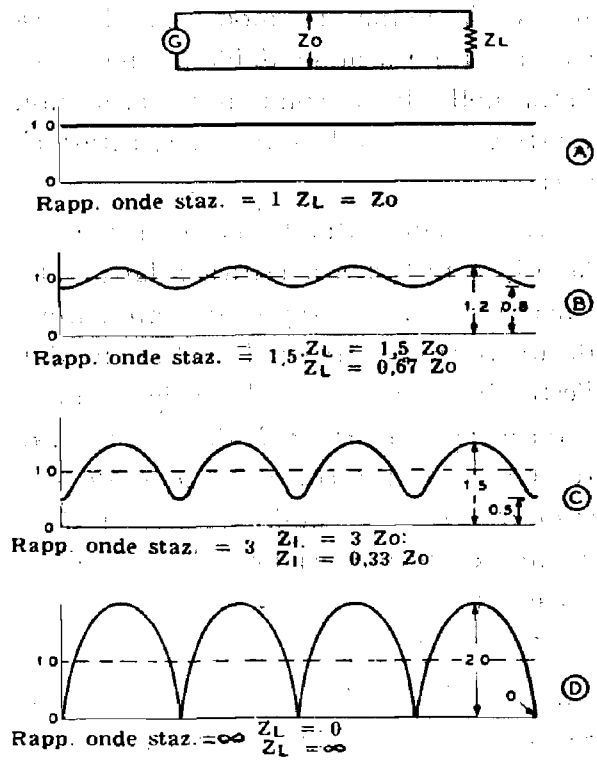


Figura 21.
ONDE STAZIONARIE SU UNA LINEA DI TRASMISSIONE
Come si vede in (A), la tensione o la corrente sono costanti in una linea di trasmissione che sia chiusa sulla sua impedenza caratteristica, nell'ipotesi che le perdite siano abbastanza piccole da poter essere trascurate. In (B) è indicata la variazione di tensione, o di corrente, in una linea chiusa su un carico con un coefficiente di riflessione di 0,2 cosicchè si ha un rapporto di onde stazionarie di 1,5. In (C) il coefficiente di riflessione è stato aumentato a 0,5 a cui corrisponde un rapporto di O.S. di 3 sulla linea. In (D) la linea è stata chiusa su carico che ha un coefficiente di riflessione di 1,0 (corto circuito, linea aperta, o reattanza pura) cosicchè tutta l'energia è riflessa con la formazione di un rapporto infinito d'onde stazionarie.

ampiezza abbastanza grande per cui le perdite diventano eccessive a meno che la linea non sia molto corta. A frequenze superiori ai 40 MHz la spaziatura tra i fili diventa una frazione apprezzabile della lunghezza d'onda e la radiazione dalla linea non è più trascurabile. Perciò è raccomandabile una linea coassiale o a fili paralleli molto ravvicinati quando si opera con frequenze molto alte.

Se una linea di trasmissione non è perfettamente adattata essa deve essere *accordata* anche se l'ampiezza delle onde stazionarie (variazioni di tensione) non è particolarmente grande. Questo evita che la reattanza venga ad accoppiarsi con l'amplificatore finale.

Un sistema di alimentazione che abbia limitate onde stazionarie può essere regolato in modo da presentare un carico non reattivo all'amplificatore sia accordandolo sia tagliando la linea di alimentazione fino a portarla alla risonanza.

Normalmente è preferibile con gli alimentatori accordati avere un ventre di corrente (minimo di tensione) all'estremità della linea verso il trasmettitore.

Questo dimostra che alimentando in tensione un'antenna gli alimentatori accordati devono essere costituiti da un numero dispari di quarti di lunghezza d'onda e che quando si alimenta in corrente un'antenna, gli alimentatori devono essere costituiti di un numero pari di quarti di lunghezza d'onda. In effetti gli alimentatori hanno una lunghezza maggiore del 10% di un quarto di lunghezza d'onda rispetto al valore calcolato (e cioè dato nella tabella) quando essi sono accordati in serie per mezzo di un condensatore, invece di essere compensati e, accorciati fino alla risonanza.

Quando si usano alimentatori accordati per alimentare un'antenna su più di una gamma, è necessario ricorrere ad un compromesso e prevedere l'accordo sia in serie sia in parallelo giacchè è impossibile tagliare l'alimentatore ad una lunghezza che sia ottima per diverse gamme.

Se un ventre di tensione appare all'estremità del trasmettitore su una certa gamma sarà necessario accordare in parallelo l'alimentatore per ottenere il trasferimento di energia. E' impossibile trasferire energia con accoppiamento induttivo se non vi è circolazione di corrente. Questo è ottenuto in un ventre di tensione con la presenza di un circuito risonante accordato costituito da un condensatore in parallelo alla bobina di antenna.

CAPITOLO TREDICESIMO

Antenne e loro adattamento

Le antenne per le più basse frequenze dello spettro delle radiofrequenze (fra 1,8 e 7 MHz) ed anche quelle usate occasionalmente e per brevi periodi nella parte superiore della gamma delle alte frequenze, sono in generale di un tipo relativamente semplice in cui la direttività non è di primaria importanza. Tuttavia è spesso desiderabile, nel lavoro del radio-dilettante, che un singolo sistema di antenna sia adatto per operare almeno nelle gamme di 3,5 MHz e 7 MHz e, se possibile, anche su altri campi di frequenza. Conseguentemente la prima parte di questo capitolo sarà dedicata al problema generale dell'adattamento della linea di trasmissione ai sistemi di antenna di tipo fisso. L'adattamento di una linea di trasmissione ai padiglioni girevoli direttivi sarà discusso nel Capitolo XVI.

13-1 Antenne orizzontali a mezza onda alimentate all'estremità

Il dipolo orizzontale a mezz'onda è l'antenna più comune e più pratica per le bande per dilettanti di 3,5 e 7 MHz. La forma del dipolo ed il modo con cui è alimentato consentono un gran numero di soluzioni. La figura 2 mostra parecchie forme pratiche di semplici antenne a dipolo unitamente ai metodi per alimentarle.

Normalmente un dipolo per alta frequenza è installato nella posizione più alta e più libera di cui si possa disporre. Tuttavia è talvolta giustificato il portare una parte del sistema radiante direttamente fino al trasmettitore, alimentando l'antenna senza il vantaggio di una linea di trasmissione. Questo è possibile quando:

1) Non vi è spazio sufficiente per erigere un dipolo orizzontale di 75 o 80 metri e la sua linea di alimentazione.

2) Un lungo filo è usato anche per operare su un'armonica nella banda delle più alte frequenze.

In entrambi i casi è normalmente possibile portare la parte principale dell'antenna in una zona libera a causa della sua lunghezza. Questo dimostra che le perdite di potenza nel portare l'an-

tenna direttamente al trasmettitore sono relativamente piccole.

Tuttavia non è buona pratica portare l'estremo ad alta tensione di un'antenna nel locale di operazione a causa delle aumentate difficoltà nell'eliminare l'interferenza alla radiodiffusione ed alla televisione. Per questa ragione si ricorre ad una linea di alimentazione unitamente ad un'antenna di Hertz solo come ultima risorsa.

Antenne alimentate all'estremità Le antenne alimentate all'estremità non dispongono di una linea di trasmissione per l'accoppiamento trasmettitore, ma è una parte radiante dell'antenna che viene direttamente portata fino al trasmettitore dove è collocato un sistema di accoppiamento per trasferire energia all'antenna.

Questo tipo di antenna è sempre alimentato in un ventre di tensione e sempre consiste in un numero pari di quarti di lunghezza d'onda. La figura 1 mostra due metodi comuni di alimentazione dell'antenna Fuchs, ossia dell' antenna Hertz alimentata ad un estremo. Alcuni dispositivi di attenuazione delle armoniche (in aggiunta al normale filtro passa-basso contro le interferenze alla televisione) devono essere inclusi nel sistema di accoppiamento, in quanto una antenna alimentata all'estremità non offre per se stessa una discriminazione contro le armoniche, sia di ordine pari, sia di ordine dispari.

L'antenna di Hertz con alimentazione di estremità ha perdite piuttosto elevate se almeno tre quarti del radiatore non possono essere posti esternamente all'ambiente di operazione ed in posizione libera da ostacoli. Siccome vi è alta tensione a radiofrequenza nel punto dove l'antenna entra nel locale d'operazione, l'isolamento in questo punto deve essere molto più efficace di quello comunemente usato con sistemi alimentatori a bassa tensione. Questa antenna può lavorare su tutte le sue più alte armoniche con buon rendimento e può lavorare anche a metà frequenza verso terra come un'antenna Marconi in quarto d'onda.

Siccome la frequenza di un' antenna aumenta limitatamente quando essa viene incurvata in una qualsiasi posizione, salvo che nei ventri di corrente o di tensione, un'antenna Hertz alimentata all'estremità, è normalmente più lunga di qualche percento rispetto ad un dipolo rettilineo in mezz'onda per la stessa frequenza. Non è infatti possibile normalmente portare un filo fino al trasmettitore senza eseguire varie curve.

Sistema di antenna Zepp Il sistema di antenna Zeppelin, o « Zepp », illustrato nella figura 2A è molto conveniente quando si desidera utilizzare un solo filo irradiante su numerose frequenze armoniche.

Il sistema di antenna Zepp è facile da accordare e può essere usato su varie bande sintonizzando semplicemente gli alimentatori. L'efficenza media di un sistema d'antenna Zepp non è tanto alta, specie con notevole lunghezza dell'alimentatore, quanto quella di alcuni sistemi che usano linee di trasmissione non accordate; ma dove lo spazio è limitato e dove si desidera operare su più di una banda, la Zepp ha alcuni vantaggi decisivi.

Siccome la parte radiante dell'antenna Zepp deve sempre avere lunghezza multipla di una mezza lunghezza d'onda, è sempre presente alta tensione nel punto in cui l'alimentatore si collega all'estremo della parte radiante dell'antenna. Questa antenna Zepp è perciò del tipo *alimentato in tensione.*

Radiatore tipo Zepp con linea di adattamento La figura 2C mostra una variante del tipo di antenna Zepp che permette l'uso di una linea di trasmissione non risonante tra la parte radiante dell'antenna e il trasmettitore. La parte « Zepp » di antenna è accordata come tronco di linea in quarto d'onda e l'alimentatore non risonante è connesso a questo tronco in un punto tale che le onde stazionarie risultino ridotte al minimo. Il procedimento per effettuare questa regolazione è descritto nella sezione 13-9. Questo tipo di sistema d'antenna è molto soddisfacente quando è necessario usare un'antenna ad alimentazione di estremità, ed è anche imposto l'uso di un alimentatore non risonante tra il trasmettitore e il sistema radiante.

13-2 Antenne orizzontali a mezza onda alimentate al centro

Un sistema d'alimentazione al centro di un'antenna a mezz'onda è normalmente preferito rispetto ad un sistema ad alimentazione di estremità, in quanto risulta equilibrato rispetto a terra e perciò meno facilmente disturbato dalla radiazione dell'alimentatore. Alcuni sistemi alimentati al centro sono illustrati in figura 2.

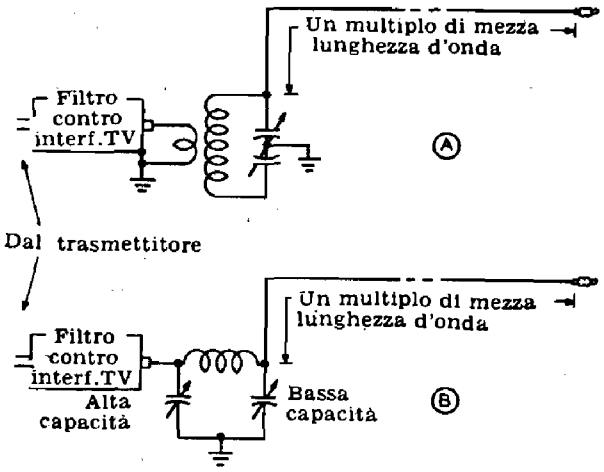


Figura 1.

ANTENNA HERTZ ALIMENTATA DA UN ESTREMO

Metodo di alimentazione di un'antenna Hertz mediante una linea a bassa impedenza ed un filtro passa-basso, sia usando un circuito risonante (A), sia mediante un circuito a π (B).

Il dipolo accordato Il dipolo alimentato « in corrente » con alimentatore distanziato detto talvolta « Zepp ad alimentazione centrale », è un sistema intrinsecamente bilanciato quando i due bracci del radiatore sono elettricamente uguali. Questo fatto è vero indipendentemente dalla frequenza o dalla armonica su cui il sistema può operare soddisfacentemente sopra un largo campo di frequenze se il sistema nel suo insieme (linea accordata e antenna alimentata al centro) può essere accordato sulla frequenza di lavoro. È normalmente possibile accordare un tale sistema di antenna con l'aiuto di una bobina a prese e di un condensatore d'accordo che può indifferentemente essere posto sia in serie con la bobina d'antenna, sia in parallelo ad essa. Un condensatore d'accordo in serie può essere inserito su un braccio dell'alimentatore senza squilibrare il sistema.

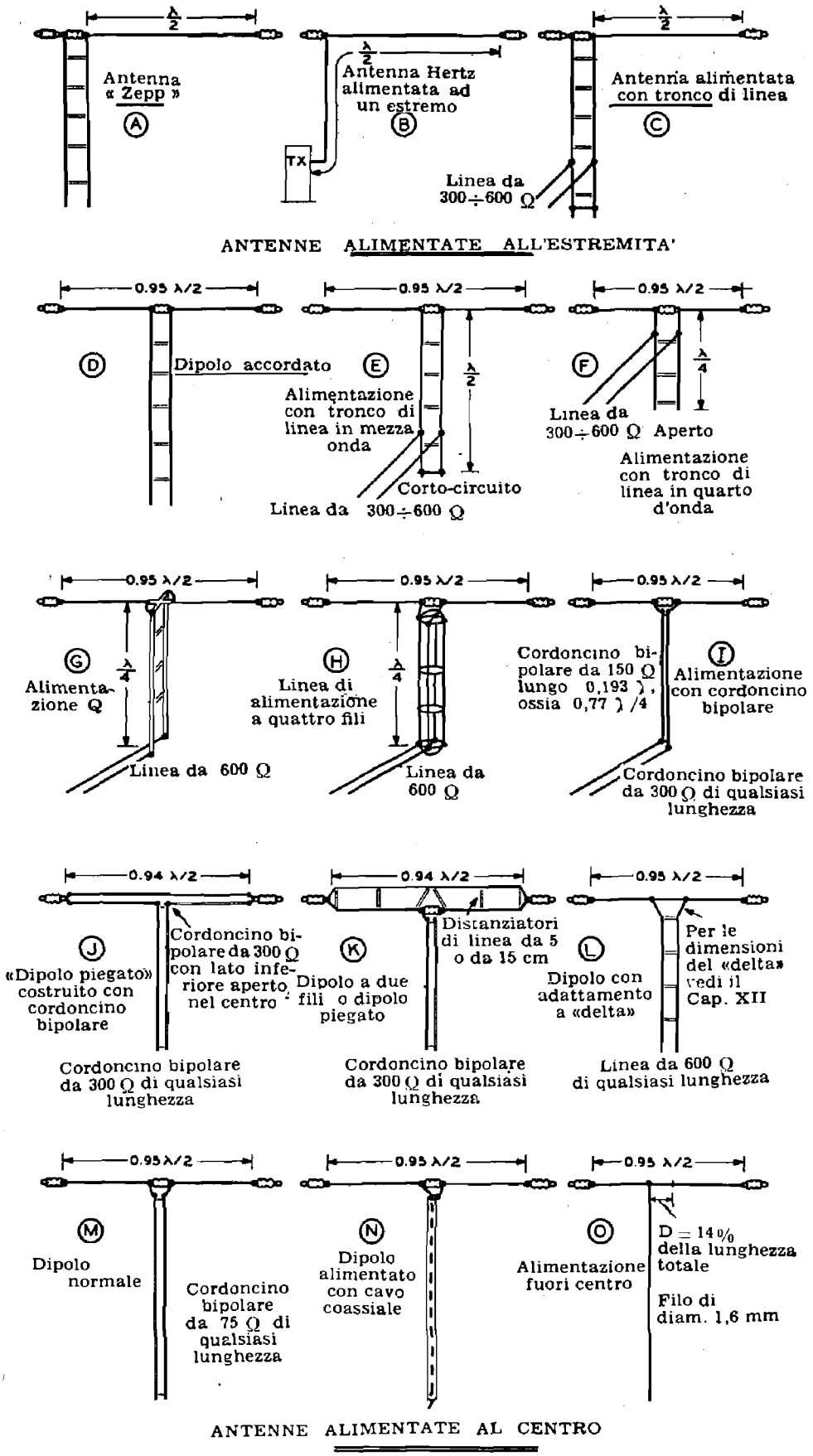


Figura 2.

ALCUNI METODI DI ALIMENTAZIONE DEI DIPOLI A MEZZ'ONDA

Il dipolo accordato è illustrato in figura 2D. L'antenna è un sistema alimentato in corrente quando il filo radiante ha una lunghezza elettrica di mezza onda, o quando il sistema lavora su una armonica dispari, ma diventa un radiatore alimentato in tensione quando lavora su una sua armonica pari.

L'antenna ha un diverso diagramma di radiazione quando lavora su armoniche. La disposizione usata sulla seconda armonica è meglio nota come *allineamento Franklin* ed è descritto nel Capitolo XIV. Il suo diagramma è simile a quello di un dipolo a mezz'onda pur essendo più ripido nelle direzioni laterali. Sulle più alte armoniche di lavoro vi sono molti lobi di radiazione.

Le figure 2E e 2F mostrano due possibili disposizioni per usare una linea di trasmissione disaccordata tra il trasmettitore e il dipolo radiante accordato. Nella figura 2E una linea in mezz'onda accorciata viene usata per accordare il sistema radiante, mentre nella figura 2F è utilizzata una linea aperta in quarto d'onda. La regolazione di tronchi di linea in quarto d'onda ed in mezz'onda sarà descritta nella Sezione 13-9.

Dipolo con trasformatori in quarto d'onda Il valore medio dell'impedenza di alimentazione per un dipolo in mezz'onda alimentato al centro è di 75 Ω. Il valore effettivo varia con l'altezza come mostra la figura 5 del Capitolo XII. Alcuni metodi per adattare questo valore piuttosto basso di impedenza ad una linea di trasmissione di media impedenza sono mostrati nella figura 2 in (G), (H), (I). Ciascuno di questi tre sistemi usa un trasformatore in quarto d'onda per eseguire la trasformazione d'impedenza.

La sola differenza fra i tre sistemi consiste nel tipo di linea di trasmissione usata come trasformatore in quarto d'onda. La figura (G) mostra il sistema « Johnson Q » in cui una linea costituita con un tubo di duralluminio è usata come trasformatore lineare di bassa impedenza.

Una linea fatta in questo modo è frequentemente chiamata complesso di « barre Q ». La figura (H) mostra l'uso di una linea a quattro fili come trasformatore lineare e la figura (I) mostra l'uso di un tronco di linea a cordoncino da 150 Ω lunga elettricamente un quarto d'onda, come trasformatore tra il centro del dipolo e un tratto di linea a cordoncino da 300 Ω. In ogni caso la impedenza di un trasformatore in quarto d'onda sarà dell'ordine di 150-200 Ω. L'uso di sezioni di linee di trasmissione quali trasformatori lineari è discusso dettagliatamente nella sezione 13-10.

Dipoli a più fili Un altro metodo per aumentare l'impedenza del punto di alimentazione di un dipolo cosicchè possa essere usata una linea di trasmissione a media impedenza, è illustrato nelle figure 2J e 2K. Questi sistemi utilizzano più fili in parallelo per l'elemento radiante, ma solo uno dei fili è usato per il collegamento dell'alimentatore. La teoria di questo tipo di antenna è stata discussa nel Capitolo XII, ma le disposizioni più comuni usano due fili nel padiglione orizzontale dell'antenna per modo che si ottiene un valore quadruplo dell'impedenza.

L'antenna mostrata in figura 2J è detta « dipolo piegato » a linea bifilare ed è comunemente usata come sistema nella gamma per dilettanti a media fre-

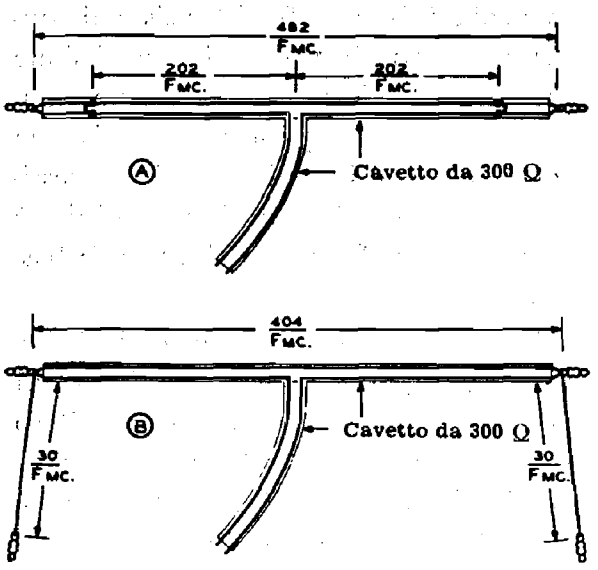


Figura 3.

DIPOLO PIEGATO CON CORTO-CIRCUITO

Le caratteristiche di adattamento di impedenza e di larghezza di banda di un dipolo piegato possono essere migliorate cortocircuitando i due fili del cavetto bipolare ad una distanza dal centro uguale al prodotto del fattore di velocità del cavetto per metà della lunghezza del dipolo, come indicato in (A). Si possono anche ripiegare verso il basso i due estremi, dopo il cortocircuito, allo scopo di ridurre l'ingombro, come indicato in (B).

quenza. In questa disposizione sia l'antenna che le linee di trasmissione al trasmettitore, sono costruite con cavetti bifilari da 300 Ω. Il padiglione orizzontale dell'antenna ha una lunghezza leggermente inferiore a quella convenzionale ($462/f_{MHz}$ invece di $468/f_{MHz}$ per un padiglione ad un solo filo) ed i due capi della linea bifilare sono riuniti insieme a ciascun estremo del tratto orizzontale.

Uno dei due fili del padiglione orizzontale è interrotto al centro ed i due capi sono collegati ai due fili del cavetto bipolare di alimentazione. Come protezione contro l'umidità si possono saldare sopra la giunzione dei conduttori, con l'aiuto di un saldatore, pezzi di politene pure ricavati da un cavetto bipolare da 300 Ω.

Migliori caratteristiche di larghezza di banda possono essere ottenute con dipolo piegato costruito con linea a nastro, se i due conduttori di questa sono cortocircuitati ad una distanza dal punto centrale di alimentazione pari ad un quarto della lunghezza d'onda nello spazio libero moltiplicato per il coefficiente 0,82 (fattore di velocità della linea a nastro).

Questo procedimento è illustrato nella fig. 3A. Una disposizione analoga per un dipolo piegato a linea bifilare (che tra l'altro richiede minor lunghezza di linea) è illustrata nella figura 3B. Questo tipo di antenna a mezz'onda è conveniente per la banda sui 3,5 MHz quando non è disponibile in linea retta una distanza di 35-40 metri, quale è richiesta per un'intera mezza onda. Infatti l'estremo unifilare può essere piegato di fianco o in basso rispetto alla direzione della sezione principale dell'antenna.

La figura 2K mostra il tipo fondamentale di un dipolo a due fili, o « dipolo piegato », in cui la sezione radiante del sistema è costituita con fili normali per antenna spaziati mediante distanziatori di linea. L'alimentatore è ancora costituito da una linea bifilare da 300 Ω poichè l'impedenza del punto di alimentazione è approssimativamente 300 Ω, la stessa cioè di un dipolo piegato a linea bifilare.

Il tipo di antenna a dipolo piegato ha le più ampie caratteristiche di risposta (più grande larghezza di banda) di qualsiasi altra antenna convenzionale a mezz'onda costruita con fili sottili. Pertanto tale antenna può funzionare

sul più vasto campo di frequenza, senza dare origine a considerevoli onde stazionarie, relativamente ai comuni tipi di antenna a mezz'onda.

L'aumentata larghezza di banda dei dipoli a più fili ed il fatto che la resistenza del punto di alimentazione è aumentata parecchie volte rispetto alla resistenza di radiazione dell'elemento hanno contribuito all'uso frequente dei radiatori multifilari usati come elementi attivi in un padiglione di antenna parassita.

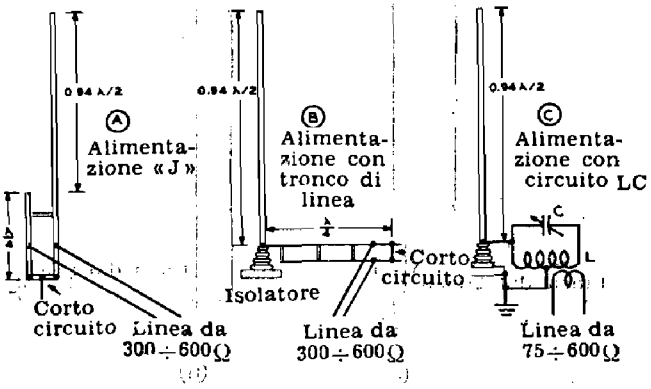


Figura 4.

ANTENNA VERTICALE IN MEZZ'ONDA CON DIVERSI METODI DI ALIMENTAZIONE

Dipolo a delta e dipolo normale Questi due tipi di elementi radianti sono mostrati nella figura 2L e 2M. Il dipolo con adattamento a *delta* è descritto nei suoi particolari nella sezione 13-8 ed è illustrato nella figura 15 di questo capitolo. Il dipolo normale, mostrato nella figura 2M, è alimentato nel centro per mezzo di una linea bifilare da 75 Ω, sia nel tipo trasmittente, sia in quello ricevente; può anche essere alimentato per mezzo di una linea a cordoncino bifilare, o per mezzo di conduttori da luce paralleli. Ciascuno di questi tipi di linea di alimentazione fornisce un adattamento approssimato sull'impedenza al centro del dipolo, ma la linea bifilare da 75 Ω è di gran lunga preferibile per le perdite molto più basse di questa linea di trasmissione con dielettrico di polietilene.

L'alimentatore a cavo coassiale, che alimenta il dipolo come mostra la figura 2N, è una variante del sistema riportato nella figura 2M. Sia il cavo coassiale da 52 Ω, sia quello da 75 Ω possono essere usati per alimentare il centro del dipolo, benchè il tipo da 75 Ω dia talvolta un migliore adattamento d'impedenza per normali altezza di antenna. A causa della dissimmetria del sistema di alimentazione coassiale si può incontrare qualche difficoltà con onde propagantesi esternamente al cavo coassiale. Per questa ragione l'uso della linea bifilare è normalmente da preferire su quello del cavo coassiale per alimentare il centro di un dipolo a mezz'onda.

Dipolo alimentato fuori centro Il sistema mostrato in figura 2 (0) è talvolta usato per alimentare un dipolo a mezz'onda, specialmente quando si desidera usare la stessa antenna su un certo numero di frequenze in serie armonica. Il filo di alimentazione (∅ 1,6 mm smaltato) è collegato ad una distanza, rispetto al centro, del 14 % della lunghezza totale dell'antenna ai due lati. Il filo di alimentazione che funziona verso terra per il ritorno della corrente ha approssimativamente un'impedenza di 600 Ω. Il sistema lavora bene sopra una terra molto conduttiva, ma introduce perdite piuttosto elevate quando l'antenna è collocata sopra un suolo roccioso o poco conduttivo. Le antenne alimentate fuori

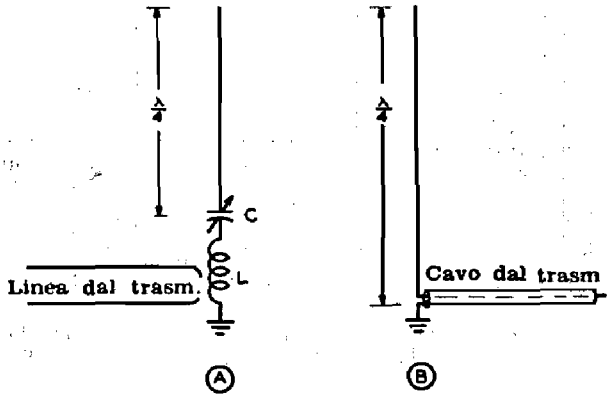


Figura 5.

ALIMENTAZIONE DI UN'ANTENNA MARCONI IN QUARTO D'ONDA

Quando si usa una linea a fili paralleli essa può essere accoppiata con una spira ad un circuito risonante in serie inserito fra l'estremità inferiore dell'antenna Marconi e la terra come indicato in (A). Si può anche ottenere un buon adattamento tra un cavo coassiale di 52 Ω e l'estremo inferiore di un'antenna accordata in quarto d'onda come indicato in (B).

centro hanno un ulteriore svantaggio nel fatto di essere molto efficienti anche sulle armoniche emesse dal trasmettitore.

L'efficacia di un sistema di antenna nell'irradiare armoniche è naturalmente un vantaggio quando si desidera operare su un certo numero di bande di frequenze. Ma per contro è necessario usare un filtro di armonica per assicurare che soltanto la frequenza desiderata sia trasferita dal trasmettitore all'antenna.

13-3 Antenna verticale a mezz'onda

L'antenna verticale a mezz'onda, con il suo estremo inferiore posto a 0,1÷0,2 lunghezze d'onda sopra il suolo, costituisce un'efficace antenna trasmittente per bassi angoli di radiazione, quando le condizioni della terra in vicinanza dell'antenna sono buone. Tale antenna non è adatta per comunicazioni con onda spaziale a breve raggio come accade nell'uso normale della banda per dilettanti di 3,5 MHz; ma è eccellente per comunicazioni con onde di terra a breve raggio come si richiedono per la normale banda di radiodiffusione e su quella per dilettanti a 1,8 MHz. L'antenna verticale causa normalmente maggiori interferenze alle radiodiffusioni che non un'equivalente antenna orizzontale, a causa dell'intensità molto più elevata del campo dell'onda di terra. Parimenti l'antenna verticale è poco indicata per ricevere quando vi siano molte interferenze industriali, poichè tali interferenze sono in prevalenza polarizzate verticalmente.

Tre metodi di alimentare un'antenna verticale a mezz'onda mediante una linea di trasmissione non accordata sono illustrati in figura 4. Il sistema di alimentazione « J » mostrato in figura 4A non è evidentemente molto pratico se non sulle più alte frequenze dove la maggior lunghezza del tronco di linea può ottenersi facilmente. Però nei casi normali per altissime frequenze, l'antenna verticale con estremo inferiore a livello di terra è preferibile al sistema di alimentazione « J ».

13-4 L'antenna Marconi

L'antenna Marconi in quarto d'onda con estremo a terra, largamente usata, su frequenze sotto i 3 MHz, è anche usata nella banda dei 3,5 MHz ed anche negli impianti mobili per altissime frequenze in cui si richiede un'antenna compatta.

L'antenna Marconi richiede l'impiego di metà lunghezza di fili rispetto al radiatore Hertz in mezz'onda. Infatti

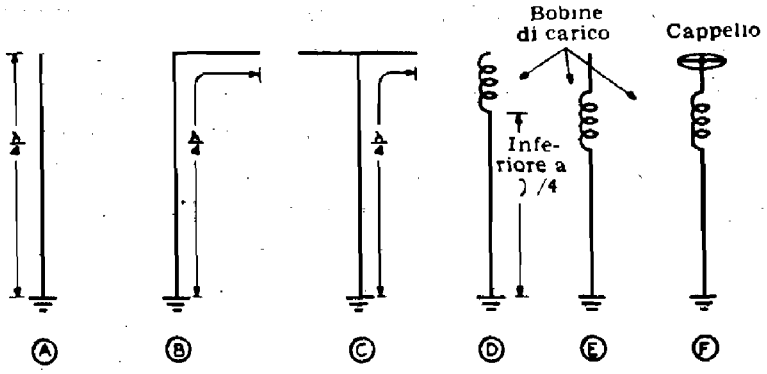


Figura 6.
ANTENNA MARCONI CARICATA
I vari sistemi di carico sono discussi nel testo.

la terra agisce come uno specchio, e fa le veci dell'altro quarto d'onda di filo che sarebbe richiesto per raggiungere la risonanza se l'estremo del filo non fosse a terra.

La forma pratica di un'antenna Marconi è illustrata in fig. 5A. Altre antenne Marconi differiscono da questo tipo principalmente per il metodo di alimentazione. Quello illustrato in figura 5B può essere usato con buoni risultati, specie in impianti mobili. Alcune varianti sull'antenna Marconi fondamentale sono riportate in figura 6. Le figure 6B e 6C mostrano i tipi di antenne Marconi a « L » ed a « T ». Queste disposizioni sono state più o meno soppiantate dalle forme di antenne Marconi caricate alla sommità illustrate nelle figure 6D, 6E e 6F.

In ciascuna di queste tre ultime figure l'antenna, assai più corta di un quarto di lunghezza d'onda, è stata *caricata*, per aumentare la sua lunghezza effettiva, con l'inserzione di una *bobina di carico* alla sommità del radiatore o in sua vicinanza.

La disposizione mostrata in figura 6D dà il carico minore, ma è costruttivamente più pratica. Il sistema della figura 6E dà un carico medio, mentre la figura 6F, che utilizza un « cappello » appena sopra la bobina di carico, dà la maggior entità di carico. Lo scopo di tutti i metodi di carico alla sommità qui esposti è di produrre un aumento nell'effettiva lunghezza dell'antenna portando così il punto di massima corrente nel radiatore più in alto possibile rispetto a terra. L'elevare il punto di massima corrente nel radiatore sopra la terra ha due favorevoli risultati:

a) la percentuale di radiazione ad angoli bassi viene aumentata;

b) l'intensità della corrente di terra alla base del radiatore è ridotta diminuendo così le perdite di terra.

Per stabilire se una bobina di carico è necessaria, basta rilevare se la lunghezza del filo di antenna fino al conduttore di terra è superiore al quarto di lunghezza d'onda; se ciò è, non si richiede alcuna bobina di carico purchè il condensatore d'accordo in serie abbia una elevata capacità massima.

I dilettanti che sono essenzialmente interessati alle bande di più alta frequenza, ma che desiderano lavorare anche, occasionalmente, sugli 80 m, sanno accordare una delle loro antenne come una « Marconi » riferendo l'intero sistema, alimentatore compreso, ad una tubazione dell'acquedotto messa a terra e ricorrendo ad una bobina di carico, se

necessario. Una qualsiasi antenna, rotativa, zepp, a dipolo, o ad alimentazione unifilare, può diventare un'ottima antenna Marconi da 80 m se abbastanza lunga per funzionare come radiatore su 80 m. Dove sono usati alimentatori a due fili, essi devono essere collegati insieme per un funzionamento tipo Marconi.

Importanza delle connessioni di terra

Nelle antenne in quarto d'onda la corrente è generalmente misurata con un ampermetro posto nel circuito d'antenna in vicinanza del collegamento a terra. Ora, se questa corrente fluisce in un resistore, o se la terra stessa presenta una certa resistenza, vi saranno perdite di potenza sotto forma di calore. Il miglioramento dei collegamenti a terra fornisce perciò un mezzo per ridurre queste perdite di potenza ed aumentare così la potenza irradiata.

La miglior terra consiste del maggior numero possibile di fili, ciascuno lungo almeno un quarto d'onda, sepolti appena sotto la superficie del suolo e disposti radialmente rispetto al punto comune. Qualsiasi filo di rame, di diametro superiore al millimetro darà risultati soddisfacenti, benchè, naturalmente, maggiori dimensioni offriranno una più lunga durata contro la corrosione. In effetti non sempre la raggera di fili viene interrata; essa può essere tenuta sospesa a piccola altezza da terra ed isolata da questa. Questa disposizione è chiamata *contrappeso* e funziona per la sua alta capacità verso terra. Se l'antenna è materialmente più corta di un quarto di lunghezza d'onda, la corrente di antenna è più elevata a causa della più bassa resistenza di radiazione e conseguentemente le perdite di potenza in un suolo resistivo sono maggiori. L'importanza di una buona terra con radiatori Marconi corti e caricati induttivamente è perciò evidente. Con un buon sistema di terra anche con antenne molto corte (1/8 di lunghezza d'onda) si può ottenere un'alta percentuale dell'efficienza di un'antenna in quarto d'onda usata con lo stesso sistema di terra. Questo è specialmente vero quando il radiatore è caricato in sommità con una bobina ad elevato Q (basse perdite).

Terra realizzata sulle condutture d'acqua

La tubazione dell'acquedotto, a causa della sua superficie estesa e delle notevoli sezioni ha una resistenza a r.f. relativamente bassa.

Si otterrà specialmente una buona connessione di terra se è possibile collegarsi ad una giunzione multipla, da cui partano più tubi in diverse direzioni correndo per un certo tratto sotto terra. Se uno dei tubi è collegato ad un sistema aspersore per prati o giardini posto nelle immediate vicinanze dell'antenna, l'efficienza del sistema si avvicinerà a quella di una raggera di rame sotterrata.

La principale critica alla terra così realizzata verte sulla possibilità di un'alta resistenza nei giunti dei tubi, a causa della vernice impermeabilizzante. Ma collegando il filo di terra ad una giunzione con tre o più diramazioni la possibilità che la parte maggiore di corrente ad a.f. fluisca attraverso una connessione di alta resistenza, è notevolmente ridotta.

La presenza di acqua nel tubo non

porta alcun vantaggio alla conduttività; essa perciò non elimina il problema dell'alta resistività delle giunzioni.

Il collegamento dei giunti è la miglior soluzione, ma naturalmente diventa impraticabile quando i giunti sono sotterrati. Collegando insieme con filo di rame le varie tubazioni dell'acqua sopra la superficie della terra si ottiene un miglioramento nel sistema ostacolato dall'alta resistenza delle giunzioni dei tubi.

Dimensioni dell'antenna Marconi Un'antenna Marconi ha una lunghezza pari ad numero dispari di quarti di lunghezza d'onda (normalmente soltanto un quarto di lunghezza d'onda) ed è sempre accordata alla frequenza di lavoro. L'adattamento all'amplificatore finale viene eseguito variando l'accoppiamento *piuttosto che disaccordando l'antenna dalla risonanza.*

Fisicamente un'antenna Marconi in quarto d'onda può essere costituita in qualunque modo da 1/8 a 3/8 di lunghezza d'onda considerando la lunghezza totale del filo d'antenna e del collegamento di terra dall'estremo dell'antenna fino al punto in cui la connessione di terra si unisce alla giunzione dei fili radiali del contrappeso o dove il tubo dell'acqua entra nella terra. Più bassa sarà la corrente che fluisce nella connessione di terra maggiore l'efficienza media di radiazione. Però quando la lunghezza dell'antenna eccede i 3/8 di lunghezza d'onda, riesce difficile accordarla per mezzo di un condensatore in serie e comincia ad assumere le caratteristiche di un'antenna Hertz alimentata all'estremità, la quale richiede un diverso metodo di alimentazione come ad esempio un circuito a π.

Un radiatore che sia materialmente molto più corto di un quarto di lunghezza d'onda può essere elettricamente allungato per mezzo di una bobina di carico in serie ed usato come una Marconi in quarto d'onda; però se il filo è più corto di circa 1/8 di lunghezza d'onda, la resistenza di radiazione sarà troppo bassa. Questo è uno speciale problema negli impianti mobili che lavorano sotto i 20 MHz ed è discusso nei suoi particolari nel Capitolo XIX.

13-5 Antenne ad ingombro ridotto

In molti casi si desidera intraprendere un notevole quantitativo di trasmissioni sulle bande dei 40 e degli 80 metri, ma può non essere sufficiente lo spazio disponibile per l'installazione di un radiatore a mezz'onda per la desiderata frequenza di lavoro; questo è un caso normale nei fabbricati di abitazione. La antenna Marconi accorciata, funzionante con una buona terra, *può* essere usata sotto certe condizioni, ma è noto che l'antenna Marconi accorciata produce notevoli interferenze alle radio diffusioni, e che un buona connessione di terra non è in generale ottenibile in una casa d'abitazione.

Essenzialmente il problema di costruire un'antenna per lavorare su basse frequenze in uno spazio ristretto consiste nell'erigere un breve radiatore che sia bilanciato rispetto alla terra e che sia perciò indipendente dalla terra nel suo funzionamento. Alcuni tipi di antenna che riuniscono questo insieme di condizioni sono illustrati in figura 7. La figura 7A mostra un dipolo normale alimen-

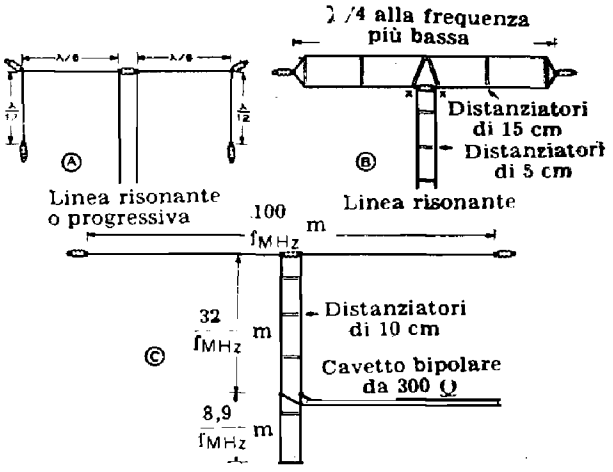


Figura 7.

TRE ANTENNE AD INGOMBRO RIDOTTO

Le sistemazioni illustrate in (A) e (B) sono soddisfacenti dove si può usare una linea di alimentazione risonante. Però una linea non risonante di 75 Ω può essere usata nella disposizione (A) quando le dimensioni espresse in lunghezza d'onda sono quelle indicate. Nella disposizione (B) si possono ottenere ridotte onde stazionarie sulla linea di alimentazione quando la lunghezza totale dell'antenna è di mezz'onda. La sistemazione (C) può essere accordata per tutte le normali lunghezze del padiglione orizzontale in modo da ridurre al minimo le onde stazionarie sulla linea.

tato al centro con gli estremi piegati verso il basso. Questo tipo di antenna può essere alimentato con una linea bifilare di 75 Ω od anche con una linea risonante per il funzionamento su diverse bande. La lunghezza totale del filo irradiante sarà di qualche percento superiore alla lunghezza normale per una simile antenna poichè il filo è piegato in una posizione intermedia fra un ventre di corrente e un ventre di tensione. L'effettiva lunghezza dovrà essere determinata in modo empirico a causa del maggiore effetto degli oggetti circostanti sulla effettiva lunghezza elettrica di un'antenna di questo tipo.

La figura 7B mostra un metodo per usare un dipolo a due fili su una frequenza metà di quella di funzionamento normale. È consigliabile che i conduttori spaziati siano gli stessi tanto per la porzione radiante del dipolo piegato quanto per la linea di alimentazione. La ragione di questa raccomandazione risiede nel fatto che i due fili nel padiglione orizzontale *non* sono allo stesso potenziale lungo la loro estensione quando l'antenna opera su metà frequenza. La linea bifilare può essere usata come linea di alimentazione se il funzionamento sulla frequenza per cui il padiglione orizzontale risulta lungo mezza onda è il più comune, mentre il funzionamento su metà frequenza è piuttosto raro. Però se l'antenna deve essere usata principalmente su metà frequenza essa dovrà essere alimentata per mezzo di una linea a fili paralleli.

Se si desidera alimentare l'antenna con una linea non risonante, si può collegare all'antenna un tronco di linea in quarto d'onda nei punti indicati con X, X nella figura 7B. Il tronco di linea deve essere accordato e la linea di tra-

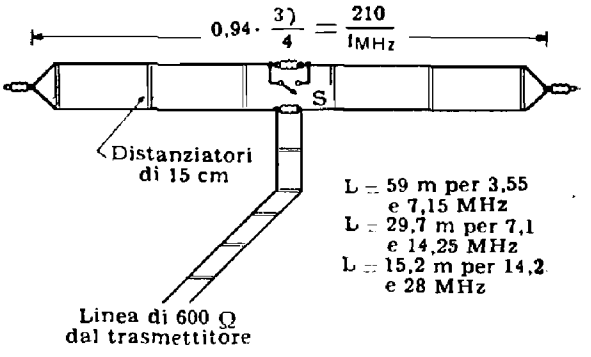


Figura 8.

DIPOLO PIEGATO DI 3/4 D'ONDA

Questa disposizione di antenna presenterà un funzionamento molto soddisfacente con una linea di alimentazione di 600 Ω, con il sezionatore aperto, sulla frequenza fondamentale e con il sezionatore chiuso sulla frequenza doppia.

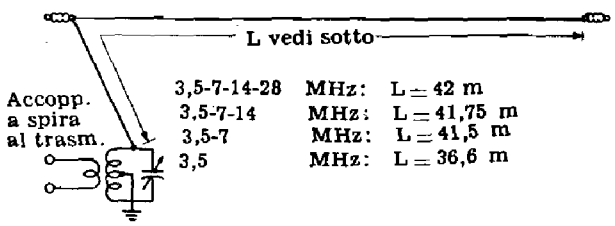


Figura 9.

LUNGHEZZE CONSIGLIATE PER L'ANTENNA HERTZ ALIMENTATE AD UN ESTREMO

smissione collegata ad esso in modo usuale.

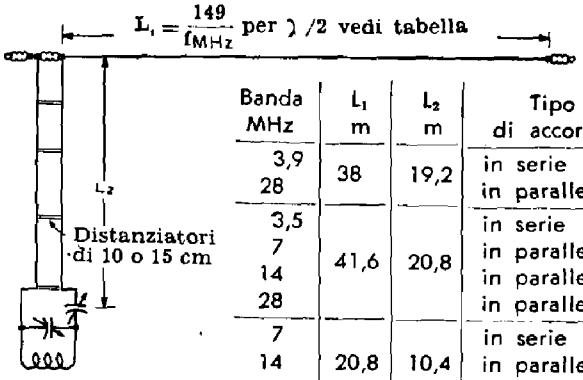
Il sistema di antenna mostrato in figura 7C può essere usato quando non è utilizzabile una lunghezza sufficiente per un radiatore a piena mezz'onda. Le dimensioni in termini di frequenza sono date nel disegno. Una antenna di questo tipo ha una lunghezza di 28 m per funzionare su 3600 kHz. Questo tipo di antenna ha l'ulteriore vantaggio di poter funzionare su 7 MHz e su 14 MHz quando il padiglione orizzontale è stato tagliato per la banda di 3,5 MHz; basterà semplicemente cambiare la posizione della barra di corto circuito e della linea di alimentazione sul tronco di linea.

Un sacrificio che deve essere fatto quando si usa un sistema radiante accorciato, come ad esempio per i tipi mostrati in figura 7, risiede nella larghezza di banda del sistema. Il campo di frequenza che può essere coperto da un sistema d'antenna accorciato è pressochè in proporzione all'entità dell'accorciamento. Per esempio, il sistema di antenna mostrato in figura 7C può funzionare sopra la gamma da 3800 a 4000 kHz senza considerevoli onde stazionarie nella linea di alimentazione. Se l'antenna fosse invece costruita a piena lunghezza sarebbe possibile coprire una gamma di frequenza maggiore del 50 % per la stessa entità di disadattamento alle frequenze estreme della banda.

13-6 Antenne multi-gamma

La disponibilità di un'antenna che possa coprire più bande è di grande utilità per il lavoro dei dilettanti. In molti casi si è riscontrato preferibile installare un'antenna che sia ottima per la gamma che viene usata nella maggior parte del tempo disponibile, ed avere inoltre un'antenna addizionale multigamma che può essere messa in servizio per operare su un'altra banda quando le condizioni di propagazione sulla banda più frequentemente usata non sono favorevoli. La maggior parte dei dilettanti usa, o progetta di installare, almeno un allineamento direttivo per una delle bande a più alta frequenza, ma riscontra che è indispensabile un'altra antenna che possa essere usata sulle bande di 3,5 e di 7 MHz, o anche su quella di 28 MHz.

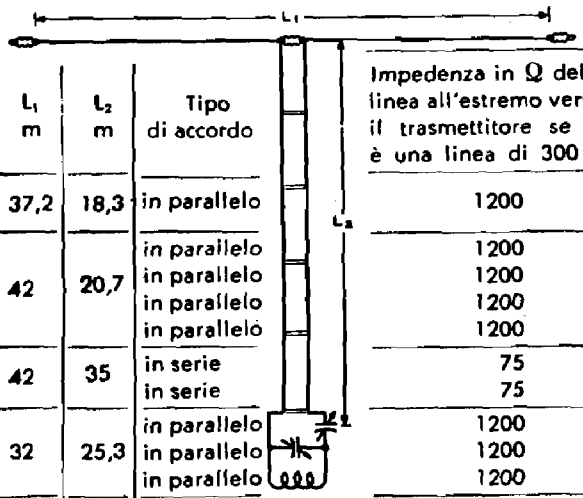
La scelta di un'antenna multibanda dipende da un numero di fattori diversi, quali lo spazio disponibile, la banda



Banda MHz	L_1 m	L_2 m	Tipo di accordo
3,9	38	19,2	in serie
28			in parallelo
3,5	41,6	20,8	in serie
7			in parallelo
14			in parallelo
28			in parallelo
7	20,8	10,4	in serie
14			in parallelo
28			in parallelo

Figura 10.

ANTENNA « ZEP » ALIMENTATA AD UN ESTREMO



Banda MHz	L_1 m	L_2 m	Tipo di accordo	Impedenza in Ω della linea all'estremo verso il trasmettitore se L_2 è una linea di 300 Ω
3,9 fonia	37,2	18,3	in parallelo	1200
3,5	42	20,7	in parallelo	1200
7			in parallelo	1200
14			in parallelo	1200
28			in parallelo	1200
3,5	42	35	in serie	75
14			in serie	75
3,5	32	25,3	in parallelo	1200
7			in parallelo	1200
14			in parallelo	1200
7	19,8	20,4	in serie	75
14			in parallelo	1200
28			in parallelo	1200
7	19,8	30,5	in parallelo	1200
14			in parallelo	1200
28			in parallelo	1200

Figura 11.
ANTENNA ALIMENTATA AL CENTRO

che deve essere usata prevalentemente, il rendimento di radiazione desiderato ed il tipo di circuito d'accordo in antenna che deve essere usato per il trasmettitore. Numerosi tipi raccomandati per l'impiego sotto diverse condizioni sono illustrati nelle figure 8 ÷ 11.

Dipolo piegato a tre quarti d'onda La figura 8 mostra un tipo di antenna che si è dimostrato molto efficace quando si dispone soltanto di uno spazio limitato e quando si lavora prevalentemente su un banda e solo occasionalmente sulla seconda armonica. Il sistema è di completa soddisfazione per trasmettitori di alta frequenza, qualora si usi una linea non risonante da 600 Ω per l'alimentazione dell'antenna, giacchè il sistema d'antenna è equilibrato verso terra. Quando si opera sulla frequenza fondamentale, relativamente alla quale il padiglione orizzontale è lungo tre quarti d'onda, il sezionatore S deve essere *aperto*. Il sistema consente un ottimo adattamento tra la linea di 600 Ω ed il punto di alimentazione all'antenna. È stato rilevato un rapporto di stazionarietà dell'1,2 sulla banda dei 14 MHz con l'antenna posta a circa mezz'onda di altezza sul suolo.

Per operare sulla seconda armonica il sezionatore S viene *chiuso*. L'antenna è ancora un radiatore efficace, ma il diagramma di radiazione risulta diverso ed il rapporto d'onde stazionarie risulta più elevato.

Il padiglione orizzontale deve essere costruito con fili paralleli nudi piuttosto che con cavetto bipolare a nastro o cilindrico.

Antenna Hertz alimentata all'estremità Questa antenna, illustrata in fig. 9, non è molto efficiente, ma è particolarmente adatta

quando si desidera installare in poco tempo per una prova, o per trasmettere durante il giorno. La parte orizzontale deve essere posta alla maggiore altezza possibile ed in libero spazio.

Nel caso peggiore almeno tre quarti della lunghezza totale di filo deve essere in zona libera da ostacoli. Le dimensioni atte a fornire i migliori risultati sulle varie bande per dilettanti, sono riportate nella stessa figura 9. Ulteriori notizie su questa antenna sono date nella Sezione 12-1 e in fig. 1.

Antenna Zepp alimentata all'estremità

Questa antenna è stata a lungo la favorita per operare su più bande. Essa è illustrata in figura 10 unitamente alle dimensioni consigliate per lavorare sui vari gruppi di bande per dilettanti. Poichè questo tipo di antenna è un sistema radiante non equilibrato il suo uso non è raccomandato con trasmettitori di notevole potenza, dove si può provocare facilmente gravi disturbi agli ascoltatori delle radiodiffusioni. Le tensioni a r.f. che si verificano all'estremo dell' alimentatore dell'antenna Zepp e nei punti ad una mezz'onda elettrica dall'estremo, sono spesso molto elevate. Perciò la linea di alimentazione deve essere tenuta ad un'adeguata distanza dagli oggetti circostanti ed in zona libera affinchè sia improbabile un contatto fra l'alimentatore e le persone.

La bobina di accoppiamento all'estremità del trasmettitore deve essere accoppiata con una spira all'uscita del filtro passa-basso contro le interferenze alla TV per ridurre l'irradiazione di armoniche.

I metodi di accoppiamento fra trasmettitore e linea di alimentazione sono stati esposti nel Capitolo XI.

Antenne plurigamma ad alimentazione centrale

Alcuni tipi di antenne alimentate al centro sono illustrati in figura 11. Se la linea di alimentazione è costruita nel modo convenzionale con fili di rame di 1,5 ÷ 2 mm spaziati di 10 ÷ 15 cm, l'antenna viene talvolta chiamata « zepp alimentata al centro ». Con questo tipo di alimentatore l'impedenza dal lato trasmettitore può variare da 70 Ω fino a circa 5000 Ω, come si verifica in una zepp alimentata ad una estremità.

Un così alto rapporto di impedenze richiede un accordo in serie o in parallelo della linea al trasmettitore e comporta tensioni a r.f. molto elevate in vari punti lungo la linea di alimentazione.

Se tale linea ha un'impedenza caratteristica di 300 Ω le variazioni di impedenza all'estremità dell'alimentatore sono ridotte. Infatti in tal caso l'impedenza varia da 75 a 1200 Ω.

Con una variazione di quest'ordine è possibile normalmente usare un accordo in serie per tutte le bande, oppure anche accoppiare l'antenna direttamente all'uscita del circuito risonante, o al circuito attenuatore d'armoniche senza alcun'altra precauzione di sintonizzazione separate della linea.

Vi sono quattro tipi pratici di linea di trasmissione che possono dare un'impedenza di circa 300 Ω. Il primo è ovviamente il cavetto bipolare da 300 Ω. Un simile cavetto del tipo da ricezione *può* essere usato come linea di alimentazione risonante, ma il suo uso non è consi-

gliato con livelli di potenza superiori ai 100 W, nè quando si desiderano le più basse perdite nella linea.

Benchè il cavetto bipolare soddisfi pienamente per una linea non risonante, esso non è indicato per l'impiego come linea accordata.

Il secondo tipo è una linea a due fili spaziati in aria con conduttori di grande sezione e poco distanziati l'uno dall'altro. Il rapporto tra la spaziatura e il raggio dei conduttori, per una impedenza caratteristica di 300 Ω, è 12,22. Si ha così ad esempio:

— per un filo ∅ 2,6 mm, una spaziatura di 16 mm;
— per un filo ∅ 3,2 mm, una spaziatura di 20 mm;
— per un tubo ∅ 5 mm, una spaziatura di 30 mm;
— per un tubo ∅ 6 mm, una spaziatura di 37 mm.

Il terzo tipo di linea di trasmissione, che può essere usato per ottenere una impedenza di 300 Ω, è la normale linea a quattro fili connessi in diagonale con distanziatori. In questo caso per ottenere dall'equazione (V. Sezione 12-11):

$$Z_0 = 138 \log_{10} \frac{S}{r} - 21$$

un'impedenza di 300 Ω è necessario un rapporto tra la spaziatura dei conduttori ed il loro raggio pari a 211,2 questo elevato rapporto richiede l'uso di fili piuttosto sottili o molto spaziati. Fili del ∅ di 1 mm dovranno essere spaziati di 106 mm sui lati del quadrato ossia di 150 mm secondo la diagonale.

Probabilmente il metodo più soddisfacente per ottenere una linea di 300 Ω a basse perdite e di semplice costruzione, consiste nell'usare una linea di trasmissione a 4 fili con *connessione laterale*. Questo tipo di linea è costruito identicamente alla linea a 4 fili con connessione diagonale, ma le coppie adiacenti di fili devono essere unite insieme all'estremità (assicurandosi che una stessa coppia sia cortocircuitata ad entrambi gli estremi). Questo tipo di linea non è stato usato molto comunemente in passato, ma si presta particolamente alla costruzione di linee di trasmissione con impedenze comprese tra 260 Ω (sotto i quali la linea a 4 fili con connessione diagonale diventa di difficile costruzione) e 400 Ω (sopra i quali diventa di difficile costruzione la linea a due fili).

L'equazione per l'impedenza caratteristica di tale linea in cui i 4 fili sono posti ai vertici del quadrato, è: (V. Sezione 12-11)

$$Z_0 = 138 \log_{10} \frac{S}{r} + 21$$

Il confronto delle due equazioni mostra che se si cambia il collegamento d'estremità di una linea a quattro fili connessi in diagonale per trasformarla in una con collegamento dei fili adiacenti, si realizza un aumento di impedenza di 42 Ω. L'effettivo rapporto tra la spaziatura e il raggio per un'impedenza di 300 Ω, usando questo tipo di linea, è 105,5. Si deve notare che questo rapporto è esattamente metà di quello richiesto per lo stesso valore di impedenza quando si usi una linea connessa in diagonale.

Reciprocamente, a parità d'impedenza il rapporto spaziatura-raggio di una linea a quattro fili connessa diagonalmente sarà esattamente il doppio di quello per una linea connessa lateralmente.

Antenna a dipolo piegato per due bande

Come si è ricordato in precedenza vi è una crescente tendenza da parte degli operatori dilettanti di usare allineamenti rotanti o fissi per la banda dei 14 MHz e per quelle di frequenza più alta. Allo scopo di ottenere una copertura completa della banda per dilettanti è desiderabile avere un sistema addizionale che dovrà operare con uguale efficienza sulle bande di 3,5 e di 7 MHz, ma queste antenne per bassa frequenza non potranno operare su qualche banda di frequenza superiore ai 7 MHz. Il sistema di antenna mostrato in figura 12 è stato sviluppato per coprire questa necessità.

Questo sistema consiste essenzialmente in un dipolo piegato a linea bifilare per la banda di 7 MHz con uno speciale sistema di alimentazione che porta ad un minimo di onde stazionarie sulla linea in entrambe le bande di 7 e di 3,5 MHz.

L'impedenza del punto di alimentazione di un dipolo piegato sulla sua frequenza fondamentale è approssimativamente 300 Ω. Perciò un cavetto bipolare da 300 Ω, mostrato in figura 12, può essere connesso direttamente al centro del sistema per lavorare soltanto sulla banda dei 7 MHz e le onde stazionarie sulla linea di alimentazione saranno molto piccole. Però è possibile inserire una linea di trasmissione di mezza onda elettrica, avente una qualsiasi impedenza caratteristica in un sistema di alimentazione come questo e l'impedenza all'estremo lontano della linea sarà esattamente dello stesso valore dell'impedenza che la linea in mezza onda mostra alla sua estremità. Questo è stato fatto

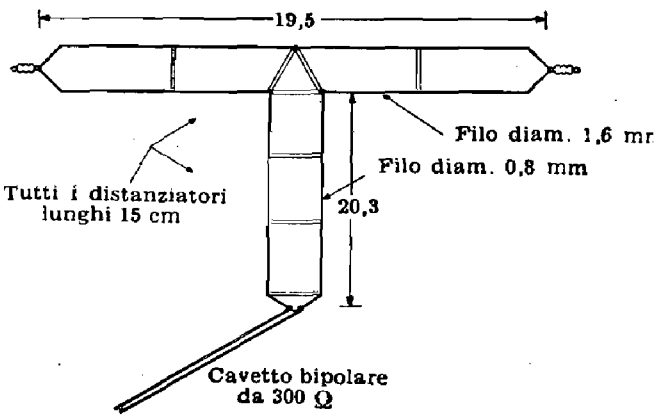


Figura 12.
ANTENNA A PADIGLIONE PIEGATO PER DUE BANDE

nel sistema di antenna illustrato in figura 12; un tronco di linea lungo mezz'onda elettrica è stato inserito tra il punto di alimentazione dell'antenna e la linea di trasmissione da 300 Ω verso il trasmettitore.

L'impedenza caratteristica di questa sezione addizionale di mezz'onda è di circa 715 Ω (filo del diametro di 0,8 mm spaziato di 15 mm), ma poichè è lunga una mezz'onda elettrica a 7 MHz ed opera su un carico di 300 Ω sull'antenna, il cavetto bipolare da 300 Ω all'estremità inferiore della sezione in mezz'onda, mostra ancora un'impedenza di 300 Ω. La sezione addizionale di mezz'onda della linea di trasmissione introduce una quantità trascurabile di perdite poichè la corrente che fluisce nella sezione della linea è la stessa che fluirebbe in una linea di 300 Ω a ciascun estremo della sezione a mezz'onda e in ogni altro punto essa è inferiore alla corrente che fluirebbe in una linea di 300 Ω poichè l'effettiva impedenza è *più grande* di 300 Ω nel centro della sezione di mezz'onda. Questo dimostra che le perdite sono minori di quelle che si avrebbero in un

cavetto bipolare da 300 Ω di uguale lunghezza poichè questo tipo di linea di trasmissione viene costruita con conduttori che hanno un diametro equivalente di 0,8 mm.

Così noi vediamo che la sezione aggiunta di 715 Ω non ha sostanzialmente alcun effetto sul funzionamento del sistema d'antenna sulla banda dei 7 MHz. Però quando il padiglione orizzontale dell'antenna funziona sulla banda dei 3,5 MHz l'impedenza del punto di alimentazione è approssimativamente 3500 ohm. Poichè la sezione di 715 Ω è lunga elettricamente un *quarto d'onda* sulla banda di 3,5 MHz, questa sezione di linea avrà l'effetto di trasformare approssimativamente i 3500 Ω del punto di alimentazione dell'antenna in una impedenza di circa 150 Ω che darà luogo ad un rapporto di onde stazionarie pari a 2:1 sulla linea di trasmissione a cavetto bipolare da 300 Ω che collega al trasmettitore.

Il sistema di antenna di fig. 12 funziona con onde stazionarie molto basse sull'intera gamma dei 7 MHz e potrà funzionare con limitate onde stazionarie da 3500 a 3800 kHz nella banda di 3,5 MHz.

Questo sistema di antenna, così come ogni altro tipo di antenna multi-gamma, deve essere usato unitamente a qualche tipo di circuito di attenuazione delle armoniche di antenna, anche se il sistema deve presentare un adatto valore d'impedenza in entrambe le bande.

13-7 Antenna verticale regolabile

Benchè l'antenna verticale ad altezza regolabile non sia un'antenna ideale per ogni uso, essa è ancora un tipo di antenna che può dare eccellenti risultati sotto l'aspetto dello spazio richiesto. Essa irradia una quantità limitata di potenza ad angoli molto bassi di radiazione, ciò che caratterizza la propagazione *dx* in certe parti della terra. Inoltre essa è facile da installare, specie se viene costruita come indicato nelle figure 13 e 14, ed è facilmente modificabile per il funzionamento su una diversa banda di frequenza.

L'antenna realizzata secondo la fig. 13 può essere abbassata in breve tempo liberando uno dei fili di sostegno, in modo che l'asta verticale possa essere allungata o accorciata, aggiungendo o togliendo una sezione e variando la disposizione degli isolatori nei fili di ancoraggio. Però, se si desidera fare una rapida variazione da una banda di frequenze più basse ad una di frequenze più alte, l'esperienza ha dimostrato che i fili di ancoraggio di una simile antenna possono essere lasciati alla loro piena lunghezza per la banda di frequenze più basse. Così quando si operi un rapido cambiamento da 20 m a 10 m il tirante dell'antenna può essere lasciato alla sua piena lunghezza di 5 m. Il rapporto di onde stazionarie sulla linea coassiale di alimentazione diventa talvolta elevato, ma il sistema di antenna funziona ancora soddisfacentemente.

Si possono citare alcuni altri vantaggi di tale antenna: essa dà infatti un raggio notevolmente aumentato per le comunicazioni con onda di terra su 10 e 11 m con stazioni mobili, in confronto con l'usuale antenna orizzontale polarizzata e girevole. L'antenna verticale è un utile complemento al fascio rotante per ottenere una rapida individuazione della direzione da cui giunge il segnale

più soddisfacente. Un'altra applicazione di questo tipo di antenna consiste in un sistema addizionale per il funzionamento con sistema differenziale insieme. ad una esistente antenna polarizzata orizzontalmente; l'evanescenza caratteristica di un segnale ricevuto su un'antenna verticale sarà assai diversa dall'evanescenza dello stesso segnale su un'antenna orizzontale e la diversità di ricezione porterà ad udire il segnale per una percentuale di tempo molto maggiore che non per antenne singole.

Costruzione del sistema d'antenna Si sceglie un regolo di legno lungo 5 m e con sezione di 2,5 x 10 cm, che sia esente da nodi od altre imperfezioni.

Si seziona al centro il regolo per tutta la sua lunghezza in modo da avere due aste ben accoppiate di 2,5 x 5 cm. Se vi è una piccola curvatura nei due pezzi essi vengono riuniti con le curve opposte in modo che il complesso risulti rettilineo. Se si desidera maggiore altezza si inserisce alla base, tra le due aste, un regolo di 5 x 5 cm. I tre pezzi devono sovrapporsi per circa 30 cm e verranno fissati con bulloni passanti. Così è stato fatto nel caso dell'antenna di figura 13.

Poichè il blocco di legno sotto l'isolatore è piccolo (avendo circa la stessa dimensione della base dell'isolatore) ed ha un foro nel centro, esso avrà la tendenza a spaccarsi, a meno che non si sia scelto un legno a venatura fine quale la quercia. Dei fori, di diametro convenientemente minorato, devono essere praticati prima di inserire le viti a legno che fissano la base dell'isolatore al blocco di legno. Due lunghe viti a legno vengono avvitate da ogni lato per

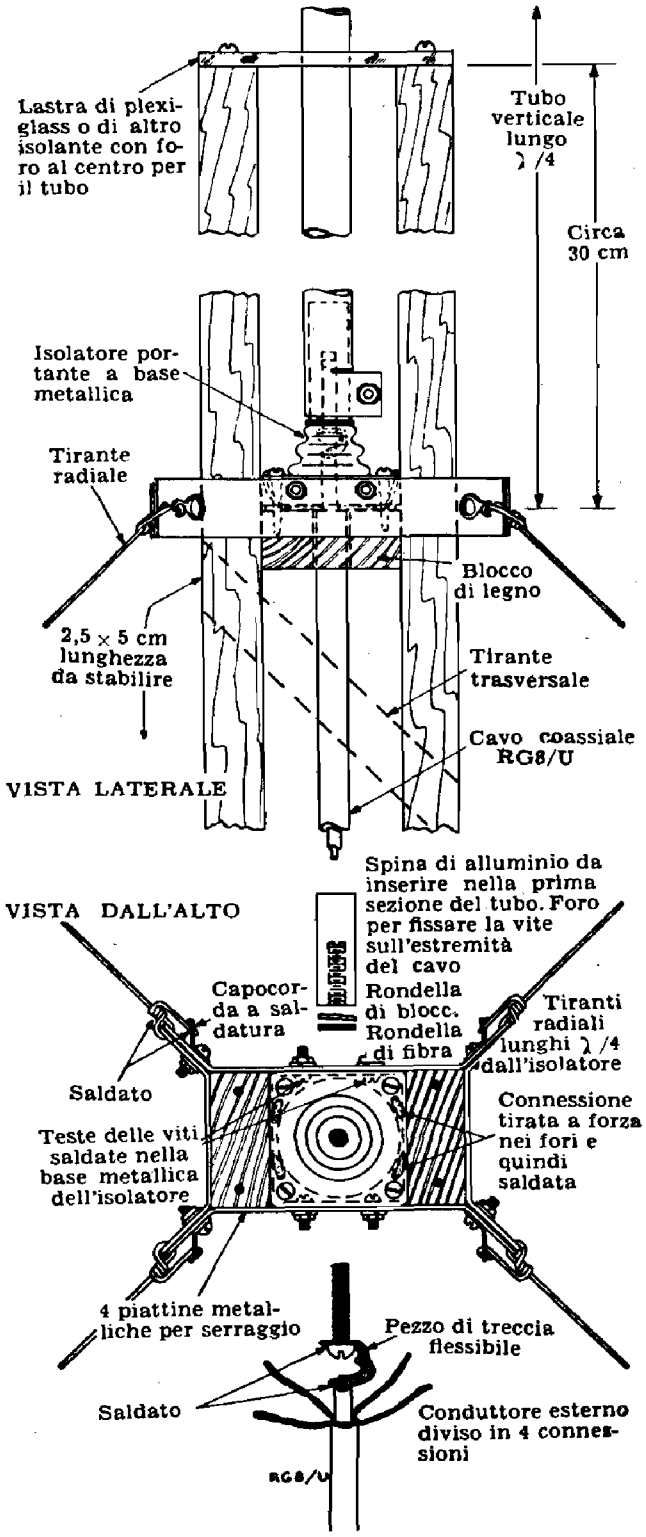


Figura 14.

PARTICOLARI COSTRUTTIVI DELL'ANTENNA VERTICALE A BASSO ANGOLO DI RADIAZIONE

fissare i due montanti al blocco. La fascia di piattina metallica mostrata in figura 14 serve a rendere tutto l'insieme molto più solido in questo punto.

Un tubo lungo un quarto d'onda sui 14 MHz, presenta una notevole resistenza al vento e perciò tubi sottili possono piegarsi alla sommità del palo. È quindi preferibile introdurre il tubo, per un certo tratto della sua estremità inferiore, tra le due aste.

Questo procedimento raddoppia la sezione alla base e serve ad irrobustire la struttura. Naturalmente un'antenna normale a stelo flessibile, rastremato o conico, può essere usata come radiatore auto-portante del sistema d'antenna in luogo di un tubo di alluminio.

Quando l'antenna deve essere usata su molte gamme, si inseriscono più isolatori ovoidali in appropriate posizioni su tiranti radiali di ammaraggio. Questi isolatori possono essere cortocircuitati per le frequenze pi basse, mentre sulla banda delle più alte frequenze si utilizza solo la prima sezione dei tiranti.

Analogamente la prima sezione del tubo di alluminio sopra l'isolatore di supporto deve avere una lunghezza commisurata alla più alta frequenza. Similmente la sezione aggiunta per le bande di frequenze più basse, deve essere di lunghezza tale che, quando essa viene inserita, la lunghezza totale risulti quella necessaria per la banda su cui si vuole operare.

13-8 Antenne artificiali

Al fine di controllare un radiotrasmettitore è necessario che l'intera potenza d'uscita possa essere erogata su un carico dissipativo. La legislazione sulla radio stabilisce che non è permesso verificare il funzionamento di un trasmettitore con l'antenna inserita, se non per brevi periodi. Di conseguenza per ogni *serie* di prove si devono prevedere alcuni tipi di antenne artificiali.

Il tipo più economico di antenna artificiale consiste in una o più lampadina accoppiate all'uscita del trasmettitore.

Se queste sono scelte di tale valore da risultare accese alla loro normale brillanza con normale potenza di alimentazione del trasmettitore, l'erogazione di potenza può essere valutata approssimativamente confrontando la brillanza delle lampade con quelle di lampade uguali connesse alla rete luce.

È difficile ottenere un'accurata misura della potenza d'uscita, misurando la corrente che fluisce nelle lampade ed applicando la legge di Ohm, poichè la resistenza del filamento della lampada non può essere determinata con esattezza. La resistenza del filamento di una lampadina varia considerevolmente con l'intensità della corrente che lo percorre e con la frequenza della corrente.

Quando si sperimenta su un trasmettitore di elevata potenza, si è dimostrato preferibile usare un certo numero di lampade di media potenza (100÷200 W) connesse in serie e parallelo, piuttosto che usare una singola lampada di grande potenza. In tal caso è infatti assai facile che si verifichi una scarica nel dielettrico dello stelo della lampada.

Un altro tipo di carico artificiale che può essere usato con trasmettitori aventi una potenza da 500 W fino ad alcuni kW, è un semplice recipiente d'acqua. Per controllare la legge con cui sale la

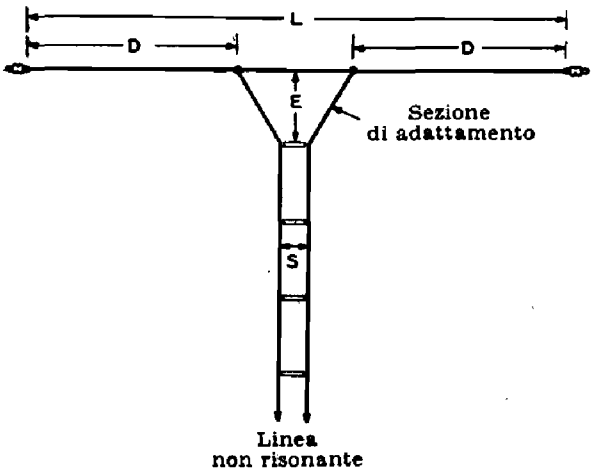


Figura 15.

ANTENNA A DIPOLO
CON ADATTAMENTO A « DELTA »

Le dimensioni delle varie parti dell'antenna sono date nel testo.

temperatura dell'acqua il recipiente deve contenere circa un litro d'acqua, per ogni chilowatt da dissipare. Il recipiente può essere costruito in legno con le giunture sigillate in catrame.

Fili di rame di ∅ 2,5 mm sono immersi nell'acqua ad una profondità di alcuni centimetri e vengono tenuti distanziati fra loro per quanto è concesso dalle dimensioni del recipiente. Un simile carico presenta una piccola reattanza capacitiva, oltre alla componente resistiva, e deve essere accordato mediante il circuito di antenna del trasmettitore. La componente resistiva può variare da 100 a 600 Ω, variando la spaziatura e la profondità di immersione degli elettrodi.

Per misure relativamente precise della potenza r.f. erogata dal trasmettitore, un'antenna artificiale a resistore può essere realizzata con un resistore Ohmite, la cui resistenza è abbastanza costante al variare della potenza e che è reperibile per diversi valori nominali, tra 50 e 600 Ω. Essi possono inoltre ritenersi puramente resistivi e indipendenti dalle frequenze fino a 15 MHz. Si noterà che la serie dei valori di resistenza delle antenne artificiali corrisponde alle impedenze caratteristiche delle più comuni linee di trasmissione.

Anche la Ditta Sprague costruisce piccoli resistori non induttivi nella serie « koolohm » che sono adatti per eseguire misure di potenza su trasmettitori di media potenza. Questi tipi di resistori sono disponibili con potenze da 5 a 120 W e per una ben assortita serie di valori di resistenza.

13-9 Adattamento all'antenna di linee non accordate

Attualmente, in relazione alle pratiche realizzazioni dei dilettanti, si possono distinguere tre tipi di linea di trasmissione per l'alimentazione delle antenne:

1) Linea a cavetto bipolare piatto o circolare, con impedenza di 300 Ω, largamente usate per potenze limitate (il tipo « trasmittente » può essere usato fino ad 1 kW);

2) linee a fili paralleli da 400 a 600 Ω che sono le più comunemente usate quando l'antenna è assai distante dal trasmettitore, data la bassa attenuazione di questo tipo di linea;

3) linee coassiali usualmente del tipo RG-8/U con impedenza caratteristica di 52 Ω), largamente usate nel funzionamento ad altissime frequenze, ed anche alle frequenze più basse quando la linea di alimentazione deve correre sotto terra o attraverso i muri dei fabbricati. La linea coassiale è anche utile per la riduzione delle interferenze alla TV in quanto il campo a r.f. è intera-

mente chiuso entro la linea. Talvolta si usano cavetti coassiali da 75 Ω per alimentare antenna a dipolo, ma il dipolo è stato in gran parte sostituito dalle antenne a dipolo piegato alimentate da linee a nastro o tubolari da 300 Ω quando è richiesta un'antenna per una sola banda.

Onde stazionarie Come fu esposto al Cap. XII, le onde stazionarie sulla linea di trasmissione all'antenna, nel caso di trasmettitori, sono il risultato di riflessione nel punto in cui la linea si collega al sistema d'antenna. L'entità delle onde stazionarie è determinata dal grado di disadattamento tra l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione e l'impedenza di entrata del sistema d'antenna. Quando l'impedenza del punto di alimentazione dell'antenna è resistivo e dello stesso valore dell'impedenza caratteristica della linea, non esistono onde stazionarie sulla linea stessa. È bene ripetere che nessuna regolazione fatta all'estremo verso il trasmettitore della linea di alimentazione, può influire sull'entità delle onde stazionarie sulla linea di trasmissione all'antenna.

Sistema di adattamento a « delta » Questo sistema di adattamento è illustrato in fig. 15. L'impedenza della linea di trasmissione viene trasformata gradualmente in un valore più elevato dalla parte della linea aperta ad Y, e tale parte è collegata all'antenna nei punti in cui la sua impedenza è un compromesso fra l'impedenza in corrispondenza degli estremi aperti dell'Y e quella della parte non allargata della linea.

Le costanti del sistema sono piuttosto critiche e l'antenna deve risuonare sulla frequenza di lavoro per ridurre al minimo le onde stazionarie sulla linea. Qualche piccola regolazione delle prese sull'antenna è opportuna se si manifestano onde stazionarie sulla linea.

Le costanti sono determinate con le seguenti formule:

$$L = \frac{140{,}2}{f_{MHz}} \quad m$$

$$D = \frac{53}{f_{MHz}} \quad m$$

$$E = \frac{45}{f_{MHz}} \quad m$$

dove L è la lunghezza dell'antenna, D la distanza dagli estremi dei punti in cui l'Y si collega all'antenna, ed infine E è l'altezza della sezione ad Y.

Siccome queste costanti sono esatte solo per una linea di trasmissione da 600 Ω, la spaziatura dei fili di linea deve essere circa 75 volte il diametro dei fili usati.

Per fili ∅ 1,6 mm la spaziatura dovrà essere di circa 125 mm. Per fili ∅ 2 mm, la spaziatura sarà di circa 150 mm. Questo sistema non deve mai essere usato su armoniche dispari o pari, giacchè si richiedono costanti completamente diverse quando sulla porzione radiante del sistema di antenna appare più di una mezza lunghezza d'onda.

Adattamento a delta negli allineamenti parassiti L'adattamento a delta è uno dei due sistemi più usati per alimentare un allineamento parassita, come quelli orientabili a tre o due elementi.

L'altro sistema comunemente usato è l'adattamento a T che sarà discusso nella seguente sezione.

L'esperienza ha mostrato che la regolazione per un accurato adattamento tra la linea di alimentazione e l'elemento comandato dell'allineamento deve essere fatto per successivi tentativi tendenti ad un minimo di onde stazionarie. Una regolazione che ha dato basse onde stazionarie su una linea da 480 Ω (fili di 2 mm spaziati di 50 mm) ha portato a porre le prese della linea a 60 cm da ciascun lato rispetto al centro dell'allineamento e con una distanza dal primo distanziatore (quota E nella fig. 15) di circa 1 m. Queste dimensioni valgono per un allineamento parassita a 3 elementi per 28 MHz con una distanza di 0,15 lunghezze d'onda fra l'elemento comandato e ciascuno degli altri due elementi.

Queste dimensioni possono essere usate come punto di partenza, ma l'esatta regolazione dovrà essere raggiunta per tentativi. Le dimensioni devono naturalmente essere raddoppiate per un allineamento per 14 MHz.

Dipoli multifilari Quando un'antenna a dipolo, o l'elemento comandato di un allineamento, consiste di più fili o tubi conduttori, la resistenza di radiazione dell'antenna è leggermente aumentata a causa dell'aumentato diametro apparente dell'elemento.

Inoltre se si apre uno dei fili di un simile radiatore, come è mostrato in figura 16 l'effettiva resistenza nel punto di alimentazione dell'antenna o dell'allineamento, viene aumentato secondo il fattore N^2, essendo N il numero di conduttori di eguale diametro collegati in parallelo tra loro per costituire l'allineamento.

Così, se si hanno due conduttori di ugual diametro nell'elemento comandato o nell'antenna, la resistenza del punto di alimentazione dovrà essere moltiplicata per $2^2 = 4$. Se l'antenna ha una

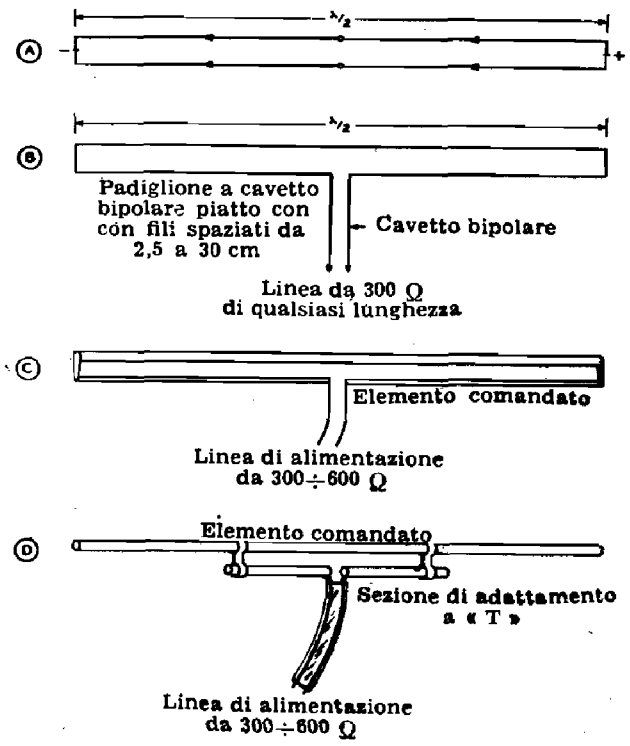


Figura 16.

SISTEMI DI ADATTAMENTO PER ELEMENTI PIEGATI

La figura (A) mostra un'antenna di mezz'onda fatta con due fili paralleli. Se uno dei fili è interrotto come in (B) e la linea di alimentazione è ivi connessa, l'impedenza del punto di alimentazione risulta quadruplicata; tale antenna è comunemente chiamata «dipolo piegato». L'impedenza nel punto di alimentazione per un semplice dipolo in mezz'onda alimentato in questo modo è circa 300 Ω, in dipendenza dell'altezza dell'antenna. La figura (C) mostra come l'impedenza del punto di alimentazione può essere moltiplicata per un fattore maggiore di 4 usando per l'elemento interrotto un filo più sottile di quello usato per l'elemento non interrotto. Un'estensione dei principi illustrati in (B) e (C) è costituita dalla disposizione riportata in (D), dove la sezione a cui è connessa la linea di alimentazione è notevolmente più corta dell'elemento comandato. Questo sistema è molto conveniente quando l'elemento comandato è troppo lungo (come antenne per 28 MHz o 14 MHz) per una conveniente sistemazione meccanica del sistema illustrato in (C).

resistenza di radiazione di 75 Ω la sua resistenza nel punto di alimentazione sarà di 300 Ω. Questo è il caso del convenzionale *dipolo piegato* illustrato in figura 16 B.

Se nel radiatore comandato si usano tre fili, la resistenza nel punto di alimentazione viene aumentata in ragione di un fattore 9; se si usano 4 fili l'impedenza è moltiplicata secondo un fattore 16, e così via. In certi casi di alimentazione di un allineamento parassita è desiderabile avere dei salti di impedenza diversi sia dal valore 4:1 ottenuto con due elementi di ugual diametro sia dal valore 9:1 ottenibile con tre fili uguali. Valori intermedi di impedenza possono ottenersi usando due elementi di diverso diametro per l'elemento comandato, come mostra la figura 16 C. Se il conduttore che è interrotto per l'inserzione della linea di alimentazione è di diametro *inferiore* all'altro conduttore del radiatore, l'impedenza sarà aumentata in ragione *superiore* a 4:1. Se invece viene interrotto quello dei due conduttori che ha *maggior* diametro, l'aumento di impedenza sarà *inferiore* a 4:1.

Come esempio d'impiego del sistema di fig. 16 C fu sperimentato il seguente allineamento:

— banda di frequenza = 50 MHz;

— spaziatura fra il riflettore e l'elemento comandato, fra l'elemento comandato ed il primo elemento direttivo e fra il primo e il secondo elemento direttivo = 0,2 lunghezze d'onda.

Con l'elemento comandato e tutti gli elementi parassiti costruiti con tubo di duralluminio del diametro di 25 mm e con un pezzo a piena lunghezza costituito da un tubo di rame di ∅ 6,3 mm per la parte inferiore dell'elemento comandato, come indicato in fig. 16 C, si ottenne un ottimo adattamento con basse onde stazionarie, usando una linea bifilare di 300 Ω connessa al centro del tratto di tubo di rame con ∅ = 6,3 mm. La distanza fra l'esterno di questo tubo e quello del tubo di 25 mm dell'elemento comandato era di 5 mm. Questo allineamento veniva innalzato o abbassato per l'impiego su altre bande senza variare la spaziatura fra le parti dell'elemento comandato.

Adattamento a « T » Un metodo per adattare una linea di trasmissione a bassa impedenza ad un elemento comandato di un allineamento parassita è il sistema a « T » illustrato nella fig. 16 D. Questo metodo è un'estensione del principio del dipolo multifilare che è meglio applicabile agli allineamenti parassiti per più basse frequenze, come quelli per le bande a 14 e 20 MHz. In questo sistema una sezione di tubo dello stesso diametro dell'elemento comandato è distanziato circa 25 mm da tale elemento per mezzo di morsetti che fissano meccanicamente la sezione a « T » e la collegano elettricamente all'elemento comandato. La lunghezza della sezione a « T » è normalmente compresa fra 60 e 100 cm per ognuna delle due parti a partire dal centro del dipolo comandato, nel caso in cui si debba alimentare un allineamento di 3 o 4 elementi con una linea di trasmissione di impedenza compresa fra 300 e 600 Ω nella banda di 28 MHz. Queste dimensioni, ai due lati rispetto al centro, vengono raddoppiate per la banda di 14 MHz.

È bene poter disporre di una regolazione di 20 cm su ogni lato della sezione a « T » per le antenne a 28 MHz.

Un particolare allineamento è stato costruito per la banda dei 28 MHz con le seguenti dimensioni per ottenere un minimo di onde stazionarie sul cavetto bifilare di alimentazione da 300 Ω: i tre elementi dell'allineamento erano spaziati di 0,2 λ; essi erano tutti costituiti da tubi di duralluminio del diametro di 38 mm; la distanza fra la sezione a « T » e l'elemento comandato era di 50 mm; lo spazio fra gli estremi dei due tronchi della sezione a « T » a cui era collegata la linea era di 12,5 mm; i due tronchi della sezione a « T » erano lunghi 1 m.

13-10 Adattamento con tronco di linea

Collegando una sezione risonante di linea ad un'antenna in un ventre di tensione o di corrente, ed applicando una linea a fili paralleli non risonante in un punto del tronco suddetto che presenti un conveniente valore di tensione (o impedenza), si possono praticamente eliminare le onde stazionarie nella linea di alimentazione. Il tronco di linea viene così ad agire come un autotrasformatore. Queste sezioni di linea sono particolarmente utili per adattare una linea a fili paralleli a particolari allineamenti direzionali, quali saranno descritti in seguito.

Alimentazione di tensione Quando la sezione di linea si collega all'antenna in un ventre di tensione, il tronco deve essere lungo, elettricamente, un quarto di lunghezza d'onda e cortocircuito all'estremità inferiore. La sezione può poi essere accordata facendo scorrere la barra di corto circuito in un senso o nell'altro, prima che la linea di alimentazione non risonante sia collegata a detta sezione. Durante il procedimento di accordo l'antenna viene eccitata ad impulso da un radiatore separato. Piccoli errori nella lunghezza del radiatore possono essere compensati mediante regolazione del tronco di linea, se entrambi i suoi lati sono connessi al radiatore in modo simmetrico. Se solo un lato del tronco è connesso al sistema radiante, come nell'antenna Zepp ed in alcuni allineamenti particolari, la lunghezza del radiatore deve essere esatta per prevenire eccessivi squilibri nella linea disaccordata.

Se soltanto uno dei fili del tronco di linea è usato per alimentare di tensione un radiatore, è impossibile assicurare un bilanciamento perfetto nella linea di trasmissione, per lo sbilanciamento intrinseco del tronco di adattamento, quando un suo lato sia lasciato libero. Tale sbilanciamento non deve assolutamente essere aggravato da una inesatta lunghezza del radiatore.

Alimentazione di corrente Quando la sezione di linea è usata per alimenmentare di corrente un radiatore, essa deve essere lasciata *aperta* all'estremo inferiore, anzichè cortocircuitata; può anche essere tenuta di mezza lunghezza d'onda. Il tronco aperto deve essere accordato, nello stesso modo di quello cortocircuitato, prima di collegare la linea di trasmissione; però in questo caso è necessario accorciare il tronco fino ad ottenere la risonanza, non essendovi la barra di cortocircuito.

Talvolta è pratico avere appeso il tronco di linea in un punto del radia-

tore che possa essere raggiunto da terra allo scopo di facilitare la regolazione della posizione di collegamento della linea di trasmissione. Per questa ragione un tronco in quarto d'onda viene spesso tenuto lungo tre quarti d'onda alle più alte frequenze, allo scopo di portare l'estremità più vicina a terra.

Il funzionamento con qualsiasi numero *dispari* di quarti d'onda è identico a quello con un tronco in quarto d'onda.

Qualsiasi numero di *mezze onde* può essere aggiunto sia ad un tronco in quarto d'onda, sia ad uno in mezz'onda, senza perturbarne il funzionamento, benchè le perdite e la sensibilità di frequenza vengano ridotte quando si impiega il tronco più corto possibile..

Lunghezza elettrica del tronco	Radiatore alimentato di corrente	Radiatore alimentato di tensione
1/4, 3/4, 5/4,.. Lunghezze d'onda	aperto	in cortocircuito
1/2, 1, 3/2, 2,.. Lunghezze d'onda	in cortocircuito	aperto

Procedimento di accordo di un tronco cortocircuitato Quando l'antenna richiede un tronco di linea chiuso (numero dispari di quarti d'onda se l'antenna è alimentata di tensione, oppure numero pari se il radiatore è alimentato di corrente) il procedimento di accordo è il seguente:

1) Si eccita ad impulso il radiatore (o una delle sezioni a mezz'onda, se si opera su armoniche) per mezzo di un dipolo di fortuna posto ad una distanza tale da poter dare un utile indicazione e connesso al trasmettitore mediante un conveniente tipo di linea di trasmissione.

2) Con l'alimentatore e la sbarra di cortocircuito scollegati dal tronco di linea, si fa scorrere un ampermetro a r.f., o una lampadina per quadrante, attorno al punto in cui, secondo i calcoli, dovrebbe essere la sbarra di corto circuito. In altre parole si usa l'ampermetro, o la lampadina, come sbarra di cortocircuito.

È preferibile iniziare con potenza ridotta del trasmettitore in modo da avere l'indicazione prevista; altrimenti l'ampermetro, o la lampada, potrebbero bruciare alla prima prova. I collegamenti dello strumento o della lampada non devono essere più lunghi di quanto necessario per eseguire il collegamento trasversale sul tronco di linea.

3) Dopo aver trovato il punto di massima corrente, si toglie l'indicatore e si collega un pezzo di filo attraverso la sezione di linea nel punto individuato.

4) Partendo da un punto a circa un quarto di un quarto d'onda (63 cm su 10 m) dalla barra di cortocircuito, si collega la linea al tronco di adattamento. Dopo ciò si sposta la linea di alimentazione su e giù lungo il tronco fino ad ottenere un minimo di onde stazionarie. L'antenna di fortuna deve naturalmente essere distaccata durante questo procedimento, mentre si collega al trasmettitore la normale linea di alimentazione. Piccoli spostamenti della sbarra di cortocircuito per allungare il tronco di linea risulteranno in genere necessari in ulteriori verifiche.

L'indicatore di onde stazionarie può essere, o un dispositivo a tensione, come un tubo al neon, o un dispositivo a corrente, come un milliampermetro a

r.f. connesso ad una bobina di sondaggio, o infine può usarsi un indicatore d'onde stazionarie a ponte. Non è richiesto un alto grado di precisione.

La seguente regola indicherà in che direzione la linea deve essere spostata per ottenere un minimo d'onde stazionarie: Se la corrente cresce sulla linea di trasmissione quando si allontana l'indicatore dal punto in cui essa si allaccia al tronco d'adattamento, la linea è collegata troppo lontano dalla sbarra di corto-circuito; se la corrente diminuisce la linea deve essere invece collegata a maggior distanza dalle sbarre.

Procedimento di accordo per sezione aperta Se l'antenna richiede un tronco aperto (numero pari di quarti d'onda se è alimentata di corrente), la procedura d'accordo è la seguente:

1) Si eccita ad impulso il radiatore come descritto in precedenza, con la linea di alimentazione distaccata dal tronco e con questo tagliato un po' più lungo del valore calcolato.

2) Si pone un misuratore di campo (l'indicatore di onde stazionarie può trasformarsi facilmente in questo strumento aggiungendovi un circuito accordato) abbastanza vicino ad un estremo del radiatore per avere un'indicazione e più lontano possibile dall'antenna provvisoria d'eccitazione. Si comincerà ad accorciare il tronco di linea ripiegandone su se stessi i fili all'estremità aperta, finchè si ottiene la massima indicazione nel misuratore di campo.

3) Si attacca ora la linea di alimentazione al tronco, come è stato descritto per la sezione corticircuitata, ma per la connessione di primo tentativo la

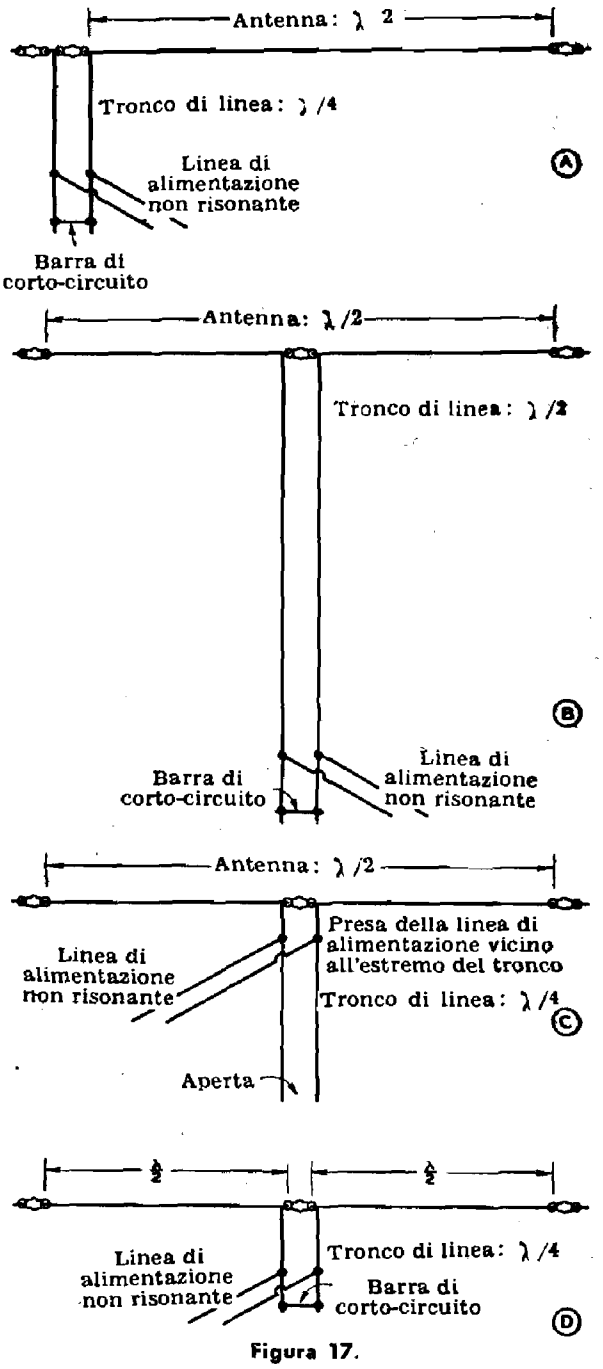


Figura 17.
APPLICAZIONE DEI TRONCHI DI ADATTAMENTO

Nella fig. (A) è illustrata un'antenna in quarto d'onda alimentata da un estremo. La fig. (B) mostra l'uso di un tronco di linea cortocircuitato per alimentare un punto di impedenza relativamente bassa, come al centro di un elemento pilotato di un allineamento parassita, o al centro di un dipolo in mezz'onda. La figura (C) mostra l'uso di un tronco di linea in quarto d'onda ad estremo aperto per alimentare un punto di bassa impedenza. In (D) è illustrato l'uso normale di un tronco in quarto d'onda cortocircuitato per alimentare di tensione due antenne di mezz'onda con una differenza di fase

linea deve essere collegata ad una distanza molto prossima a 3/4 d'un quarto d'onda dall'estremo del tronco, anzichè ad un quarto di un quarto d'onda come nel caso precedente. Collegata la linea, la si sposta lungo il tronco fino a ridurre al minimo le onde stazionarie. Se spostando la linea lungo il tronco per pochi centimetri in una direzione si ha un peggioramento nelle onde stazionarie, il punto di esatto collegamento si troverà nell'altra direzione.

4) Trovato il punto ottimo per il collegamento della linea sulla sezione di adattamento, la lunghezza di questa può essere ritoccata per una regolazione finale che riduca al minimo le onde stazionarie. Questa è consigliabile giacchè il collegamento della linea provoca in generale un piccolo disaccordo del tronco di adattamento.

Note importanti sulla regolazione della sezione di adattamento

Quando si usa un tronco di linea per adattare una linea d'alimentazione ad una impedenza dello stesso ordine dell'impedenza caratteristica del tronco e della linea (nell'ipotesi che per entrambi si usino fili uguali ed uguale spaziatura), si noterà che il collegamento della linea al tronco introduce una notevole reattanza. La lunghezza del tronco deve allora essere variata notevolmente per ristabilire la risonanza.

Sfortunatamente, le alterazioni delle lunghezze del tronco richiedono che la posizione di collegamento della linea venga modificata. Di conseguenza la regolazione rende necessari numerosi tentativi sia per la lunghezza del tronco, sia per il punto d'attacco allo scopo di ridurre tanto la reattanza, quanto le onde stazionarie.

Sezione di adattamento in quarto d'onda m	Radiatore a mezz'onda m	Frequenze in kHz
21,38	40,78	3.500
20,83	39,46	3.600
20,55	38,40	3.700
19,75	37,42	3.800
19,14	36,50	3.900
18,92	36,10	3.950
18,67	35,60	4.000
10,70	20,33	7.000
10,50	19,90	7.150
10,25	19,50	7.300
5,36	10,23	14.000
5,28	10,03	14.200
5,20	9,80	14.400
2,66	5,08	28.000
2,61	5,00	28.500
2,59	4,90	29.000
2,54	4,83	29.500

Perciò viene raccomandato che un trasformatore in quarto d'onda (Sezione 13-11) sia usato invece di un tronco di linea per l'adattamento di impedenze quando l'impedenza della linea principale di alimentazione è in un rapporto prossimo a 4:1 rispetto a quella della linea di alimentazione.

Se un tronco cortocircuitato viene usato per alimentare un'impedenza *maggiore* di 4 volte rispetto all'impedenza caratteristica del tronco e della linea, tale effetto sarà piccolo e non è assolutamente necessario che la lunghezza della sezione di adattamento venga corretta dopo il collegamento della linea di alimentazione. Similmente la lunghezza di un tronco aperto non richiede di essere corretta dopo il collegamento della linea,

se esso alimenta un'impedenza *inferiore* ad 1/4 dell'impedenza caratteristica del tronco e della linea.

Quando non si sia sicuri dell'ordine esatto dell'impedenza su cui lavora il tronco di linea, è sempre consigliabile ritoccare la lunghezza del tronco dopo il collegamento della linea di alimentazione.

Sezione di linea per l'adattamento su due frequenze È possibile usare sezioni di linea per l'adattamento di una linea non risonante ad una antenna o ad un allineamento su due frequenze. Tali frequenze possono non essere in relazione armonica se l'antenna stessa può dare una buona efficienza su entrambe le frequenze. Tuttavia dette frequenze debbono essere in un rapporto non superiore a 4:1 e non inferiore a 1,5:1.

Tale disposizione è illustrata in fig. 18. Il sistema viene accordato sulla frequenza più bassa per un minimo di onde stazionarie, regolando la lunghezza ed il punto di attacco del tronco « A », mentre il tronco « B » è ancora escluso.

Quando si è ottenuta la riduzione delle onde stazionarie ad un valore trascurabile si porta il trasmettitore a funzionare sulla frequenza più alta. Il tronco « B », che è lungo un quarto d'onda sulla frequenza *più bassa,* viene allora collegato sperimentalmente ed il punto d'attacco variato finchè le onde stazionarie sono ridotte ad un minimo sulla frequenza più alta. Poichè il tronco « B » è lungo esattamente un quarto d'onda sulla frequenza inferiore, il suo collegamento non ha praticamente alcun effetto sul funzionamento del sistema d'antenna alla frequenza più bassa.

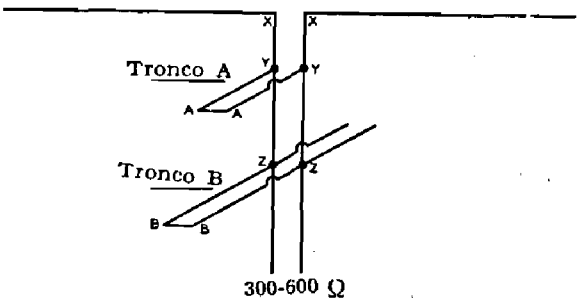


Figura 18.

SISTEMA DI ANTENNA A DUE FREQUENZE CON ADATTAMENTO A TRONCHI DI LINEA

Ogni antenna che abbia un sistema radiante capace di un funzionamento efficiente su due frequenze molto diverse, può essere adattata ad una linea di trasmissione a fili paralleli su entrambe le frequenze usando due « tronchi reattivi » come qui indicato. Il funzionamento e la regolazione sono spiegati nel testo.

Si deve tener presente che il tronco «A» è accordato variando le distanze XY ed AY; tale tronco non deve restare appeso come avviene per il tronco «B». La lunghezza totale del tronco B non viene cambiata; soltanto le distanze XZ e BZ vengono alterate quando si effettua la regolazione per il minimo di onde stazionarie sulla frequenza più alta.

È possibile che la posizione dei due tronchi risulti invertita rispetto a quella indicata in fig. 18. Questo dipende dalla particolare alimentazione dell'antenna e dall'impedenza caratteristica della linea di alimentazione.

Indicatori di onde stazionarie Dispositivi molto semplici possono essere usati per rivelare la presenza ed anche, approssimativamente, il rapporto, di onde stazionarie su una linea di alimentazione. Una sonda costituita da una spira del diametro di 10 ÷ 12 cm, può essere collegata ad un indicatore di corrente, quale un tubo Mazda, o un termo-galvanome-

tro a r.f., per indicare le variazioni di corrente lungo la linea. Il dispositivo deve essere attaccato all'estremo di un'asta di legno di almeno 30 cm al fine di ridurre l'influenza della capacità del corpo. La spira deve essere spostata lungo la linea facendo attenzione che essa si trovi sempre nella stessa situazione relativa rispetto alla linea ai fini dell'accoppiamento induttivo. Si deve tener presente che questo è un indicatore di *corrente*.

Un piccolo bulbo al neon può anche essere usato per indicare le onde stazionarie; in questo caso l'indicatore lavora per *tensione* e si deve tener presente che la tensione su una linea è normalmente più alta dove la corrente è più bassa. Questo tipo di indicatore si impiega toccando, con diversi punti del bulbo, *uno* dei fili della linea fino ad ottenere una luminosità media. Il bulbo viene poi fatto scorrere lungo il filo, *esattamente nella stessa posizione e col medesimo punto di contatto sul filo*. Se l'isolamento di smalto non è intatto in tutte le posizioni del filo e se il filo è scoperto in qualche punto, si noteranno crepitii estranei.

Il filo deve essere uniformemente isolato, oppure uniformemente nudo per tutta la sua lunghezza; altrimenti sarà necessario porre uno spessore di materiale isolante sopra la parte metallica esposte dal bulbo al neon, cosicchè questo funzioni per capacità verso il filo, anzichè per contatto diretto.

Se si desidera misurare il valore esatto del rapporto d'onde stazionarie, anzichè il valore relativo, e non si dispone di uno strumento a r.f., si può usare un milliampermetro per corrente continua di bassa portata a cui si pone in serie un adatto raddrizzatore.

Si usa comunemente un milliampermetro da 0,1 mA in serie con un cristallo raddrizzatore 1N34, per realizzare un indicatore di *corrente*.

Se una gran parte del lavoro dell'antenna o della linea di alimentazione è ancora in progetto o in fase di montaggio, si può costruire un indicatore d'onde stazionarie a lettura diretta sul modo descritto al Capitolo XXVI; simili strumenti si trovano anche in commercio.

13-11 Trasformatori lineari a R.F.

Una linea in quarto d'onda ha la non comune proprietà di agire come trasformatore. Prendiamo ad esempio una sezione di linea costituita da due fili di ∅ 2 mm spaziati di 15 mm, che ha una impedenza caratteristica di 600 Ω. L'estremo lontano sia chiuso su una resistenza pura, mentre all'estremo vicino è applicata una tensione la cui frequenza è tale per cui la sezione è lunga un quarto d'onda.

Se con un misuratore d'impedenza, si misura l'impedenza all'estremo vicino (entrata), mentre si varia l'impedenza a quello lontano (uscita), si scopre una interessante relazione fra l'impedenza caratteristica di 600 Ω di questa particola-linea di adattamento, e l'impedenza agli estremi.

Quando l'impedenza all'uscita della sezione è uguale all'impedenza caratteristica della linea stessa (600 Ω), l'impedenza misurata all'entrata risulta pure di 600 Ω.

Sotto queste condizioni la linea non avrà onde stazionarie poichè essa è chiusa sulla sua impedenza caratteristica. Ora se si raddoppia la resistenza all'uscita

(1200 Ω), l'impedenza misurata all'entrata risulterà ridotta a metà (300 Ω). Se la resistenza di uscita è portata a metà (300 Ω), l'impedenza d'entrata raddoppia e sale a 1200 Ω. Le due resistenze variano cioè in proporzione inversa.

Si può mostrare che l'impedenza caratteristica di una linea di adattamento in quarto d'onda è sempre la media geometrica tra le impedenze ai due estremi:

$$Z_0 = \sqrt{Z_A \cdot Z_L}$$

in cui:

Z_0 = impedenza caratteristica della sezione di adattamento;

Z_A = resistenza d'antenna;

Z_L = impedenza della linea d'alimentazione.

Trasformatori di adattamento in quarto d'onda

La caratteristica di una sezione di linea in quarto d'onda di trasformare in ragione inversa le impedenze, è largamente usata per fare di tale sezione un trasformatore in quarto d'onda.

Il sistema di alimentazione « Johnson Q » è un'applicazione molto nota del trasformatore in quarto d'onda per alimentare un'antenna a dipolo ed un allineamento di due dipoli. Però, il trasformatore in quarto d'onda può essere usato in un gran numero di applicazioni ogni qualvolta si richiede un trasformatore per adattare due impedenze, la cui media geometrica è compresa fra 25 e 750 Ω, quando si può usare una sezione di linea.

Linee coassiali possono essere usate per ottenere i valori più bassi di impedenza mentre le linee a fili paralleli composte di conduttori sottili poco spaziati possono essere usate per ottenere le impedenze più alte. Un breve elenco di impedenze che possono essere adattate con sezioni in quarto d'onda di linee aventi specifiche impedenze caratteristiche sono qui elencate:

Impedenza di carico o di antenna	300	480	600	Impedenza della linea di alimentazione
20	77	89	100	Impedenza del trasformatore in quarto d'onda
30	95	120	134	
50	110	139	155	
75	150	190	212	
100	173	220	245	

I valori di impedenza da 20 a 50 Ω sono ottenuti nel centro dell'elemento comandato di un allineamento parassita a *larga spaziatura* (0,2 lunghezze d'onda), oppure all'estremità di un tronco di una antenna a fascio orizzontale. Il valore di 75 Ω è quello che si ha mediamente al centro di un dipolo a mezz'onda e i 100 Ω rappresentano approssimativamente l'impedenza di un'antenna a mezz'onda od a piena onda.

Valori d'impedenza di 75 e 150 Ω possono naturalmente essere ottenuti con cavetti bipolari; i 100 e 200 Ω si hanno benchè meno facilmente, in linee a nastro di varii fabbricanti. Valori d'impedenza da 175 a 275 possono essere prontamente ottenuti sia con linee a quattro fili, sia con tubi di duralluminio, o di alluminio, di grande diametro e molto ravvicinati fra loro (« barre Q »).

Sistema di alimentazione « Johnson Q »

La struttura normale dell'alimentazione « Johnson Q » per un dipolo è indicata in fig. 19. Un adattamento di impedenza viene ottenuto utilizzando una sezione di linea la cui impedenza caratteristica

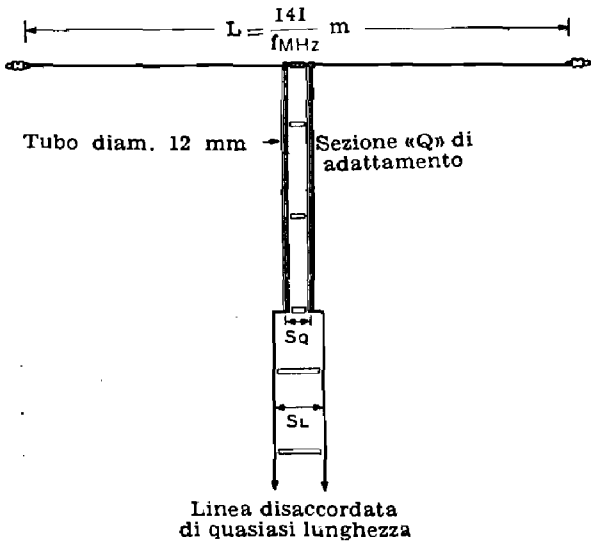


Figura 19.

RADIATORE IN MEZZ'ONDA ALIMENTATO CON BARRE Q

La sezione di adattamento « Q » è semplicemente un trasformatore in quarto d'onda la cui impedenza è uguale alla media geometrica tra l'impedenza al centro dell'antenna e l'impedenza della linea di trasmissione da usare per alimentare l'estremità inferiore del trasformatore. Il trasformatore può essere costituito di tubi paralleli, di una linea a quattro fili, o di qualsiasi altro tipo di linea di trasmissione che abbia l'opportuno valore d'impedenza.

è la media geometrica fra quella della linea di alimentazione e la resistenza di radiazione del dipolo. Un adattamento sufficientemente buono può essere normalmente ottenuto sia progettando o regolando la sezione di adattamento in modo che la sua impedenza caratteristica sia la media geometrica fra l'impedenza di linea e 72 Ω; questa è la resistenza di radiazione teorica di un dipolo in mezz'onda posto ad un'altezza infinita, o pari a mezz'onda, sopra una terra perfetta.

Benchè l'effettiva resistenza di radiazione possa talvolta allontanarsi dai 72 Ω, risultati soddisfacenti possono ottenersi con tale valore teorico finchè il dipolo è posto ad un'altezza superiore ad un quarto d'onda sulla terra reale ed in zona libera.

Il piccolo grado di onde stazionarie introdotto da un lieve disadattamento non aumenta sensibilmente le perdite sulla linea, ed ogni *piccola* quantità di reattanza presente può essere sintonizzata all'estremo del trasmettitore senza effetti dannosi. Se la reattanza è notevole essa può essere ridotta facendo in modo che la linea disaccordata sia un numero intero di quarti di lunghezza d'onda.

Un sistema con adattamento « Q » può essere regolato con precisione, se lo si vuole, costruendo una sezione di adattamento di dimensioni calcolate con la possibilità di variare leggermente la spaziatura dei conduttori della sezione «Q», dopo aver verificato la linea agli effetti delle onde stazionarie.

La sezione « Q » richiede generalmente un'impedenza caratteristica di circa 200 Ω quando è usata per adattare un dipolo a mezz'onda variando in pratica da 150 a 250 Ω in relazione alle diverse installazioni. Questa impedenza è difficile da ottenere con una linea a due fili,

Impedenza per tubi di ⌀ 12,6 mm Ω	Spaziatura da centro a centro cm	Impedenza per tubi di ⌀ 6,3 mm Ω
170	2,54	250
188	3,17	277
207	3,81	298
225	4,45	318
248	5,08	335

giacchè si richiederebbe una spaziatura molto ridotta. Per questa ragione si usa normalmente sia una linea a quattro fili, sia una linea costituita da due tubi di

alluminio ∅ 12,5 mm. La sezione a quattro fili ha il vantaggio della leggerezza e del basso costo e può essere usata quando la resistenza di radiazione è nota con precisione, rendendo così possibile il progetto della sezione di adattamento per un certo valore di impedenza caratteristica.

Adattamento di antenne a fascio rotante Molte indicazioni complementari, con particolari sul procedimento di accordo e di regolazione, sul problema dell'adattamento dell'impedenza di entrata di queste antenne a quella della linea di trasmissione, saranno date nel Capitolo XVI sui « Padoglioni d'antenna orientabili ».

13-12 Costruzione delle antenne

La parte precedente di questo capitolo ha trattato principalmente delle caratteristiche *elettriche* delle antenne. Alcuni aspetti fisici e problemi meccanici, che si presentano nella realizzazione di antenne e di allineamenti, saranno discussi nella sezione seguente.

Sopra i 20 m vi è poco da dire sull'impiego di supporti d'antenna a palo, a meno che non debbano essere eliminati, o ridotti al minimo, i fili di sostegno. Salvo una difficoltà di erezione un po' maggiore, a causa della loro natura elastica, i pali di legno del tipo già descritto saranno altrettanto soddisfacenti di quelli più rigidi, *purchè* si usino molti fili di sostegno.

Piuttosto costosi, quando acquistati per via normale, i pali telefonici da 12 ÷ 15 m possono talvolta trovarsi a prezzi ragionevoli. In tal caso essi rappresentano la miglior soluzione in quanto non richiedono fili di sostegno se interrati per almeno 1,8 m (profondità normale), e lo sforzo risultante in ogni direzione laterale non è superiore a circa 50 kg.

Per altezze da 20 a 30 m sono più pratici i tipi a traliccio su base triangolare o quadrata. Essi possono essere auto- portanti, ma alcuni tiranti possono permettere l'uso di una sezione più piccola a pari resistenza contro il vento. La coppia esercitata sulla base di un palo auto-portante molto alto assume valori elevatissimi in caso di vento molto forte.

Palo a traliccio Le figure 20A e 20B mostrano il metodo normale di costruzione di un tipo di traliccio. Questo tipo è molto usato richiedendo una modesta mano d'opera per la costruzione dell'insieme ed essendo il costo del materiale molto modesto. Tre aste di legno di cm 5×5 sono dapprima poste su 3 cavalletti e, quindi, praticati tre fori passanti, sono unite con tre bulloni di 6 mm nel centro dell'insieme (fig. 20A). Le aste vengono poi divaricate alla base di circa due metri applicando i traversi orizzontali e diagonali (figura 20B). Infine l'insieme viene protetto con due o più strati di vernice contro gli agenti atmosferici.

La fig. 20C mostra un altro tipo comune di palo fatto con aste di legno di cm 5×10 sovrapposte e che si affiancano di costa ad aste di cm 2,5×15, sfalsate rispetto alle prime ed a queste fissate con bulloni passanti. Si realizza così una sezione a T.

Entrambi questi tipi di palo richiedono un sistema di tiranti alla sommità ed un altro a circa un terzo dell'altezza totale dal primo. Due tiranti a

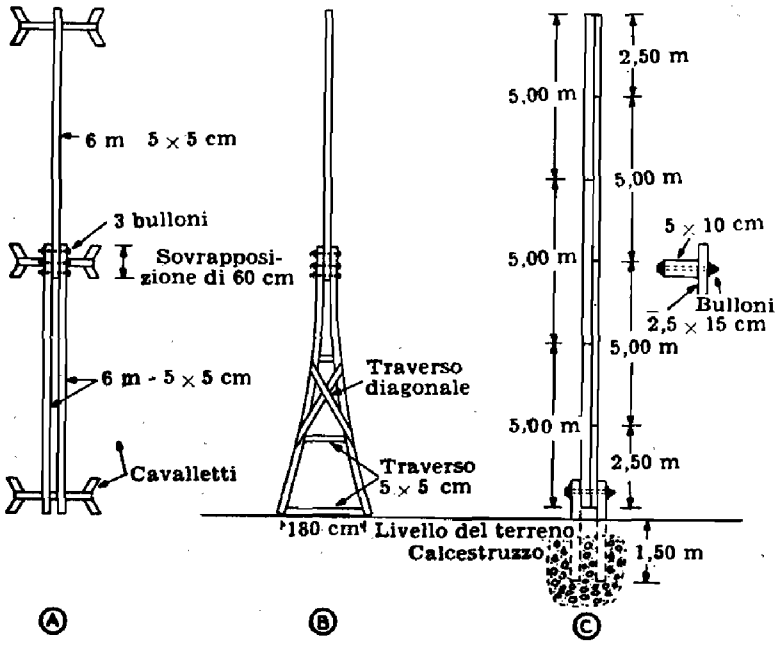


Figura 20.

DUE SEMPLICI PALI DI LEGNO

In (A) è indicato il metodo di riunione delle parti ed in (B) la struttura completa di un comune palo a traliccio. In (C) è mostrata una struttura che è più pesante, ma più stabile della precedente per altezze superiori ai 12 m.

90 ÷ 100° e traenti in senso opposto al carico dell'antenna saranno normalmente sufficienti per il sistema di sommità. Tre tiranti sono invece generalmente usati per il sistema inferiore, con uno in direzione opposta al carico e gli altri due a 120° dal primo.

L'innalzamento del palo d'antenna è molto facilitato se un puntale di circa 6 m viene installato a 10 ÷ 12 m nella direzione opposta a quella in cui deve essere montata l'antenna. Una fune viene collegata alla sommità del palo passando attraverso una carrucola posta in testa al puntale. Questo comincia ad agire quando il centro del palo d'antenna è sollevato di 3 ÷ 6 m da terra ed occorre esercitare uno sforzo di trazione da un punto più elevato.

Pali per antenne TV Pali in tubo d'acciaio di tipo telescopico sono facilmente reperibili ad un prezzo moderato per sostenere i radiatori per televisione. Questi pali consistono generalmente di più tronchi di tubi di 3 m con diametro decrescente in modo da poterli introdurre successivamente uno entro l'altro.

Pali di 9 ÷ 12 m sono adatti per le antenne e gli allineamenti del tipo usato nelle bande per dilettanti. Questi pali sono costruiti in modo che il primo tronco inferiore di 3 m può essere ammarrato permanentemente prima di innalzare le altre sezioni. Si innestano poi le sezioni superiori, fino a raggiungere la lunghezza totale, e finalmente si provvede all'ancoraggio di tutti i tiranti.

Tiranti di ammarraggio I fili di ancoraggio non devono mai essere totalmente tesi; è anzi opportuno che siano un po' lenti. Si usano fili zincati e preferibilmente di diametro maggiore di quello che potrebbe sembrare sufficiente per quell'impiego. Un filo più grosso è un po' più rigido, costa poco di più, ma offre mag-

giore resistenza alla ruggine. Si deve evitare che vi siano nodi quando il palo o la torre sono pronti per essere innalzati giacchè i fili sarebbero molto indeboliti nei punti in cui esistono nodi quando vengono tesi, anche se essi vengono poi raddrizzati. Se per la terminazione dei fili di ammarraggio si usano paletti interrati il filo o il tondino che da questi raggiunge la superficie deve essere di materiale inossidabile, come l'ottone, oppure deve essere protetto con un grosso strato di asfalto o di altra sostanza che prevenga l'azione distruttiva dell'umidità del suolo. I fili di acciaio zincato durano poco quando sono interrati in suolo umido.

Per i fili di ammarraggio si devono usare soltanto isolatori a tirante. I tipi normali possono sembrare abbastanza resistenti per tale impiego, ma non danno un sicuro affidamento, tanto più che gli isolatori ovoidali per funi di trazione non costano molto di più.

Per la fune di trazione si deve usare una puleggia di ottone o di bronzo, poichè una puleggia arrugginita al sommo di un palo alto e sottile può dare gravi difficoltà. Nel cuscinetto della puleggia si dovranno versare alcune gocce di olio lubrificante molto denso *prima* di erigere il palo o la torre.

La stessa fune deve essere di buon materiale resistente all'umidità. Una corda di canapa di buona qualità è consigliabile anche per il basso costo.

Immergendola completamente in olio lubrificante di media viscosità e quindi asciugandola con uno straccio, non solo si aumenta la durata, ma si riduce il ritiro in ambiente umido. Poichè è difficile sostituire un tirante quando si rompe, è bene sostituirli periodicamente senza attendere che appaiono eccessivamente logori o deteriorati .

È un'ottima soluzione quella di legare insieme gli estremi della fune di trazione nel modo usato per le aste di bandiera. Allora l'antenna risulta vincolata sul posto in cui i due estremi della fune sono riuniti. Questo metodo di annodare la fune evita che, scivolando la estremità della fune, l'antenna si spezzi alla sua sommità; inoltre evita che, scivolando completamente la fune il suo estremo possa lentamente trovarsi libero e tirato attraverso la puleggia alla sommità del palo dal carico dell'antenna. Ciò richiede una maggior lunghezza di fune, ma la sicurezza ha ben più valore del lieve maggior costo.

Alberi come sostegni Spesso un albero alto può essere usato per sostenere un estremo di un'antenna, ma non si deve attaccare alla sua cima, poichè le sue oscillazioni sotto l'azione del vento possono essere molto ampie.

Se si usa un albero come sostegno si deve provvedere a tener tesa l'antenna senza che essa sia sottoposta alla possibilità di distaccarsi in caso di forte vento. Ciò può ottenersi semplicemente usando una puleggia ed una fune con un peso attaccato all'estremo inferiore per tener tesa l'antenna. Si dovrà usare un peso appena sufficiente per evitare un eccessivo avvallamento dell'antenna, giacchè le continue oscillazioni dell'albero sottopongono la puleggia e la fune ad una notevole usura.

Tubi di ferro zincato, o tubi di acciaio per condutture, sono spesso usati come radiatori verticali con risultati soddisfacenti. Però quando sono usati co-

me sostegni, si deve tener presente che i pali di sostegno se posti a terra distorgono il diagramma di campo di una antenna polarizzata verticalmente, a meno che siano distanziati notevolmente dalla parte irradiante.

Verniciatura La vita di un palo di legno può essere aumentata di molte volte se lo si protegge con uno o due strati di vernice. E ciò oltre al miglior aspetto estetico. Il legno deve prima essere coperto da uno strato di bianco opaco che può essere diluito con olio di lino. Come secondo strato, che non deve essere applicato finchè il primo non è ben essicato, è consigliabile una vernice all'alluminio che, non solo ha alte qualità protettive, ma offre anche una buona estetica.

La parte dei pali, o dei puntali, che sono interrate vengono protette dalle termiti e dall'umidità con vernice al creosoto.

Per quanto inizialmente le varie qualità di legno si comportino ugualmente quando sono interrate, nel tempo si ha una resistenza al deterioramento molto superiore coi legni rossi che non con quelli bianchi, come il pino.

Fili di antenna Le antenne, o gli allineamenti d' antenna, non presentano in se stessi speciali problemi. Si devono tuttavia tener presenti alcune considerazioni. Per esempio non si deve usare rame ricotto poichè, anche se breve è la distanza fra i sostegni, il filo potrà allungarsi di una notevole percentuale dopo essere stato agitato dal vento per un certo tempo e conseguentemente modificarsi la frequenza di risonanza.

Il filo di rame smaltato, quale si trova comunemente in commercio, è di tipo ricotto, ma provocando un primo allungamento (ad esempio fissandone un capo ad un palo telefonico, l'altro al telaio di un'auto ed effettuando alcune brusche trazioni) si possono raggiungere caratteristiche equivalenti a fili crudi.

Quando è richiesta una lunga campata, o quando la presenza di pesanti isolatori al centro della campata determinano una notevole tensione è spesso preferibile usare filo di acciaio rivestito di rame che filo di rame crudo. Esso ha un prezzo un po' più alto, ma non proibitivo. L'uso di tale filo, in unione ad isolatori a tirante è consigliabile dove l'eventuale rottura dell'antenna può danneggiare persone o cose.

Per linee di trasmissione e tronchi di adattamento i fili con anima d'acciaio, o di rame crudo sono difficili da maneggiare e perciò si preferisce il filo di rame ricotto. Se la linea è lunga la deformazione può essere evitata sostenendola in più punti.

L'uso di tubi per antenne (ad eccezione di quelle per altissime frequenze) è non solo costoso, ma anche ingiustificato. Benchè fosse abituale un tempo, non vi è oggi giustificazione per usare fili di rame, o ricoperti di rame, di diametro maggiore a 2,5 mm, per potenze inferiori ad 1 kW. Infatti un filo ∅ 2 mm va ugualmente bene e supera le norme più severe se del tipo in rame con anima d'acciaio. Per potenze inferiori ai 100 W le norme consentono l'uso di un filo di rame di ∅ 1,6 mm. Questo filo è praticamente efficiente quanto quelli di maggiore sezione, ma non resiste ad uno sforzo di trazione come i fili del diametro di 2 o 2,5 mm; solo per questo le

norme prescrivono questi ultimi diametri per potenze superiori ai 100 W se si usano fili di rame.

Più importante dal punto di vista elettrico è la saldatura dei giunti, specialmente nei ventri di corrente di un'antenna a bassa resistenza di radiazione.

È infatti buona pratica saldare *tutte* le giunzioni assicurando così il funzionamento anche quando l'antenna è usata in ricezione.

Isolamento Un problema da tener presente è quello dell' isolamento. Esso dipende ovviamente dalla tensione a r.f. nel punto in cui è posto l'isolatore. La tensione a r.f. dipende a sua volta dalla distanza da un nodo di corrente e dalla resistenza di radiazione dell'antenna. I radiatori che hanno bassa resistenza di radiazione, presentano tensioni molto alte nei ventri di tensione; conseguentemente in tali punti è necessario un isolamento migliore del solito.

Le linee a fili paralleli in aria funzionanti come linee non risonanti presentano basse tensioni fra i due fili; pertanto sono elettricamente soddisfacenti i più economici isolatori ceramici. Nelle linee accordate la tensione dipende dall'ampiezza delle onde stazionarie. Se esse hanno grande ampiezza la tensione raggiungerà elevati valori nei ventri di tensione ed anche i migliori distanziatori reperibili non sono troppo soddisfacenti. Nei ventri di corrente, invece, la tensione è bassissima e qualsiasi isolatore è sufficiente.

Quando gli isolatori sono soggetti a tensioni di altissima frequenza, essi debbono essere frequentemente puliti se in vicinanza del mare o di fumo. Sale, pulviscolo fuliggine non sono facilmente asportati dalla pioggia e quando lo strato diventa piuttosto spesso, l'efficienza dell'isolatore è notevolmente ridotta.

Se si vuol fare un'istallazione a vera regola d'arte, è bene seguire le norme locali oltre a quanto qui consigliato. Ciò vale specialmente in vicinanza di aeroporti: prima di procedere all'installazione di pali piuttosto alti è bene consultare i regolamenti e le ordinanze relative alla costruzione di torri nella zona.

CAPITOLO QUATTORDICESIMO

Allineamenti direttivi di antenne per frequenze alte

Diventa sempre più importante, in molti tipi di radiocomunicazioni, poter concentrare i segnali irradiati dal trasmettitore in una data direzione e poter discriminare in ricezione i segnali che non si desidera ricevere. Tali esigenze richiedono l'uso di allineamenti direttivi di antenne.

Poche antenne semplici, ad eccezione dell'antenna a singolo elemento verticale, irradiano ugualmente energia in tutte le direzioni azimutali (orizzontali). Tutte le antenne orizzontali, ad eccezione di quelle specificatamente designate per dare un diagramma di radiazione azimutale onnidirezionale, come l'antenna ad argano, hanno qualche proprietà direttiva. Queste proprietà dipendono dalla lunghezza dell'antenna in rapporto alla lunghezza d'onda, dall'altezza sul suolo e dalla forma del radiatore.

Le varie forme di antenne orizzontali a mezz'onda producono la massima radiazione perpendicolarmente al filo, ma l'effetto direzionale non è grande. Gli oggetti circostanti riducono anche la direttività di un radiatore a dipolo, cosicchè appare poco utile ruotare un semplice dipolo a mezz'onda nel tentativo di migliorare la trasmissione e la ricezione in tutte le direzioni.

Il dipolo a mezz'onda, il dipolo piegato, l'antenna « Zepp », l'antenna ad alimentazione unifilare, e la Johnson Q, hanno praticamente lo stesso diagramma di radiazioni quando ben costruite e regolate. Si tratta infatti di dipoli il cui diverso sistema di alimentazione, se non irradia per se stesso, non ha effetto nel diagramma di radiazione.

Antenne direttive Quando più elementi irradianti hanno disposizione e fase di alimentazione tali da rinforzare il campo in una direzione desiderata e da annullarlo nelle altre direzioni, si viene a costituire un allineamento direttivo.

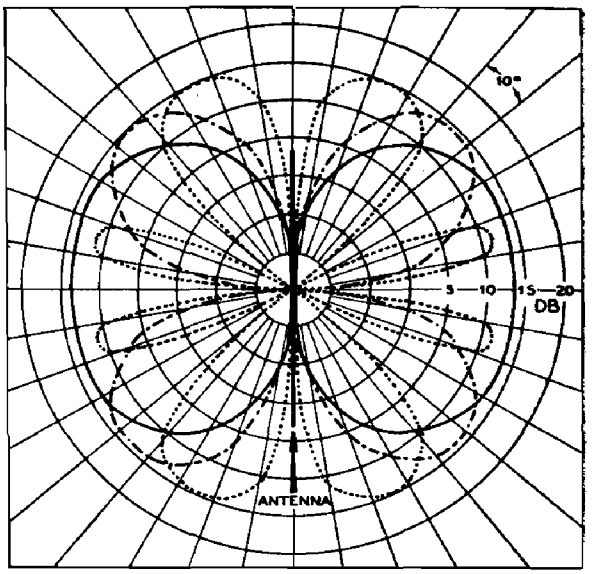
La funzione di un'antenna direttiva, quando usata in trasmissione è di dare una maggior intensità di segnale in una direzione a spese della radiazione nelle

altre direzioni. Per la *ricezione* può anche risultare utile un'antenna che dia un piccolo guadagno nella direzione in cui si vuol ricevere, se essa permette di eliminare i segnali interferenti ed i disturbi elettrostatici che arrivano da altre direzioni. Una buona antenna direttiva trasmittente può tuttavia essere anche usata vantaggiosamente per la ricezione.

Se la radiazione può essere limitata in uno stretto fascio, l'intensità del segnale può essere aumentata di molte volte nella direzione di trasmissione desiderata, a pari potenza erogata dal trasmettitore. Alle più alte frequenze è più economico usare un'antenna direttiva che aumentare la potenza del trasmettitore, non appena si devono usare potenze di alcuni watt.

Sono state progettate e usate antenne direttive per alta frequenza con guadagni di oltre 23 db rispetto ad un semplice dipolo. Guadagni dell'ordine di 35 db sono comuni nelle comunicazioni con micro-onde a raggio diretto e nei sistemi radar. Un guadagno di 23 db rappresenta un guadagno di di potenza di 200 volte ed uno di 35 db equivale ad un guadagno di potenza di 3500 volte. Però, un'antenna con un guadagno di soli 15-20 db ha un diagramma di radiazioni così ristretto che può essere usato con pieno vantaggio soltanto per comunicazioni fra due sole stazioni prestabilite.

L'aumento della potenza irradiata nella direzione desiderata è ottenuto a spese della radiazione nelle altre direzioni. Un guadagno da 3 a 12 db appare il più conveniente per le comunicazioni fra dilettanti poichè la larghez-



——— Antenna a mezz'onda —.— Ant. a piena onda .... Ant. a doppia onda

Figura 2.

DIAGRAMMA DI RADIAZIONE DI ANTENNE A FILO LUNGO SUPPOSTE IN SPAZIO LIBERO

La presenza della terra distorce il diagramma di campo in modo che il diagramma azimutale diventa una funzione dell'angolo di elevazione.

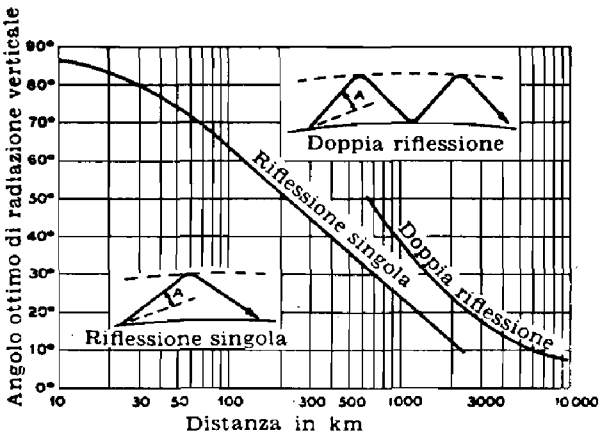


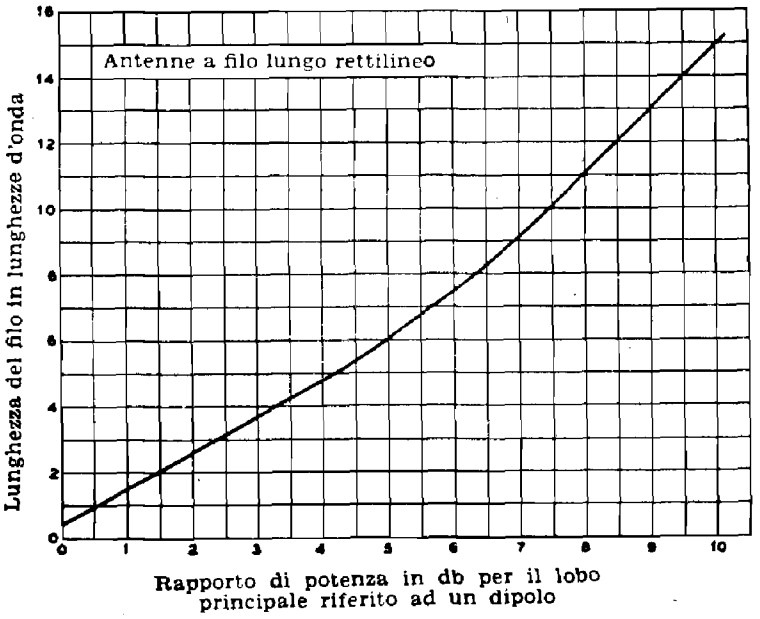
Figura 1.

ANGOLO OTTIMO DI RADIAZIONE IN FUNZIONE DELLA DISTANZA

Il diagramma dà l'angolo ottimo di radiazione per comunicazioni che si valgono di una o di due riflessioni fra strato ionosferico e terra. Si è assunta come frequenza di funzionamento, quella più adatta in relazione alla distanza di trasmissione.

Figura 3.

GUADAGNO DIRETTIVO DI ANTENNE A FILO LUNGO



za del fascio con quest'ordine di guadagno è sufficiente per coprire un'area abbastanza larga .Il guadagno da 3 a 12 db equivale ad un effettivo aumento di potenza del trasmettitore da 2 a 16 volte.

Diagramma orizzontale - Angolo verticale Vi è un angolo verticale ottimo per le radiazioni con onda spaziale ed esso dipende dalla distanza, dalla frequenza, dal giorno, ecc. L'energia irradiata ad angoli molto più bassi dell'ottimo è in gran parte perduta, mentre la radiazione ed angoli molto più alti dell'ottimo è spesso meno efficiente.

Per questa ragione, il diagramma di direttività orizzontale, quale può rivelarsi vicino a terra, non ha importanza quando si lavora con frequenze e su distanze legate alla propagazione dell'onda spaziale. La direttività orizzontale deve perciò essere misurata in corrispondenza dei più utili angoli verticali di radiazione. Il diagramma di radiazione orizzontale misurato sulla terra è considerevolmente diverso da quello ottenuto ad un angolo verticale di 30°. In generale l'energia che è irradiata ad angoli maggiori di circa 30° sulla terra è efficace, a qualsiasi frequenza, solo per comunicazioni locali.

Per collegamenti attorno ai 14 MHz, l'angolo di radiazione più efficace è usualmente di 15° sull'orizzonte per *ogni* tipo di antenna. Gli angoli più efficaci per collegamenti sui 10 m sono quelli prossimi ai 10°. Il grafico di figura 1 dà l'angolo di radiazione verticale ottimo per propagazione e con onda spaziale in funzione della distanza tra la antenna trasmittente e quella ricevente sul cerchio massimo.

Tipi di allineamenti direttivi Vi è un'enorme varietà di antenne direttive che possono dare un sostanziale guadagno di potenza nella direzione desiderata di

TAVOLA DI PROGETTO DI ANTENNE « LUNGHE »
Lunghezze approssimate in metri — Antenne alimentate all'estremità.

Frequenza MHz	λ	1,5λ	2λ	2,5λ	3λ	3,5λ	4λ	4,5λ
30	9,75	14,7	20	24,8	29,7	31,6	39,5	44,4
29	10,1	15,2	20,5	25,6	30,7	35,9	41,1	46,2
28	10,4	15,9	21	26,4	31,7	37,1	43,7	47,8
14,4	20,3	30,5	40,9	50,4	62	72	83	93
14,2	20,6	31	41,7	52	62,8	73	84	94,5
14	20,9	31,5	42,4	53	63,6	74	85	96
7,3	41,5	62,9	84,2	105	126,8	148	169	190
7,15	41,6	63	84,5	105,5	127	148,2	169,5	190,6
7	41,7	63,1	84,7	106	127,2	148,4	169,9	191,2
4,0	73	110	148,6	188,5	223,6	260	298	335
3,9	75	113,2	153	191,5	230	267	304,8	344
3,8	76,9	116	156,8	196	236	274,5	314	353
3,7	78,9	119,2	161	202	241	282	323	363
3,6	81	122,8	166	207,5	248	290	332	372
3,5	83,5	126	170	213,5	255	298	341	—
2	146,3	221	296	375	450	—	—	—
1,9	153,5	232	311	390	—	—	—	—
1,8	162	245,5	329	—	—	—	—	—

trasmissione e di ricezione. Però, alcuni sono più efficaci di altri che pure richiedono lo stesso spazio. In generale si può stabilire che i vari tipi di antenne con filo lungo, come quella con un filo solo, il fascio a V e l'antenna rombica, sono meno efficienti, per un dato spazio disponibile, rispetto agli allineamenti composti di elementi risonanti; ma le antenne a filo lungo hanno il vantaggio di poter essere usate su un campo di frequenze relativamente ampio, mentre gli allineamenti risonanti si possono usare su una banda di frequenze molto ristretta.

14-1 Radiatori a filo lungo

I fili lunghi funzionanti su armoniche irradiano meglio in alcune direzioni, ma non possono definirsi come effettivamente direttivi, se non hanno una lunghezza di parecchie mezze onde.

La corrente nei consecutivi elementi di mezza onda fluisce in direzione opposta ad un dato istante e perciò la radiazione di vari elementi si somma in talune direzioni e si neutralizza in altre.

Un dipolo in mezz'onda nello spazio libero ha un « anello » di radiazione attorno ad esso. Un dipolo a piena onde ne ha due; un dipolo di 3 mezze onde ne ha 3 e così via. Quando il radiatore è più lungo di quattro mezze onde ,i lobi *estremi* (coni di radiazione) cominciano a mostrare un notevole guadagno di potenza rispetto al dipolo in mezz'onda, mentre i labi laterali assumono ampiezza sempre più piccola, benchè siano più numerosi.

Il diagramma di radiazioni orizzontale di tali antenne dipende dall'angolo di radiazione verticale che si considera. Se il filo è più lungo di quattro lunghezze d'onda il massimo di radia-

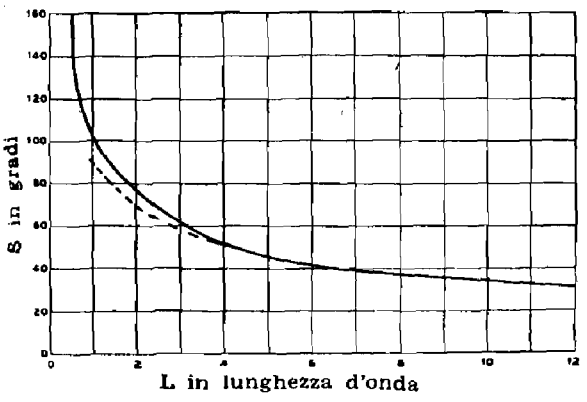


Figura 4.

ANGOLO AL VERTICE DI UNA ANTENNA A « V »

Valore dell'angolo al veritce di una antenna a « V » in funzione della lunghezza dei bracci. Nel caso di bracci di lunghezza inferiore a 3λ, l'angolo al vertice ottimo è dato dalla curva tratteggiata, quando si sia realizzato il migliore allineamento dei lobi di radiazione ed il più adatto angolo verticale.

zione agli angoli verticali da 15 a 20° (utili per la propagazione d x) è nella direzione del filo, essendo leggermente maggiore a pochi gradi su entrambi i lati del filo, che nell'esatta direzione del filo. La direttività dei lobi principali di radiazione non è particolarmente acuta, ed i lobi minori si trovano fra i principali in modo da permettere la trasmissione in quasi tutte le direzioni, benchè la potenza irradiata lateralmente al radiatore non sia grande se esso è più lungo di alcune lunghezze d'onda. Il guadagno direttivo di antenne con filo lungo in funzione della lunghezza del filo espresso in lunghezze d'onda è dato in figura 3.

Per mantenere la condizione di « fuori fase » negli elementi di mezz'onda per tutta la lunghezza del radiatore, è necessario che l'antenna funzionante su armonica sia alimentata ad un estremo o in un ventre di corrente. Se è alimentata in un ventre di tensione la sezione adiacente risulterà alimentata in *fase* e si avrà un diverso diagramma di radiazione.

La direttività di un filo non può aumentare molto se si aumenta la lunghezza oltre le 15 lunghezze d'onda. Ciò è dovuto al fatto che tutte le antenne a filo lungo sono affette dalla resistenza a r.f. del filo, ed al fatto che l'ampiezza della corrente comincia a diventare diversa nei successivi ventri di corrente a causa dell'attenuazione lungo il filo, dovuta all'irradiazione ed alle perdite. Via via che aumenta la lunghezza, l'accordo dell'antenna diventa sempre meno acuto. Infatti un filo lungo circa quindici lunghezze d'onda è praticamente aperiodico e lavora ugualmente bene su un vasto campo di frequenze.

Uno dei metodi più pratici per alimentare un'antenna a filo lungo consiste nel portarne un estremo fin dentro il laboratorio radio per la connessione diretta al circuito accordato di antenna che è accoppiato con una spira, attraverso il filtro attenuatore d'armoniche, al trasmettitore. L'antenna può essere accordata effettivamente alla risonanza per il funzionamento su qualsiasi armonica per mezzo del circuito accordato che è connesso ad un estremo dell'antenna. Una presa di terra è talvolta connessa al centro della bobina d'accordo.

Se lo si desidera, l'antenna può essere aperta e alimentata di corrente in un punto di massima corrente per mezzo di un cavetto a bassa impedenza, o con una sezione di linea aperta in quarto d'onda che serve per l'adattamento.

TAVOLA PER IL PROGETTO DELLE ANTENNE A « V »
Lunghezza dei fili in metri

Frequenza MHz	$L=\lambda$ $\delta=90°$	$L=2\lambda$ $\delta=70°$	$L=4\lambda$ $\delta=52°$	$L=8\lambda$ $\delta=39°$
28	10,57	21,23	42,7	83,3
28,5	10,39	20,88	41,9	83,9
29	10,21	20,50	41,2	82,7
29,5	10,06	20,17	40,5	81,2
14,05	21,03	42,37	85,0	170,06
14,15	20,87	42,06	84,4	169,15
14,25	20,78	20,78	83,8	168,24
14,35	20,60	20,60	83,2	167,03
7,02	42,11	84,73	170	341
7,10	41,65	83,82	168	337
7,20	40,09	82,60	166	333
7,28	40,64	81,69	164	329

14-2 L'antenna a V

Se due antenne a filo lungo sono connesse a V, è possibile fare in modo che due dei massimi lobi di un braccio del V siano nella stessa direzione di due dei massimi lobi relativi all'altro braccio. L'antenna risultante è bidirezionale (due direzioni opposte) per i lobi principali di radiazione. Ciascun lato del V può essere di un numero pari o dispari di quarti di lunghezza d'onda, dipendentemente dal metodo di alimentazione del vertice del V. Il sistema completo deve essere un multiplo di una mezz'onda. Se ogni braccio è lungo un numero pari di quarti d'onda, l'antenna deve essere alimentata di tensione al vertice; se la sua lunghezza è un numero dispari di quarti d'onda, si userà l'alimentazione di corrente.

Scegliendo un adatto angolo al vertice, (fig. 4, 5) i lobi di radiazione delle due antenne a filo lungo che costituiscono i lati si integrano l'un l'altro per formare un fascio bidirezionale. Ciascun filo per se stesso avrebbe un diagramma di radiazione simile a quello di un filo lungo. La reazione dell'uno sull'altro elimina due dei quarti lobi principali ed aumenta gli altri due in modo tale da formare due lobi assai più grandi.

L'esatta lunghezza dei fili e l'angolo δ sono riportati nella « Tabella per il progetto delle antenne a V », per diverse frequenze nelle bande per dilettanti di 10, 20, 40 m. Gli angoli al vertice per ciascuna lunghezza dei lati sono dati in fig. 4. Il guadagno di un fascio a V in funzione della lunghezza, quando si sia adottato l'angolo ottimo al vertice, è dato in fig. 6.

I bracci di un'antenna a V molto lunga sono generalmente disposti in modo che l'angolo incluso sia doppio dell'angolo del lobo maggiore relativo ad un sol filo, se fosse usato separatamente. Questa disposizione concentra le radiazioni di ciascun filo lungo la bisettrice dell'angolo e permette a parte degli altri lobi di naturalizzarsi.

Con bracci più corti di tre lunghezze d'onda, la miglior direttività ed il maggior guadagno si ottengono con un angolo un po' più piccolo di quello determinato dai lobi. La direttività ot-

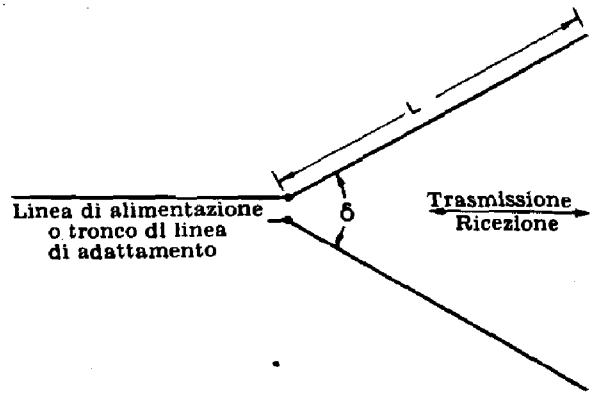


Figura 5.

ANTENNA TIPICA A FASCIO DEL TIPO A « V »

tima per un « V » di una sola lunghezza d'onda si ottiene quando l'angolo è di 90°, anzicchè di 108° come si determinerebbe riferendosi al solo diagramma a piano di terra.

Se nel « V » si usano fili molto lunghi, l'angolo tra i due fili resta pressocchè immutato, quando si varia la lunghezza dei fili espressa in lunghezze d'onda. Però un errore di qualche grado causa una maggior perdita di direttività e di guadagno nel caso di un « V » lungo, che in quello di uno corto.

L'angolo verticale a cui l'onda è meglio tresmessa o ricevuta da un « V » orizzontale dipende largamente dell'angolo. incluso. I lati dell'antenna a V devono essere ad un'altezza dal suolo di almeno mezza lunghezza d'onda; la pratica indica un'altezza di circa un'intera l'unghezza d'onda dal suolo.

14-3 L'antenna rombica

L'antenna rombica è forse l'antenna direttiva più efficiente che sia di pratico impiego per il dilettante. Questa antenna è del tipo « non risonante » e perciò può essere usata sulle tre bande per dilettanti di 10,20 e 40 m. Quando l'antenna è non risonante, e cioè adeguatamente « terminata », il sistema è unidirezionale e le dimensioni del filc non sono critiche.

Chiusura dell'antenna rombica Quando l'estremo libero è chiuso su una resistenza di valore compreso fra 700 e 800 Ω, le onde riflesse sono eliminate il guadagno aumentato e l'antenna può essere usata su più bande senza modifiche. La resistenza di chiusura deve essere atta a dissipare un terzo della potenza erogata dal trasmettitore e deve avere una reattanza molto piccola Per trasmettitori di media o piccola potenza i resistori non induttivi a nastro

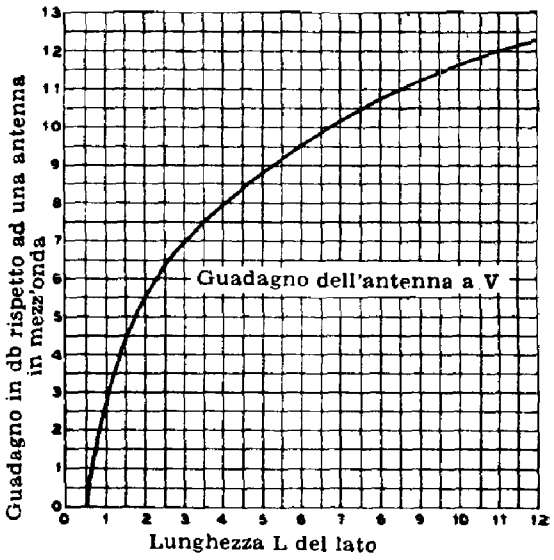


Figura 6.

GUADAGNO DI DIRETTIVITA' DI UN'ANTENNA A « V »

Questa curva mostra il guadagno approssimativo di un'antenna a « V » rispetto ad una antenna a mezz'onda posta alla stessa altezza da terra, in funzione della lunghezza L dei lati.

possono dare una soddisfacente « terminazione » (chiusura). I dispositivi di terminazione devono, per ragioni tecniche, presentare una bassa reattanza induttiva nel punto di chiusura.

Una comune soluzione di compromesso per la chiusura consiste in un linea, di 75 o più metri di lunghezza, costituita con filo per resistenza che non deve però avere una resistenza per unità di lunghezza troppo alta. Se quest'ultimo requisito non è soddisfatto, la reattanza della linea sarà eccessiva. Una linea di 75 m che dia soddisfacenti risultati potrà essere costituita da due fili di nichel-cromo di ∅ 0,45 mm, spaziati di 10 cm, e chiusa su una resistenza di 800 Ω. A causa dell'attenuazione della resistenza concentrata all'estremo della linea si avrà una certa dissipazione, che però sarà sempre di pochi watt anche quando si lavora con grande potenza. Sei resistori al carbone da 5000 Ω - 2 W collegati in parallelo sono generalmente sufficienti, salvo che per potenze molto alte. La linea di attenuazione può essere ripiegata su se stessa per occupare meno spazio.

La determinazione del miglior valore della resistenza di chiusura, può essere fatta durante la ricezione, se l'impedenza d'entrata del ricevitore è di circa 800 Ω. Il valore del resistore che dà la migliore direttività alla ricezione, non darà il maggior guadagno in trasmissione, ma vi sarà una piccola differenza fra le due condizioni.

La resistenza d'entrata di un'antenna, che è riflessa nella linea di trasmissione che l'alimenta, è sempre un po' minore della resistenza di chiusura e precisamente è di 700-750 Ω quando il resistore di terminazione è di 800 Ω.

L'antenna deve essere alimentata con una linea non risonante avente una impedenza caratteristica compresa fra 650 e 700 Ω. I quattro vertici dell'antenna rombica devono trovarsi a non meno di mezz'onda sopra il suolo per le più basse frequenze di lavoro. Per il funzionamento su tre bande si deve rispettare il più opportuno angolo Φ di inclinazione per la banda centrale.

L'antenna rombica irradia un'onda polarizzata orizzontalmente con un angolo relativamente basso sull'orizzonte. L'angolo di radiazione decresce aumentando l'altezza dal suolo, similmente a quanto avviene per un'antenna a dipolo. I poli che sostengono un'antenna rombica devono essere tutti della stessa altezza in modo che il piano dell'antenna sia parallelo alla terra.

Una notevole diminuzione di direttività si verifica quando il resistore di chiusura resta escluso ed il sistema funziona come un'antenna risonante. Se si desidera poter invertire la direzione dell'antenna la miglior pratica è di portare due linee di alimentazione ad entrambi gli estremi e di condurre la linea di terminazione nella posizione di funzionamento. Allora, con l'aiuto di due deviatori bipolari a due vie, sarà possibile collegare una delle due linee di alimentazione all'antenna e l'altra alla linea di terminazione, invertendo così la direzione dell'antenna pur conservando la stessa terminazione per entrambe le direzioni di operazione.

La figura 7 fornisce le curve per il progetto delle antenne rombiche sia col metodo della massima erogazione, sia con quello di allineamento. Il metodo di allineamento è di circa 1,5 db sotto quello di massima uscita ma richiede

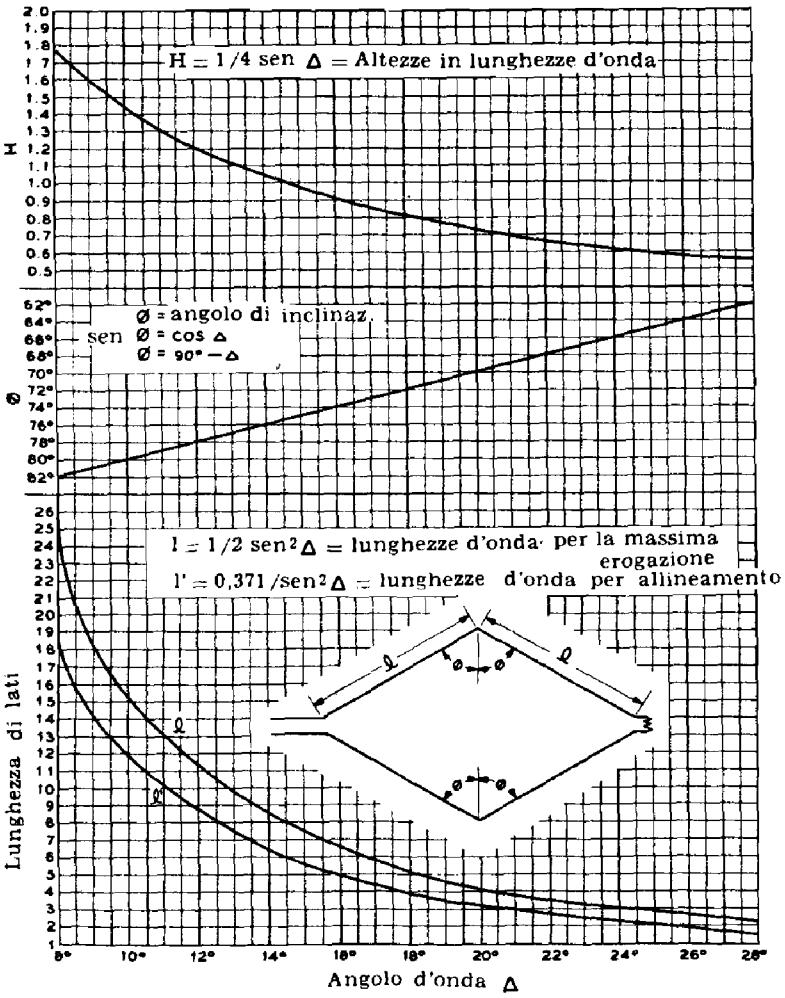


Figura 7.

DATI DI PROGETTO PER UN'ANTENNA ROMBICA

I dati di progetto sono dati in funzione dell'angolo d'onda (angolo verticale di trasmissione e ricezione) dell'antenna. Le lunghezze *l* sono dedotte nell'ipotesi di progettazione per la massima erogazione; le minori lunghezze *l'* sono ottenute col metodo dell'« allineamento » che dà un guadagno inferiore di circa 1,5 db, ma riduce notevolmente lo spazio occupato dall'antenna. I valori delle lunghezze dei lati, dell'angolo di inclinazione, e dell'altezza per un dato angolo d'onda, si ottengono tracciando una linea verticale a partire dall'angolo d'onda desiderato.

solo il 0,74 % della lunghezza dei bracci. L'altezza e l'angolo di inclinazione sono uguali in entrambi i casi. La fig. 8 dà i dati per un'antenna rombica consigliata per le bande da 7 a 29,7 MHz. Questa antenna darà un guadagno di circa 11 db nella banda dei 14 MHz. Il guadagno approssimativo di un'antenna rombica su un dipolo, supposti entrambi su un terreno normale, è dato in figura 9.

14-4 Allineamento a dipoli sovrapposti

Le caratteristiche di un dipolo in mezz'onda sono già state descritte. Quando un altro dipolo è posto in vicinanza ed eccitato sia direttamente, sia parassiticamente, il diagramma di radiazione risultante dipenderà dalla spaziatura e dalla differenza di fase, come pure dalla intensità relativa delle correnti. Con spaziatura inferiore a 0,65 λ la radiazione è principalmente laterale rispetto al piano dei due fili (bidirezionale) quando non vi è differenza di fase, ed è nel piano dei due fili ma perpendicolare ad essi quando la differenza di fase è di 180° (allineamento a fase progressiva). Con differenza di fase tra 0° e 180° (45°, 90° e 135° per esempio) il diagramma di radiazione è dissimetrico è la radia-

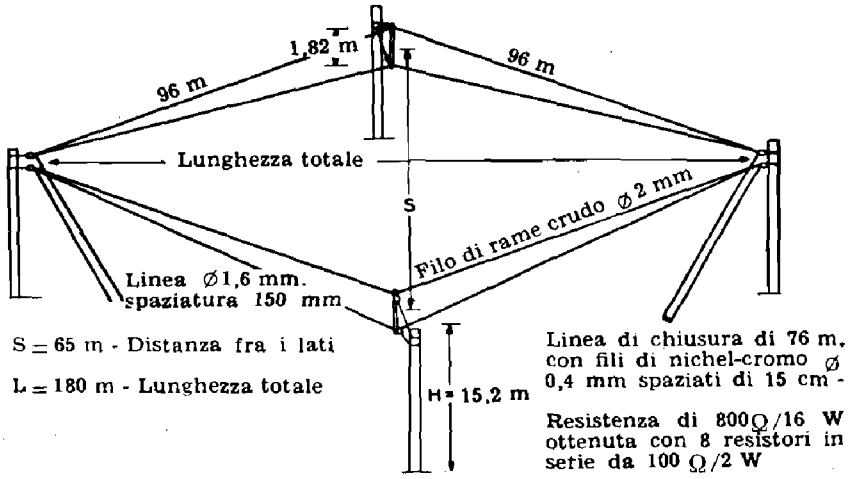


Figura 8.

PROGETTO DI ANTENNA ROMBICA

Il sistema qui illustrato può essere usato nelle gamme di frequenza da 7 a 29 MHz senza modifiche. La direttività del sistema può essere invertita mediante il metodo esposto nel testo.

zione è maggiore in un senso che nel senso opposto.

Con spaziatura maggiore di 0,8 λ appaiono più di due lobi principali per ogni combinazione di fase; è perciò che tali spaziature sono raramente adottate.

Con i dipoli eccitati in fase, le spaziature di maggior efficienza sono tra 0,5 λ e 0,7λ. Quest'ultima dà un maggior guadagno, ma appaiono alcuni lobi minori che mancano con la spaziatura di 0,5 λ. La radiazione è laterale rispetto al piano dei fili ed il guadagno è poco maggiore di quello che può ottenersi con due dipoli fuori fase. Il guadagno cade rapidamente per spaziature inferiori a 0,375 λ e non vi è ragione di usare spaziature di 0,25 λ o inferiori con dipoli in fase, salvo che si desideri aumentare la resistenza di radiazione (vedi: Sez. 13.2 dipoli multifilari).

Quando i dipoli sono alimentati in opposizione di fase la direttività è nel piano dei due fili ed è maggiore con piccole spaziature, benchè vi siano piccole differenze nel diagramma di radiazione quando la spaziatura scende sotto 0,125 λ. La resistenza di radiazione è così bassa per spaziature inferiori a 0,1 λ da non essere praticamente utilizzabile.

Nei tre esempi precedenti la direttività massima è sempre in un piano perpendicolare alla lunghezza dei fili; più precisamente la direttività è secondo l'intersezione col piano dei fili se l'eccitazione è fuori fase; ed è in senso trasversale al piano dei fili stessi con alimentazione in fase. Così se i fili sono orientati verticalmente si avrà una direttività massima *orizzontale;* se i fili sono orientati orizzontalmente la massima direttività sarà *verticale.*

Per aumentare l'acutezza di direttività in tutti i piani che includono uno dei fili, si aggiungono elementi identici sulla linea dei fili e li si alimenta in fase. Il noto allineamento « H » è uno di quelli che utilizzano entrambi i tipi di direttività nel modo prescritto. Un altro è l'allineamento a fascio orizzontale Kraus.

Queste due antenne, nelle loro varie forme, sono direttive in un piano orizzontale, oltre ad essere radiatori a basso angolo, e sono forse i più pratici degli allineamenti a dipoli sovrapposti usati

dai dilettanti. Più elementi in fase possono essere usati per ottenere una maggiore direttività nei piani includenti uno degli elementi irradianti. Il sistema H prende allora il nome di allineamento Sterba a cortina.

Per comunicazioni unidirezionali i più pratici allineamenti a dipoli sovrapposti per le bande dei dilettanti sono i sistemi eccitati parassiticamente che usano uno spazio relativamente ristretto tra i « riflettori » ed i « direttori ». Antenne di questo tipo sono descritte nel Capitolo XVI. L'allineamento unidirezionale più pratico è un sistema « H », o una « cortina Sterba », dietro al quale sia posto un sistema simile ad una distanza di circa un quarto d'onda. L'allineamento aggiunto può essere alimentato direttamente, come mostra la figura 14, o essere eccitato parassiticamente. L'uso di un sistema riflettore in unione ad un qualsiasi tipo di allineamento a dipoli sovrapposti, aumenta il guadagno di 3 db.

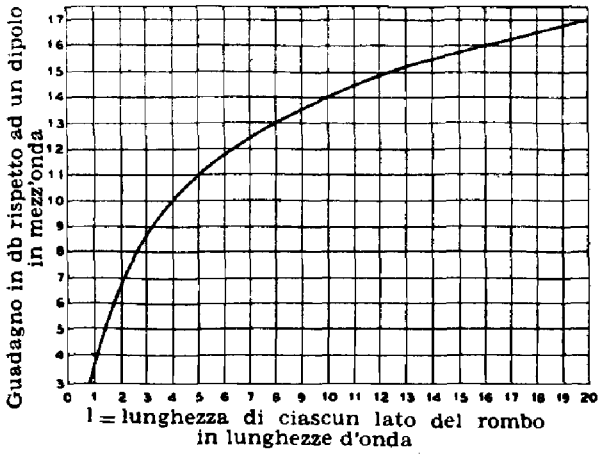


Figura 9.

GUADAGNO DELL'ANTENNA ROMBICA

Guadagno teorico di una antenna rombica, in funzione della lunghezza *l* del lato, rispetto ad una antenna in mezz'onda installata alla stessa altezza sul suolo.

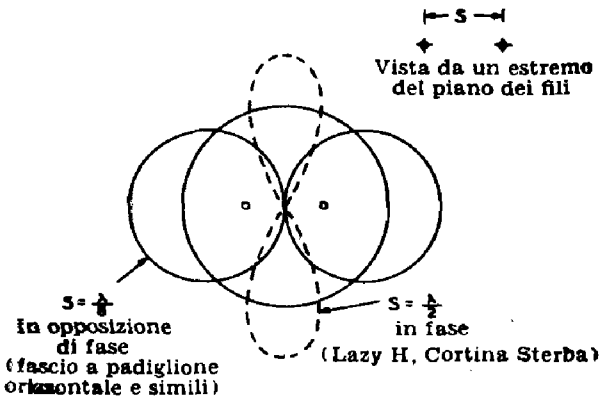


Figura 10.

DIAGRAMMI DI RADIAZIONE DI UNA COPPIA DI DIPOLI OPERANTI CON ECCITAZIONE IN FASE OD IN OPPOSIZIONE

Se i dipoli sono orientati orizzontalmente la direttività principale sarà nel piano verticale; se essi sono orientati verticalmente la direttività principale sarà nel piano orizzontale.

Sistemi colinari Il semplice sistema ad antenne allineate è molto efficace per le bande di 3,5 e 7 MHz, ma il suo uso non è raccomandato su frequenze più alte poichè tali allineamenti non hanno direttività verticale. Il diagramma di radiazione su un piano verticale è essenzialmente quello di un dipolo a mezz'onda. Questa considerazione si applica sia che gli elementi siano di lunghezza normale, sia che abbiano lunghezza maggiorata.

L'antenna colineare consiste di due o più sezioni radianti, lunghe 0,5-0,65 λ, con la corrente in fase in ogni sezione. La necessaria inversione di fase tra le sezioni è ottenuta mediante tronchi di linea accordati come mostra la figura 11. Il guadagno di un sistema colineare usante elementi in mezz'onda è approssimativamente dato in db dal numero di elementi. I valori esatti sono i seguenti:

Numero di elementi:	2	3	4	5	6.
Guadagno in db :	1,8	3,3	4,5	5,3	6,2.

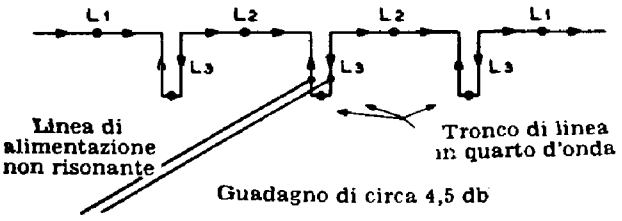


Figura 11.

ALLINEAMENTO D'ANTENNE FRANKLIN O COLINEARE

Un'antenna di questo tipo, indipendentemente dal numero di elementi, consegue tutta la sua direttività rendendo più acuto il diagramma di radiazione orizzontale o azimutale, mentre non determina alcuna direttività verticale.

Quando elementi colineari in fase sono aggiunti ad un dipolo, la resistenza di radiazione sale molto più rapidamente che quando si aggiunge un elemento in mezz'onda fuori fase (antenna funzionante su armonica).

Per allineamenti costituiti da 2 a 6 elementi la resistenza di radiazione in ohm, in corrispondenza di un ventre di corrente, è pari a circa 100 volte il numero di elementi.

Si deve tener presente che il guadagno di un'antenna colineare dipende dalla acutezza delle direttività orizzontale, giacchè non si ha direttività verticale. Un allineamento con molti elementi in linea darà un notevole guadagno, ma avrà diagramma orizzontale di radiazione molto acuto.

TAVOLA PER IL PROGETTO DI ANTENNE COLINEARI

Frequenza in MHz	L_1 m	L_2 m	L_3 m
14,4	10,16	10,41	51,84
14,2	10,26	10,54	51,89
14	10,39	10,67	51,97
7,3	20,07	20,57	10,28
7,15	20,42	20,93	10,47
7,0	20,84	21,39	10,69
4,0	36,58	37,49	18,75
3,9	37,49	38,41	19,20
3,6	40,24	41,58	20,78

Doppio Zeep allungato Il guadagno di un'antenna colineare Franklin a due elementi di tipo usuale può essere aumentato ad un valore prossimo all'antenna Franklin a 3 elementi, allungando gli elementi fino a 230°, anzicchè 180°. Il tronco di linea è corrispondentemente accorciato per mantenere l'intero allineamento in risonanza. Così invece di avere degli elementi di 0,5 λ, gli elementi saranno lunghi 0,64 λ ed il tronco circa 0,18 λ.

Un radiatore doppio Zepp di esatte dimensioni per 230° può essere ottenuto dalla Tavola per il progetto di antenne colineari, moltiplicando semplicemente i valori di L_1 per 1,29. La lunghezza di L_3 deve essere determinata sperimentalmente per avere i migliori risultati. Essa sarà compresa fra 0,15 e 0,20 λ.

La direttività verticale di un'antenna colineare avente elementi di 230°, è la stessa di una avente elementi di 180°. Vi è un piccolo vantaggio, nell'usare la sezione allungata, quando la lunghezza totale dell'allineamento è maggiore di 1,5 λ, poichè il guadagno di tali antenne è proporzionale alla lunghezza totale, se gli elementi singoli sono lunghi 0,25 λ, 0,5 λ, 0,75 λ.

14-5 Allineamenti in fila

Elementi colineari possono essere posti sopra o sotto ad un'altra serie di elementi colineari per costituire un cosidetto « allineamento in fila ». Tale

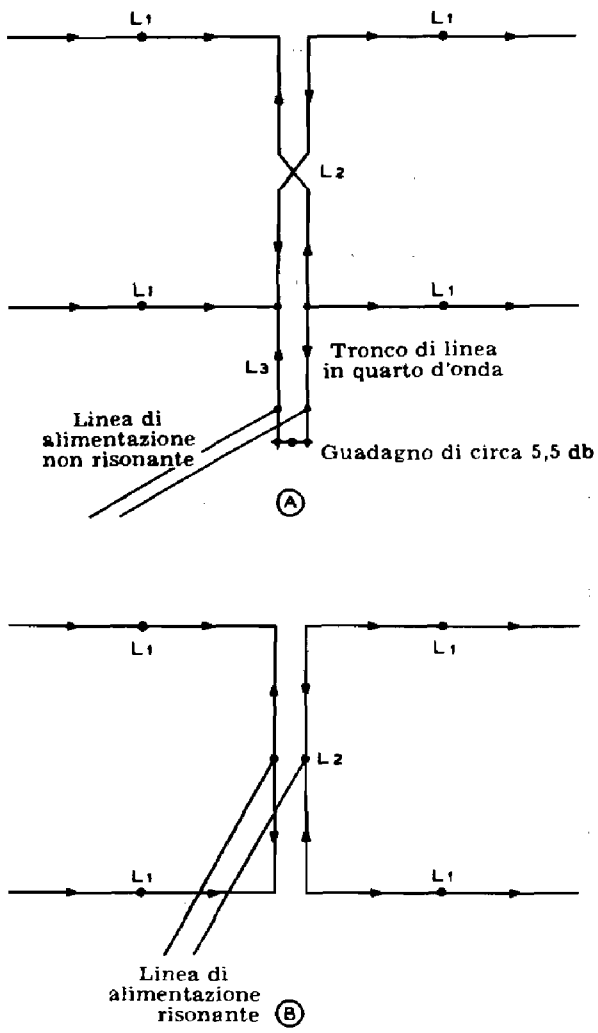


Figura 12.

SISTEMA D'ANTENNA « LAZY H »

Sovrapponendo le coppie, colineari si ottiene sia la direttività orizzontale sia quella verticale. Il guadagno è di circa 5,5 db. Si noti che l'allineamento può essere alimentato sia al centro della sezione regolatrice della fase, sia alla sua estremità; in quest'ultimo caso la sezione di fase deve essere ruotata di 180°.

allineamento, quando si usano elementi orizzontali, possiede una direttività verticale che è proporzionale al numero di sezioni affiancate (in senso verticale) che sono state usate. Poichè gli allineamenti su più file hanno buona direttività verticale, il loro uso è consigliato sulla banda di 14 MHz e su quelle di frequenza più alta. Uno dei più comuni e semplici allineamenti in fila è l'antenna « Lazy H » di figura 12. Elementi colineari orizzontali e sovrapposti a due a due costituiscono questo sistema molto raccomandato per operare su frequenze dell'ordine di 14 MHz, quando si desidera un modesto guadagno senza una eccessiva direttività. Esso ha un'elevata resistenza di radiazione ed un guadagno di circa 5,5 db. L'alta resistenza di radiazione porta a basse tensioni e ad una curva di risonanza appiattita e ciò permette l'uso di isolatori economici ed il funzionamento su un campo di frequenza abbastanza ampio. Per le dimensioni si veda la « Tavola di progetto dei dipoli sovrapposti ».

TAVOLA DI PROGETTO PER DIPOLI SOVRAPPOSTI

Frequenza in MHz	L_1 m	L_2 m	L_3 m
7,0	20,78	21,34	10,67
7,3	20,06	20,57	10,29
14	10,39	10,67	5,33
14,2	10,26	10,54	5,26
14,4	10,16	10,41	5,18
21	6,92	7,09	3,56
21,5	6,78	6,93	3,48
27,3	5,36	5,44	2,72
28	5,18	5,36	2,67
29	5,03	5,18	2,59
50	2,92	3,00	1,49
52	2,82	2,87	1,42
54	2,69	2,77	1,37
144	1,01	1,030	0,515
146	0,99	1,015	0,508
148	0,975	1,00	0,503

Cortina Sterba La sovrapposizione verticale può essere applicata a file di elementi colineari più lunghi di due mezze onde. Un tale allineamento il quarto d'onda estremo

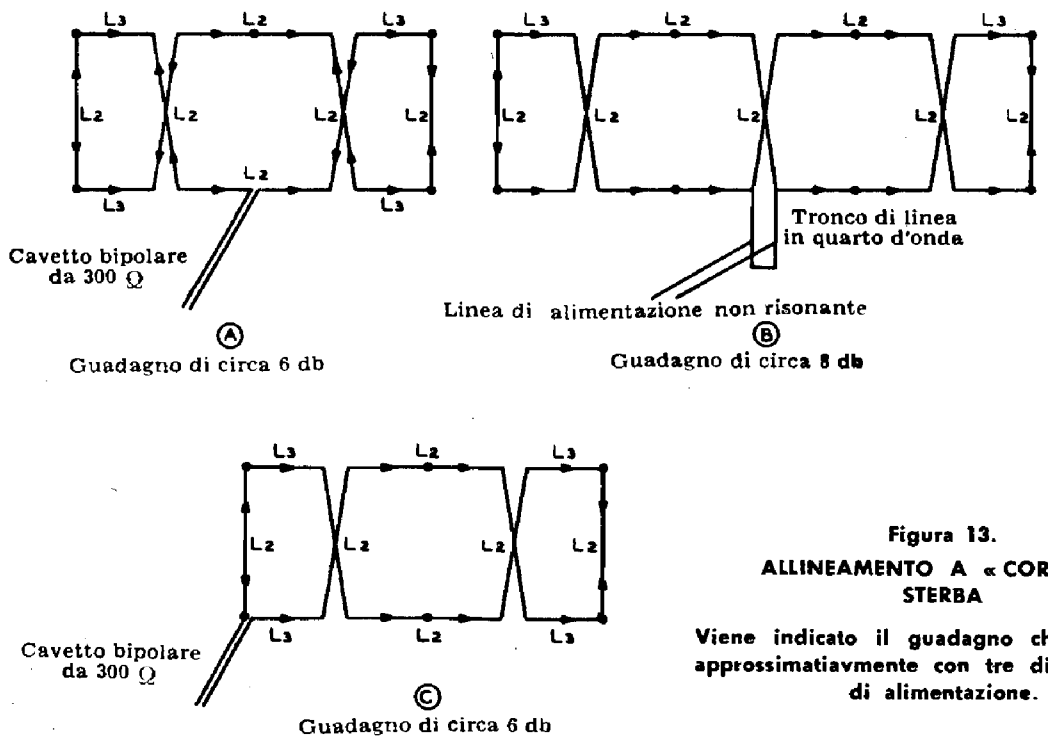


Figura 13.
ALLINEAMENTO A « CORTINA » STERBA

Viene indicato il guadagno che si ottiene approssimatiavmente con tre diversi metodi di alimentazione.

di ogni fila di radiatori viene generalmente piegato fino ad incontrare un simile quarto d'onda piegato del radiatore all'estremo opposto. Ciò consente un miglior bilanciamento e un migliore accoppiamento fra gli elementi superiori ed inferiori quando il padiglione è alimentato di corrente. Padiglioni di questo tipo, rappresentati in figura 13, sono noti comunemente col nome di « Cortine Sterba ».

L'esatta lunghezza per gli elementi ed i tronchi di linea possono essere determinati per ogni allineamento di dipoli sovrapposti mediante la « Tavola di progetto dei dipoli sovrapposti ».

Negli schemi della figura 13 le frecce rappresentano la direzione della corrente in un dato istante ed i punti i ventri di corrente. Tutte le frecce devono essere dirette in uguale direzione in ogni parte delle sezioni radianti di un'antenna al fine di creare un campo in fase per la radiazione laterale. Questa condizione è soddisfatta per gli allineamenti illustrati nella figura 13. Le figure 13-A e 13-C mostrano due metodi di alimentare una cartina Sterba di dimensioni ridotte, mentre nella figura 13-B è rappresentato un altro metodo di alimentazione per un'antenna ad alto guadagno.

Nei casi illustrati nella figura 13, ed anche nell'antenna « Lazy H » della figura 12, l'allineamento può diventare unidirezionale, aumentando il guadagno di 3 db, se si costruisce un'antenna identica e la si pone a circa 0,25 λ dietro l'allineamento comandato. Uno schermo o una rete di fili di area poco maggiore rispetto all'antenna può essere usato invece di un'allineamento addizionale per fungere da riflettore e dar luogo ad una radiazione unidirezionale.

La spaziatura fra i fili del riflettore può variare da 0,05 λ a 0,1 λ, disponendo le minori spaziature direttamente dietro agli elementi comandati. I fili nel sistema riflettente non accordato devono essere paralleli agli elementi radianti dell'allineamento e la distanza di tutto il sistema riflettore dagli elementi comandati deve essere di circa 0,2 ÷ 0,25 lunghezze d'onda.

Su frequenze sotto i 100 MHz sarà normalmente non realizzabile uno schermo riflettore da porre dietro ad un allineamento d'antenna del tipo a « cortina Sterba » o « Lazy H ». Elementi parassiti possono essere usati sia come riflettori, che come direttori, ma essi hanno lo svantaggio che il loro funzionamento è selettivo rispetto a variazioni anche piccole di frequenza. Tuttavia i riflettori parassiti per tali allineamenti sono largamente usati. In figura 14 è illustrata una disposizione molto soddisfacente per aumentare di 3 db il guadagno di un'antenna « Lazy H », ottenendo in pari tempo un allineamento unidirezionale. Quattro elementi comandati sono qui impiegati unitamente a quattro riflettori pure comandati. Il sistema offre un guadagno di 10 db, ha un ottimo rapporto tra la propagazione anteriore e quella posteriore, ed è completamente « non selettivo » rispetto alla frequenza.

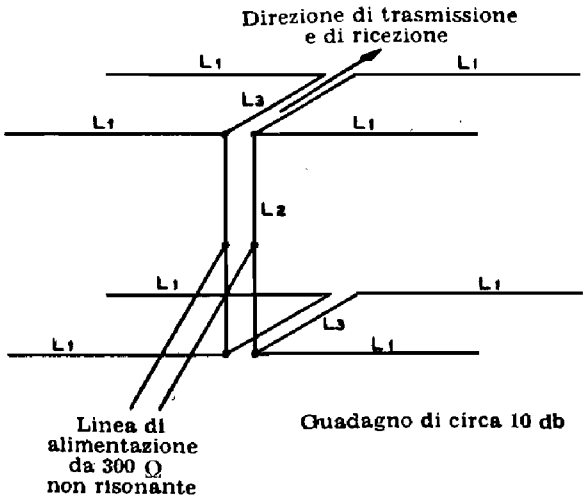


Figura 14.

ALLINEAMENTO UNIDIREZIONALE « LAZY H »

Mediante l'uso di un sistema addizionale di elementi, alimentato direttamente dagli elementi principali, l'antenna « Lazy H » può essere resa unidirezionale e può dare un guadagno di direttività di circa 10 db nella direzione favorita.

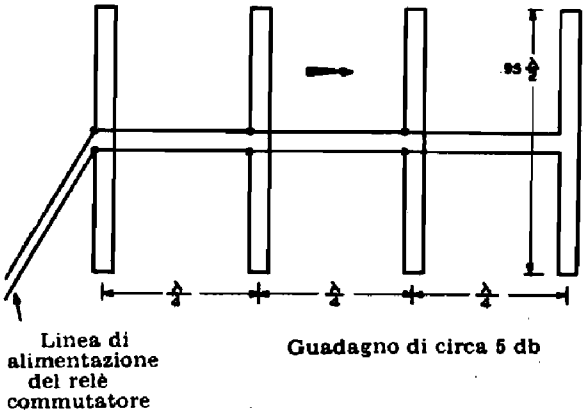


Figura 15.

ALLINEAMENTO UNIDIREZIONALE CON ELEMENTI PIEGATI IN FASE PROGRESSIVA

Un simile allineamento può convenientemente essere reso girevole. Esso presenta variazioni trascurabili nel suo diagramma di radiazione su un limitato campo id frequenza.

14-6 Direttività di allineamento a fase progressiva

Distanziando due dipoli in mezza onda, o due allineamenti colineari, di 0,1 ÷ 0,25 lunghezze d'onda ed alimentandoli in opposizione di fase si ottiene una direttività nel piano di due fili ed ortogonalmente ai fili stessi (*).

Un'idea più precisa della direttività di tale antenna si può avere dalla figura 10.

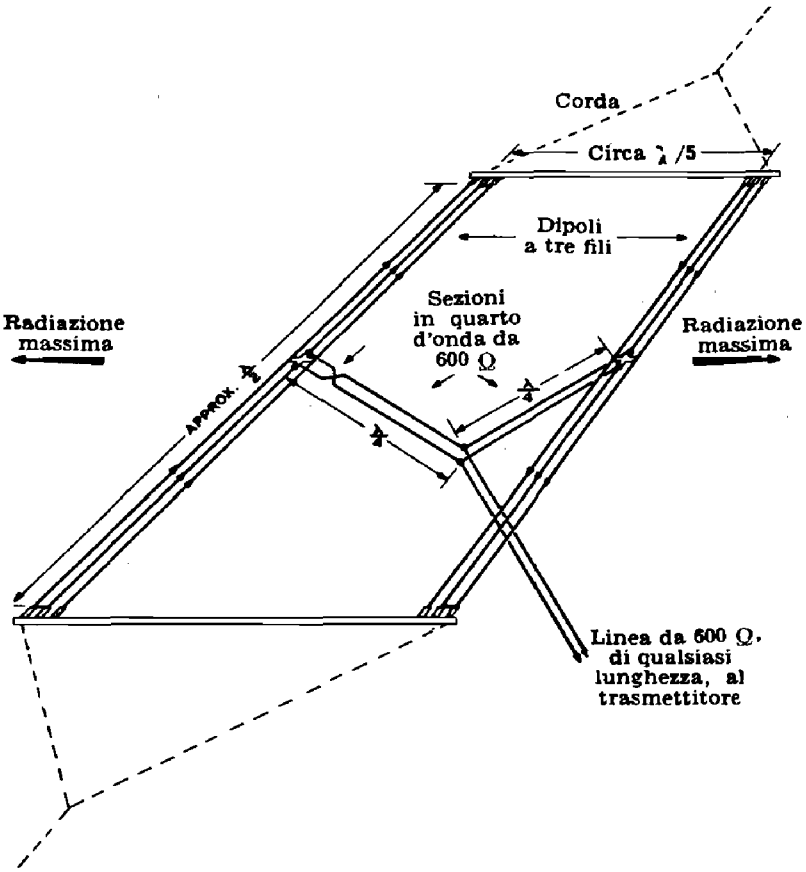


Figura 17.

ANTENNA CON PADIGLIONE ORIZZONTALE A DUE ELEMENTI TRIFILARI

Mediante l'uso di elementi radianti a tre fili l'impedenza nel punto di alimentazione degli elementi comandati è aumentata in modo da poter essere alimentata, con trasformatori di adattamento di 600 Ω, direttamente da una linea bifilare. Il guadagno di tale antenna è un po' superiore ai 4 db. I tre fili, che costituiscono ciascun elemento, possono essere collegati in parallelo ai due estremi, così da impiegare un solo isolatore come sostegno alle due estremità. Un simile allineamento è meno soggetto ad essere disaccordato, con tempo umido, della normale antenna a padiglione orizzontale.

Ricordiamo che la fase progressiva si riferisce all'irradiazione relativa ai due fili del radiatore piuttosto che all'allineamento nel suo complesso.

La direttività verticale di un allineamento bidirezionale a fase progressiva orientato orizzontalmente può essere aumentata disponendo sotto ad esso un simile allineamento ad una distanza di mezz'onda ed eccitandolo con fase identica.

Allineamento unidirezionale a fase progressiva Un semplice allineamento di questo tipo è illustrato in figura 15. Se esso ha un'estensione di due lunghezze d'onda il suo guadagno sarà di circa 8,5 db; se di 3 λ, il guadagno salirà circa 10 db. Tale allineamento è conveniente quando si desidera avere un elevato guadagno per irradiare secondo la direzione fra i due pali di sostegno. Gli allineamenti a fase progressiva di questo tipo hanno una caratteristica simile a quella dell'antenna rombica; essi sono efficaci per concentrare la radiazione sia in un piano verticale, sia in uno orizzontale. Perciò essi danno una buona irradiazione a basso angolo.

Fascio a padiglione orizzontale Kraus Un allineamento a fase progressiva, con irradiazione bidirezionale, che presenta notevole efficienza è il tipo Kraus a fascio con padiglione orizzontale. Questa antenna

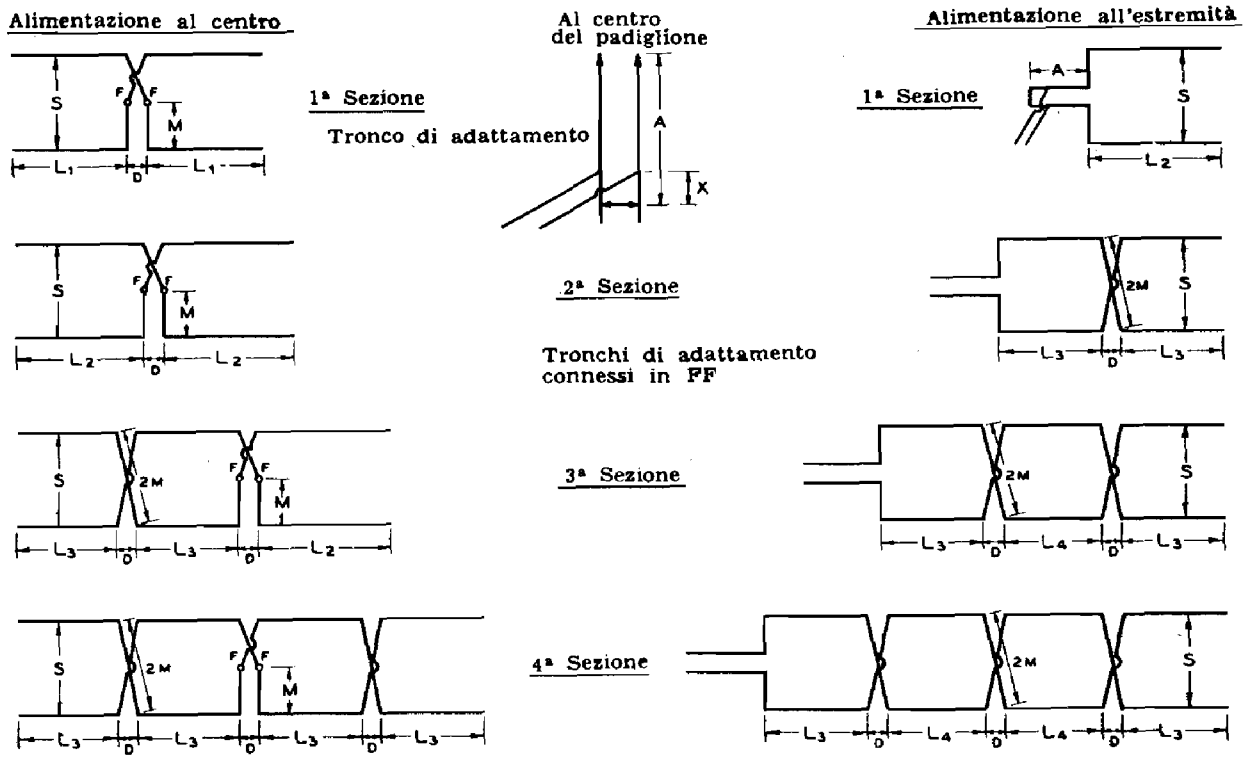


Figura 16.

DATI DI PROGETTO PER ANTENNE A FASCIO CON PADIGLIONE ORIZZONTALE
(Allineamenti 8JK) - Lunghezza in metri

Frequenza	Spaziatura $x\lambda$	S	L_1	L_2	L_3	L_4	M	D	A(¼) circa	A(½) circa	A(¾) circa	X circa
7,0-7,2	0,125	5,28	10,38	18,29	16,05	13,41	2,69	1,22	7,92	18,29	29,26	1,22
7,2-7,3	0,125	5,18	10,21	17,98	15,75	13,11	2,64	1,22	7,92	17,98	28,65	1,22
14-14,4	0,125	2,64	5,18	9,14	8,02	6,71	1,35	0,61	3,96	9,14	14,63	0,61
14-14,4	0,15	3,18	5,18	9,14	7,70	6,1	1,62	0,61	3,66	8,84	14,34	0,61
14-14,4	0,20	4,24	5,18	9,14	6,96	—	2,18	0,61	3,05	8,23	13,72	0,91
14-14,4	0,25	5,28	5,18	9,14	6,30	—	2,69	0,61	2,44	7,62	13,11	1,22
28-29	0,15	1,57	2,59	4,57	3,84	3,05	0,81	0,46	2,13	4,57	7,32	0,30
28-29	0,25	2,64	2,59	4,57	3,15	—	1,34	0,46	1,52	3,96	6,71	0,61
29-30	0,15	1,52	2,44	4,42	3,71	2,74	0,79	2,13	2,13	4,57	7,01	0,30
29-30	0,25	2,54	2,44	4,42	3,05	—	1,32	0,46	1,52	3,96	6,40	0,61

Tabella per il dimensionamento delle antenne a fascio con padiglione orizzontale. Il significato dei simboli è il seguente:

L_1, L_2, L_3, L_4 = lunghezze dei lati delle sezioni del padiglione orizzontale come indicato in figura. L_1 è la lunghezza del lato di una singola sezione alimentata al centro; L_2 quella di una singola sezione alimentata all'estremo o di due sezioni alimentate al centro; L_4 quella di quattro sezioni alimentate al centro o delle sezioni estreme di un padiglione a 4 sezioni alimentate all'estremità; L_3 la lunghezza delle sezioni intermedie dl padiglion a 4 sezioni alimentate all'estremità.

S = la distanza fra i fili del padiglione;
M = la lunghezza del filo dall'esterno al centro di ciascun incrocio;
D = la spaziatura nel senso della lunghezza fra le sezioni;
A(¼) = la lunghezza approssimata di un tronco di linea in quarto d'onda;
A(½) = la lunghezza approssimata di un tronco di linea in mezz'onda.
A(¾) = la lunghezza approssimata di un tronco di linea in 3/4 d'onda;
X = la distanza approssimata dal cortocircuito del tronco di linea alle connessioni della linea di 600 Ω. Questa distanza, come è dato in tabella, è quasi esatta solo per i padiglioni a due sezioni. Per sezioni singole essa sarà più piccola e per i tipi a 4 sezioni sarà più grande.

Le lunghezze date per tronchi in quarto d'onda sono applicabili solo ad una singola sezione del padiglione alimentato al centro. Per essere certi di una sufficiente lunghezza del tronco di linea è consigliabile tenere inizialmente una maggior lunghezza di circa 30 cm rispetto al valore dato in in tabella, specialmente coi tipi alimentati all'estremità. Le lunghezze A, sono misurate dal punto in cui il tronco di linea si collega al padiglione.

Tanto i tipi alimentati al centro quanto quelli alimentati all'estremità possono essere installati orizzontalmente. Però quando si desidera un'antenna verticale il padiglione può essere ruotato su un estremo. In questo caso l'alimentazione all'estremità inferiore è più conveniente di quella al centro.

consiste essenzialmente di due dipoli poco spaziati o di allineamenti colineari. Per effetto della ridotta spaziatura, è possibile ottenere l'adatta relazione di fase in padiglioni orizzontali a più sezioni incrociando i fili nei ventri di tensione, senza ricorrere a tronchi di linea di sfasamento. Ciò semplifica notevolmente il padiglione (v. figura 16). Si può usare un qualsiasi numero di sezioni, benchè siano più comuni i sistemi a due o tre sezioni. Usando più di quattro sezioni, l'ulteriore guadagno è modesto e, per contro, sorgono difficoltà per spostamenti di fase.

Un padiglione a fascio orizzontale alimentato al centro, ed avente le dimensioni indicate nella tabella, può essere usato con ottimi risultati sulla sua seconda armonica, presentando un diagramma di irradiazione molto simile, ma soltanto con direttività un po' più acuta.

Il padiglione ad una sola sezione può anche essere usato sulla sua quarta armonica con buon risultato benchè allora si abbiano quattro lobi a trifoglio; più di quanti si abbiano con un'antenna a piena onda.

La resistenza di radiazione di un padiglione a fascio orizzontale è piuttosto bassa, specialmente quando si usa una sola sezione. Questo significa che la tensione è piuttosto alta nei ventri di tensione. Per questa ragione si devono usare ottimi isolatori per ottenere buoni risultati anche con atmosfera umida.

La lunghezza degli elementi radianti, non è particolarmente critica, giacchè piccoli scostamenti dalla lunghezza esatta possono essere compensati nei tronchi di linea d'adattamento o nelle linee di alimentazione accordate. La regolazione dei tronchi di linea è esposta nel Capitolo XIII.

Le lunghezze da attuare nei radiatori e le dimensioni approssimate dei tronchi di linea di adattamento, sono riportate nell'unita tavola di progetto. La figura 16 mostra otto tipi di antenna a padiglione orizzontale *visti dall'alto*. Le dimensioni per l'uso di queste antenne nelle diverse bande, sono date nella tavola di progetto. Le bande di 7 e di 28 MHz sono divise in due parti, ma le dimensioni date per i valori estremi di basse o di alte frequenze potranno utilizzarsi soddisfacentemente per l'intera banda.

In ogni caso le antenne sono accordate alla frequenza usata, regolando il filo di cortocircuito nei tronchi di linea di adattamento, oppure, se questi non sono usati, accordando le linee di alimentazione. I dati delle tavole possono essere estesi ad altre bande o frequenze applicando opportuni fattori. Così per trasmissioni su 50 ÷ 52 MHz i valori forniti per 28 ÷ 29 MHz devono essere divisi per 1,8.

Tutte le antenne hanno un diagramma di radiazione orizzontale bidirezionale sulla loro frequenza fondamentale. Il massimo segnale è trasversale al padiglione orizzontale. Il tipo ad una sola sezione ha un simile diagramma sia alla sua frequenza fondamentale, sia sulla seconda armonica. Gli altri tipi hanno quattro lobi principali di radiazione sulla seconda armonica e su quelle superiori. I guadagni nominali dei differenti tipi, rispetto un'antenna in mezz'onda, sono i seguenti: Singola sezione: 4 db; due sezioni: 6 db; tre sezioni: 7 db; quattro sezioni: 8 db.

La massima spaziatura indicata ren-

de meno critica la regolazione delle antenne. Una spaziatura superiore ad un quarto d'onda, può essere usata sulla fondamentale per i tipi ad una sola sezione ed anche per quelli a due sezioni alimentate al centro, ma non è consigliabile l'uso di spaziature superiori a 0,15 λ per gli altri tipi.

Benchè il tipo di padiglione orizzontale alimentato nel centro sia generalmente preferito per la sua simmetria, i tipi alimentati ad un'estremità sono spesso convenienti. Per esempio, quando un fascio a padiglione orizzontale è usato verticalmente, l'alimentazione all'estremo inferiore è generalmente preferibile.

Se un allineamento a padiglione orizzontale a più sezioni è alimentato ad un estremo anzicchè al centro, e si usa una linea di alimentazione accordata, si può entrare in comunicazione con stazioni su frequenze estranee a quelle dell'allineamento, se si collegano insieme le linee di alimentazione e si usa tutto l'insieme d'antenna, linee comprese, come un'antenna armonica a filo lungo. Per commutare le linee di alimentazione e per variare la direttività si può usare un deviatore unipolare a due vie.

CAPITOLO QUINDICESIMO

Antenne per frequeuze altissime e ultra-alte

Il campo delle *altissime frequenze* (VHF) è quello compreso fra 30 e 300 MHz. Quello delle *frequenze ultra - alte* (UHF) comprende le frequenze fra 300 e 3000 MHz. Pertanto questo capitolo sarà dedicato al progetto ed alla costruzione di sistemi di antenna per il funzionamento sulle bande di 50, 144, 235 e 420 MHz, usate dai dilettanti.

Benchè i principi fondamentali del funzionamento delle antenne siano gli stessi per qualsiasi frequenza, tuttavia la minor lunghezza delle onde in questo campo e le diverse modalità di propagazione del segnale, rendono possibile e conveniente usare sistemi di antenne di propagazione diversa da quelli usati nel campo da 3 a 30 MHz.

15-1 Requisiti delle antenne

Qualsiasi tipo d'antenna, utilizzabile sulle frequenze più basse, *può* essere usato nelle bande a frequenze *altissime* o *ultra - alte*. Infatti, la semplice antenna non direttiva in quarto d'onda, o l'antenna verticale pure in quarto d'onda, sono molto usate in generale per la trasmissione e la ricezione in tutte le direzioni, e specialmente per il campo delle onde corte. Ma per un funzionamento efficace nelle bande in oggetto diventa una necessità l'uso di allineamenti direttivi. In primo luogo, quando la potenza del trasmettitore è concentrata in un fascio ristretto la potenza apparente del trasmettitore alla stazione ricevente risulta aumentata di molte volte. Un allineamento che abbia un guadagno di 16 db farà apparire una stazione di 25 W equivalente ad una da 1 kW a chi la riceve. Anche uno dei più semplici sistemi direttivi con tre o quattro elementi parassiti, che abbia un guadagno di 7-10 db, produce un notevole aumento nel segnale ricevuto dalle altre stazioni.

Tuttavia, come sanno tutti gli operatori che usano frequenze altissime ed ultra - alte, il più importante contributo di un'antenna ad alto guadagno lo

si ha in ricezione. Se una stazione lontana non può essere udita, è ovviamente impossibile effettuare il collegamento. Il fattore che limita la ricezione in tali gamme di frequenza sono quasi sempre i disturbi generati in vicinanza dello stesso radioricevitore. I disturbi atmosferici sono praticamente inesistenti ed i disturbi di accensione possono quasi sempre essere ridotti ad un livello soddisfacente con l'uso di uno dei limitatori di disturbo descritti nel Cap. VI. Anche con un primo stadio a triodo con griglia connessa a terra, o con neutralizzazione, il contributo di disturbi nel ricevitore da parte del primo circuito accordato sarà relativamente elevato. Perciò è desiderabile usare un sistema d'antenna che possa fornire la più alta tensione di segnale al primo circuito accordato per una data intensità di campo nella località in cui è sito il ricevitore.

Poichè l'intensità di campo creata nella zona del ricevitore da un trasmettitore lontano può ritenersi costante, l'antenna ricevente che capta la maggior quantità del fronte d'onda, ritenendo appropriata la polarizzazione e la direttività dell'antenna, sarà quella che dà il miglior rapporto segnale/disturbo. Così un'antenna che abbia un'area di $2\lambda^2$ capterà una potenza di segnale doppia di quella raccolta da un'antenna che abbia un'area pari a λ^2, se ci si riferisce allo stesso tipo di antenna con uguale orientamento verso la stazione da ricevere. Si sono verificati molto casi in cui una banda di frequenza risultava completamente muta con un'antenna ricevente e semplice dipolo, ma quando si commutava il ricevitore su un allineamento di tre o più elementi si avevano possibilità di ricezione molto aumentate su distanze di 100-250 km.

Angolo di radiazione La parte utile del segnale nel campo delle frequenze *altissime* ed *ultra-alte,* per comunicazioni su brevi o medie distanze è quella che viene irradiata ad angolo molto basso rispetto alla superficie terrestre; è essenzialmente il segnale che viene irradiato parallelamente al suolo. Un'antenna verticale trasmette una parte della sua radiazione ad angolo molto basso ed è perciò che risulta sufficiente; la sua radiazione non è infatti tale in virtù della polarizzazione verticale. Un semplice dipolo orizzontale irradia ben poca energia a bassa angolo e perciò non dà risultati soddisfacenti nelle altissime frequenze. Un allineamento direttivo che concentra la maggior parte del segnale irradiato ad un basso angolo di radiazione, (come quelli descritti nel precedente capitolo) si dimostra efficiente radiatore, comunque il segnale irradiato sia polarizzato: verticalmente o orizzontalmente. In ogni caso il sistema radiante per frequenze altissime ed ultra alte deve essere posto il più possibile in alto ed in zona libera da ostacoli. Aumentando l'altezza del sistema di antenna si produrrà un aumento molto marcato nel numero e nell'intensità dei segnali captati, indipendentemente dall'effettivo tipo di antenna impiegata.

Linee di trasmissione Le linee di collegamento alle antenne per queste frequenze possono essere sia del tipo a fili paralleli, sia del tipo a conduttori coassiali. La linea coassiale è raccomandata per brevi per-

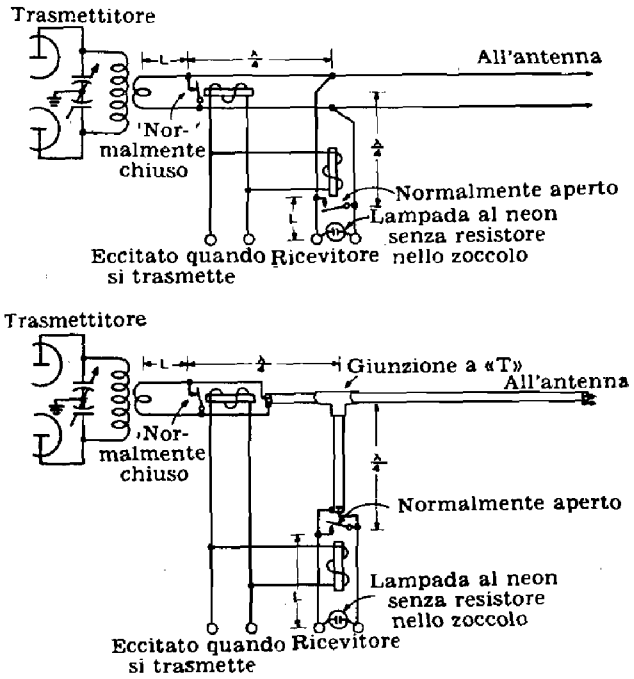


Figura 1.

COMMUTATORI D'ANTENNA PER ALTISSIME FREQUENZE

Due sezioni di linea in quarto d'onda sono usate, insieme a due relè, per commutare l'antenna fra trasmettitore e ricevitore. La descrizione del circuito è riportata nel testo.

corsi, e quelle a fili paralleli poco spaziati, per i percorsi più lunghi.

Si possono usare anche le guide d'onda, sotto particolari condizioni, per frequenze superiori ai 1500 MHz, ma le loro dimensioni diventano eccessive per frequenze molto inferiori a questo valore. Le linee di trasmissione non risonanti risultano molto più efficienti, a queste frequenze, di quelle di tipo risonante. In ogni caso è preferibile usare la minor lunghezza possibile di linea poichè le perdite di energia, a frequenze superiori ai 100 MHz, crescono molto rapidamente.

Le linee aperte saranno preferibilmente usate per maggiori lunghezze d'onda, giacchè una spaziatura di 15 cm è una frazione apprezzabile di una lunghezza d'onda di 2 m. La radiazione dalla linea sarà molto ridotta se si usano spaziature di 2,5-5,5 cm anzicchè la usuale spaziatura di 15 cm.

Commutatore d'antenna E' molto consigliabile usare la stessa antenna sia per ricezione, sia per trasmisisone, in queste gamme di frequenze. Un problema sempre presente a tale proposito è però il relè commutatore. Le riflessioni al commutatore di antenna diventano di crescente importanza via via che la frequenza aumenta.

Quando si usa un cavo coassiale come linea di trasmissione d'antenna, si può adottare un commutatore coassiale che presenti bassa riflessione.

Un altro sistema che dà una riflessione molto bassa dal commutatore è indicato in figura 1. Questa disposizione è un adattamento del sistema « TR » usato nei radar. La figura 1-A mostra il sistema usato con linea a due fili. Quando i relè non sono eccitati, la linea che va al trasmettitore è posta in corto circuito ad un quarto di lunghezza d'onda dal punto di derivazione della linea per il ricevitore; essa si comporta quindi come un circuito aperto in tale punto e perciò tutta l'energia ricevuta passa al ricevitore. La condizione inversa si ha quando entrambi i relè vengono eccitati, per passare in trasmissione, e tutta la energia del trasmettitore passa all'antenna. Il tubo al neon attraverso i terminali d'entrata al ricevitore è una pura misura di protezione nel caso che il relè del ricevitore non funzioni, o abbia i contatti sporchi. Una simile disposizione, per l'uso con linee di trasmissione coassiali, è illustrata nella figura 1-B.

In questo caso, poichè il fattore di velocità del cavo isolato in polietilene è circa 0,67 (ossia 2/3), l'effettiva lunghezza della sezione di linea in quarto d'onda dovrà essere 2/3 d'un quarto d'onda affinchè la sua lunghezza elettrica risulti esattamente un quarto d'onda.

Effetto del sistema di alimentazione sull'angolo di radiazione

Un radiatore verticale per uso generale sulla banda delle frequenze ultra alte deve essere lungo 1/4 od 1/2 di lunghezza d'onda. Un'antenna verticale più lunga non avrebbe la sua massima radiazione ad angolo retto rispetto all'asse del radiatore e perciò non è adatta per l'impiego in cui si desidera che la massima radiazione sia parallela al suolo.

Sfortunatamente, un sistema di alimentazione che non sia perfettamente bilanciato e che presenti una certa irradiazione, non solo sottrae la potenza corrispondente all'antenna, ma inoltre ne distorce il diagramma di radiazione. Di conseguenza questo può essere tanto alterato che la radiazione risulta leggermente rivolta verso l'alto e la potenza che lascia l'antenna parallelamente alla terra è molto attenuata. Un radiatore verticale in mezz'onda alimentato alla estremità inferiore da un tronco di linea in quarto d'onda è un esempio di questo fatto; la piccola irradiazione dalla sezione di adattamento riduce la potenza irradiata parallelamente alla terra di circa 10 db.

Il solo rimedio consiste in un sistema di alimentazione che non disturbi il diagramma di radiazione dell'antenna stessa. Questo mostra che se si usa una linea a due fili sia la corrente, sia la tensione debbono presentare gli stessi valori (ancorchè in opposizione di fase) in ogni punto della linea. Se invece si usa una linea coassiale non si avrà corrente sulla superficie esterna del conduttore esterno.

I metodi per sottrarre la linea dai campi molto intensi nel punto ove essa si collega al radiatore saranno descritti più oltre in questo capitolo e cioè quando si descriveranno i singoli sistemi d'antenna.

Sezione trasversale del radiatore

Nel Capitolo XIII fu stabilito che non è opportuno usare del tubo di rame per antenne a media frequenza. La ragione sta nella notevole quantità di tubo richiesto, mentre la sezione trasversale resta sempre una frazione della lunghezza d'onda insufficiente per aumentare la larghezza di banda irradiata.

Alle frequenze altissime ed ultra alte, però, la lunghezza del radiatore è tanto ridotta che il costo di un conduttore di grande diametro è relativamente basso, anche con tubo di rame del diametro di 25 mm.

Con tali conduttori l'antenna avrà una risonanza molto più piatta e spesso tale caratteristica è desiderabile. Ciò è particolarmente vero quando un'antenna o un allineamento, devono essere usati su un'intera banda per dilettanti.

Si deve tener presente che con radiatori di notevole sezione, la lunghezza di risonanza del radiatore risulterà un po' inferiore; è infatti poco maggiore del 90 % di mezza lunghezza d'onda per un dipolo costruito con tubo di rame usato sopra i 100 MHz.

Isolamento L'isolamento ha un'importanza fondamentale alle frequenze altissime. Molti isolatori che hanno perdite molto basse a 30 MHz, risultano inefficienti a frequenze superiori ai 100 MHz.

Anche le ceramiche a basse perdite risultano non troppo buone quando la tensione a r. f. è elevata. Uno dei migliori e più pratici materiali isolanti a queste frequenze è il polistirolo.

Esso ha però lo svantaggio di essere fragile e di deformarsi per effetto del calore.

E' pratica comune, nel progetto di sistemi di antenne su frequenze altissime e ultra alte, il disporre i supporti isolanti dei radiatori nei punti di tensione relativamente bassa, in quanto, evidentemente, il migliore isolante è sempre l'aria. Le tensioni relative a linee di alimentazione non accordate che siano ben adattate, sono generalmente basse ed il problema dell'isolamento non è molto importante, pur dovendosi sempre usare dielettrici di buona qualità.

Polarizzazione dell'antenna Negli S. U. d'America per la radio-diffusione a modulazione di frequenza e per la televisione, nel campo delle altissime frequenze si usa di norma la polarizzazione orizzontale. Una delle principali ragioni di tale normalizzazione risiede nel fatto che l'uso di un'antenna ricevente polarizzata verticalmente riduce le interferenze di inserzione.

I dilettanti usano invece praticamente, nel campo delle frequenze altissime ed ultra alte, antenne polarizzate sia verticalmente, sia orizzontalmente. Le stazioni mobili sono sempre polarizzate verticalmente, a causa delle esigenze costruttive delle antenne installate su automobili. La maggior parte delle stazioni il cui funzionamento è intermittente od occasionale utilizzano antenne verticali regolabili sia in trasmissione, sia in ricezione. Invece le stazioni che debbono funzionare con continuità e tendere a collegamenti sulla massima distanza possibile sulle bande di 50 e di 144 MHz, si valgono quasi sempre della polarizzazione orizzontale.

L'esperienza ha mostrato che si verifica una notevole attenuazione di segnale quando si usa la polarizzazione incrociata (antenna trasmittente con un tipo di polarizzazione e antenna ricevente con l'altro tipo) in tutti i collegamenti su dette bande che si basano sull'onda di terra. Però quando il collegamento utilizza la riflessione sporadica dello strato

TAVOLA DELLE LUNGHEZZE D'ONDA

Freq. in MHz	1/4 λ spazio m	1/4 λ antenna m	1/2 λ spazio m	1/2 λ antenna m
50,0	15,0	14,1	30,0	28,2
50,5	14,83	13,95	29,7	27,9
51,0	14,66	13,8	29,4	27,6
51,5	14,55	13,65	29,1	27,3
52,0	14,4	13,5	28,8	27,0
52,5	14,3	13,4	28,6	26,8
54,0	13,9	13,0	27,8	26,0
53,0	14,15	13,3	28,3	26,6
144	5,2	4,88	10,4	9,76
145	5,18	4,85	10,36	9,70
146	5,13	4,80	10,26	9,60
147	5,08	4,77	10,16	9,54
148	5,05	4,72	10,10	9,44
235	3,20	3,00	6,40	6,00
236	3,17	2,99	6,35	5,98
237	3,16	2,97	6,32	5,94
238	3,15	2,96	6,30	5,92
239	3,14	2,95	6,28	5,90
240	3,12	2,94	6,24	5,88
420	1,79	1,69	3,58	3,38
425	1,77	1,67	3,54	3,34
430	1,75	1,65	3,50	3,30

La colonna « 1/2 λ - nello spazio » deve essere usata per misure di frequenze con fili di Lecher.

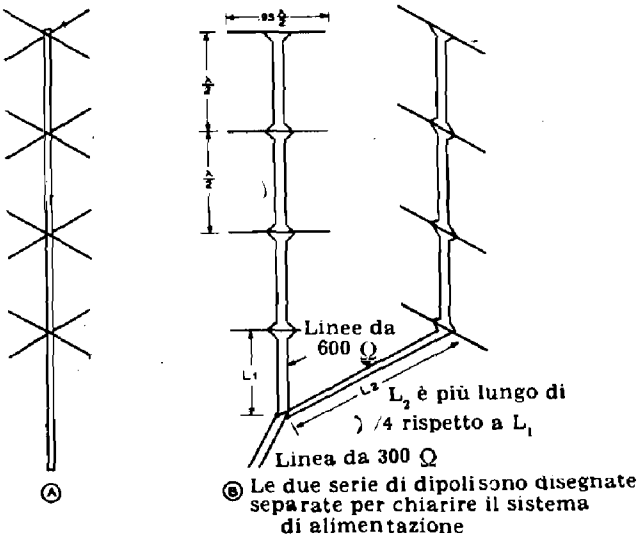


Figura 2.

ALLINEAMENTO DI DIPOLI INCROCIATI SOVRAPPOSTI

Un sistema di antenna come qui illustrato concentra il segnale irradiato nei bassi angoli di irradiazione utili nel campo delle VHF, ma non dà direttività orizzontale. Per le sezioni radianti possono essere usati elementi ripiegati.

E, l'uso della polarizzazione incrociata non sembra portare una apprezzabile attenuazione nell'intensità del segnale. Pertanto all'operatore che deve comunicare con frequenze altissime (e specialmente sui 50 MHz) si pone il problema: se si deve effettuare il collegamento con tutte le stazioni che operano nella stessa banda, occorre provvedere la possibilità di comunicare tanto con polarizzazione verticale quanto con polarizzazione orizzontale. Tale problema è stato risolto in molti casi con la costruzione di un sistema di antenna che può essere ruotato nel piano di polarizzazione, oltre a poter essere ruotato nel piano azimutale. Varie antenne di questo tipo sono descritte nel Cap. XVI.

Un'altra soluzione del problema, che richiede una struttura meccanicamente più semplice, consiste nell'installare una antenna verticale ad altezza regolabile per il funzionamento con polarizzazione verticale e di usare un allineamento a più elementi polarizzati orizzontalmente per le trasmissioni « d x ».

15-2 Allineamenti polarizzati orizzontalmente

Come già si è detto, nel campo delle frequenze altissime ed ultra alte non è raccomandabile usare sistemi di antenna che non concentrino l'irradiazione entro angoli di elevazione molto piccoli. E' per questa ragione che il dipolo orizzontale e gli allineamenti « colineari » disposti orizzontalmente sono generalmente inutilizzabili per queste frequenze.

Gli allineamenti che usano elementi in fila o a fase progressiva, che concentrano l'irradiazione entro bassi angoli di elevazione, sono invece consigliati per le altissime frequenze. Gli allineamenti del tipo « Lazi H », a cortina Sterba, a padiglione orizzontale, e quelli con elementi eccitati parassiticamente, sono pure raccomandati per queste frequenze. Le dimensioni dei primi tipi di allineamenti possono essere determinate coi dati riportati nel capitolo precedente e con riferimento alla *Tabella delle lunghezze d'onda riportate in questo capitolo.*

Gli allineamenti che usano dipoli orizzontali sovrapposti, quali vengono usati nelle stazioni di diffusione per TV e per MF, possono dare un guadagno molto elevato pur non presentando un diagramma di radiazione molto acuto. Un sistema costituito da dipoli incrociati, come riportato in figura 2A, che siano

alimentati con sfasamento di 90°, viene chiamato « turnstile ». Lo sfasamento di 90° tra una serie di dipoli e l'altra, perpendicolare alla prima, può essere ottenuto alimentando una serie con una linea che sia più lunga di 1/4 d'onda di quella che alimenta l'altra serie di dipoli. Il guadagno teorico, di una simile antenna, supposta nello spazio libero, è superiore di circa 5 db a quello del dipolo in mezz'onda, ma in pratica, nella banda a frequenze ultra-alte si otterrà un guadagno effettivo notevolmente più alto e in *tutte* le direzioni rispetto ad un dipolo. Se la seconda serie di quattro dipoli è posta ad una distanza dalla prima pari ad un quarto d'onda ed è eccitata parassiticamente dai dipoli come un riflettore (o come un direttore), si otterrà un guadagno di circa 10 db ed il diagramma di radiazione orizzontale sarà ancora abbastanza ampio.

Per la massima parte il guadagno degli allineamenti di questo tipo deriva infatti dalla concentrazione di quasi tutta l'irradiazione entro bassi angoli.

Gli allineamenti con alcuni elementi eccitati parassiticamente stanno conquistando un crescente favore nel campo delle altissime frequenze. Un esame particolareggiato della lunghezza degli elementi, dei metodi di alimentazione, dell'installazione e dell'accordo, è dato nel cap. XVI.

15-3 Antenne ed allineamenti polarizzati verticalmente

Per comunicazioni circolari con una sola antenna si usa comunemente un radiatore verticale. Con questo tipo di antenna non si può usare una linea di alimentazione a fili paralleli, ma si consiglia un cavo coassiale con dielettrico di polietilene ad esempio il tipo RG-8/U. Nella figura 3 sono indicati tre metodi pratici per alimentare il radiatore con cavo coassiale. L'antenna (A) viene detta « a manicotto » o « ipodermica »; la metà inferiore del radiatore è costituita da un grosso pezzo di tubo attraverso il quale passa il cavo coassiale. In (B) è illustrata l'antenna verticale « ground plane » ed in (C) una variante di quest'ultima.

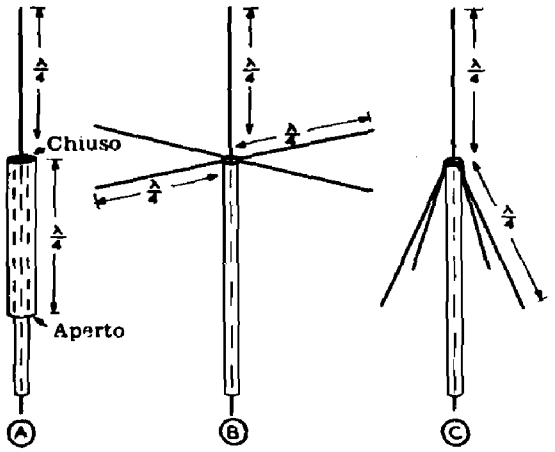


Figura 3.

TRE RADIATORI POLARIZZATI VERTICALMENTE A BASSO ANGOLO DI RADIAZIONE

In (A) è illustrato un radiatore detto « a manica ». In (B) è rappresentato un radiatore verticale a « schermo di terra » ed in (C) una sua modificazione che aumenta l'impedenza del punto di alimentazione ad un valore tale da potervi collegare direttamente una linea coassiale senza che in essa si determinino onde stazionarie.

La resistenza di radiazione dell'antenna (B) è di circa 30 Ω, valore che non coincide con nessuno dei valori di impedenza caratteristica dei cavi coassiali normali. Per ottenere un buon adattamento il primo quarto di lunghezza d'onda della linea deve avere un'impe-

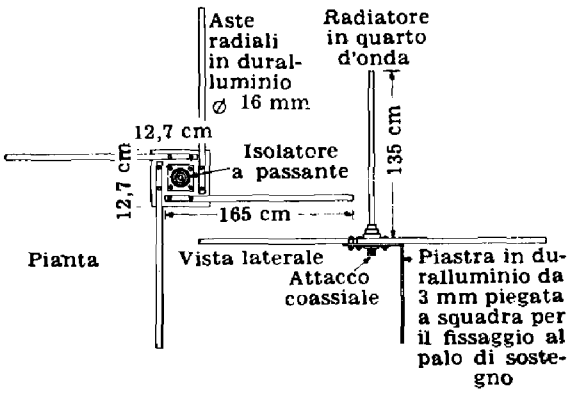


Figura 5.

PARTICOLARI COSTRUTTIVI DELL'ANTENNA VERTICALE A SCHERMO DI TERRA

denza caratteristica di 52 Ω ed il tratto residuo della linea un'impedenza di circa 75 Ω. Pertanto la prima sezione di linea in quarto d'onda viene usata come trasformatore di adattamento.

In pratica l'antenna consisterà in uno stelo, lungo un quarto d'onda, fissato, mediante un isolatore, in cima ad un palo o ad un'asta tubolare. Non si richiede un isolamento particolarmente buono in quanto la tensione alla estremità inferiore di un radiatore in quarto d'onda, è molto bassa. Delle aste rigide lunghe da 0,25 λ a 0,28 λ vengono disposte radialmente, come indica la figura, e collegate elettricamente fra loro. Siccome il punto di connessione è effettivamente al potenziale di terra, non occorre alcun isolamento: le aste orizzontali vengono fissate direttamente al palo di sostegno, anche se questo è metallico. La linea coassiale deve essere del tipo a basse perdite specificatamente costruita per le altissime frequenze. Il conduttore esterno viene connesso alle aste radiali e quello interno alla base del radiatore verticale.

La variante indicata in (C) consente l'adattamento diretto ai normali cavi coassiali flessibili con impedenza caratteristica da 50 o 70 ohm, senza cioè il tronco di linea di adattamento. Se le aste inferiori abracciano strettamente la linea ed il palo di sostegno l'impedenza del punto di alimentazione è di circa 70 Ω. Se invece esse sono inclinate verso l'esterno in modo da formare un angolo di circa 30° col tubo di sostegno, l'impedenza risulta di circa 50 Ω.

Costruzione di un'antenna verticale

Nella fotografia di figura 4 è illustrato un tipo relativamente semplice di antenna verticale « ground-plane » adatta per il campo delle altissime frequenze. I particolari costruttivi di questa antenna sono dati in figura 5. Un'antenna di questo tipo è di costruzione abbastanza facile e dà buoni risultati se alimentata direttamente all'estremità inferiore del radiatore con un cavo coassiale da 52 Ω. Teoricamente il rapporto d'onde stazionarie dovrebbe essere da 1,5 a 1, ma in pratica questo limitato valore non produce effetti dannosi sul cavo coassiale.

Un progetto di antenna verticale, che dà un più accurato adattamento con un cavo coassiale da 70 Ω, è rappresentato nella figura 6 e disegnato in figura 7. Questo tipo è spesso chiamato « antenna unipolare ricurva ». Il migliore adattamento d'impedenza fra il punto di alimentazione del dipolo e la linea di trasmissione, è ottenuto incurvando il radiatore, nel modo generalmente usato per i dipoli ricurvi, e collegando a terra un estremo mentre il conduttore interno del cavo coassiale è connesso all'altra estremità del radiatore.

L'uso del dipolo ricurvo (o unipolo) quando entrambi i conduttori hanno lo stesso diametro, porta a moltiplicare per 4 l'impedenza del punto di alimentazione.

Poichè l'impedenza del punto di alimentazione all'estremità inferiore di una antenna verticale « ground-plane » è di circa 30 Ω, l'uso del dipolo ricurvo costruito con un conduttore di ugual diametro darà un'impedenza nel punto di alimentazione di circa 120 Ω. Poichè le impedenze normali dei cavi coassiali di polietilene sono di 52 e di 70 Ω conviene attuare un rapporto d'impedenza inferiore a quattro. Se il diametro della metà del radiatore che è connesso alla linea di alimentazione è maggiore del diametro della metà del radiatore che è connesso a terra, si ottiene effettivamente un rapporto d'impedenze inferiore a 4. Una discussione particolareggiata sul calcolo delle dimensioni dei conduttori per ottenere diversi valori d'impedenza è riportata nel Cap. XVI. Basta qui dire che praticamente non si può ottenere con questo metodo un piccolo aumento di impedenza, quale ad esempio da 30 a 52 Ω. E' preferibile in questo caso tollerare la moderata entità di onde stazionarie che si viene a stabilire sul cavo, oppure costruire un trasformatore mediante un tronco di linea coassiale in quarto d'onda, avente un'impedenza caratteristica di 38,5 Ω, disponendolo entro il tubo di sostegno dell'antenna.

Si può invece, usando il sistema a « unipolo ripiegato », adattare l'impedenza di atenna di 30 Ω all'impedenza di 70 Ω del cavo coassiale. Ciò si ottiene ad esempio se il diametro della metà posta a terra dell'unipolo ricurvo è di 6,35 mm e se l'altra metà, collegata al conduttore centrale del cavo coassiale è di 15,88 mm essendo la distanza fra centro e centro dei due bracci dell'unipolo da 25 a 35 mm. Queste sono le dimensioni adottate nell'antenna fotografata nella figura 6.

Il numero delle aste radiali nei vari tipi di antenna « ground-plane » ha una notevole influenza sull'impedenza del punto di alimentazione e sulle caratteristiche di irradiazione. Sperimentalmente si è rilevato che le aste radiali non devono essere meno di tre e che aumentandone il numero oltre quattro non si ha praticamente alcun miglioramento nell'efficienza del'antenna, né un tangibile effetto sull'impedenza del punto di alimentazione. L'esperienza ha pure dimostrato che le aste radiali devono avere una lunghezza un po' maggiore di un quarto d'onda per ottenere i migliori risultati. La lunghezza di 0,28 λ è risultata ottima. Così ad esempio per una antenna verticale « ground-plane » per 50 MHz le aste radiali devono essere di 168 cm.

15-4 L'antenna a disco e cono

L'antenna disco-conica è un radiatore onnidirezionale polarizzato verticalmente, che ha caratteristiche di banda molto larga ed una struttura semplice e rudimentale. Questa antenna presenta un'impedenza nel punto di alimentazione praticamente uniforme e adatta per il collegamento diretto con linee coassiali su una banda di alcune ottave. Anche il diagramma di radiazione è adatto per la trasmissione con onde di terra su più ottave giacchè il guadagno varia trascurabilmente su un vasto campo di frequenze.

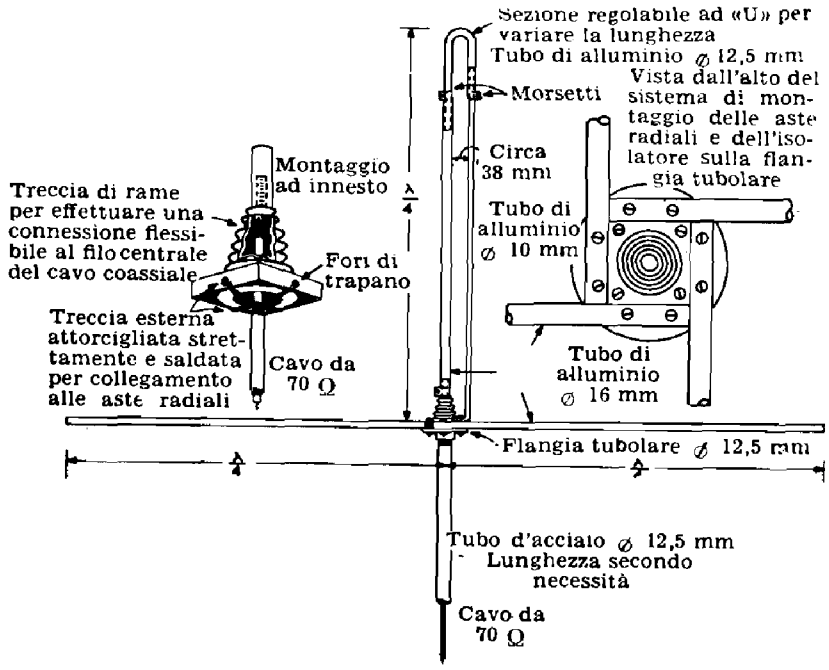


Figura 7.

PARTICOLARI COSTRUTTIVI DELL'ANTENNA VERTICALE A « UNIPOLO RIPIEGATO » CON SCHERMO DI TERRA

Un'antenna disco-conica per dilettanti può essere costruita con materiali poco costosi e con gli usuali utensili di laboratorio. Una simile antenna adatta per radiodilettanti sulle bande delle frequenze altissime ed ultra-alte è disegnata in figura 8. La distanza D deve essere circa uguale ad un quarto della lunghezza d'onda nello spazio corrispondente alla frequenza più bassa. L'antenna può allora essere impiegata su un campo di frequenze con rapporto di almeno 8 a 1. A talune frequenze entro questo campo, il diagramma di radiazione verticale tende ad alzarsi leggermente, causando una debole diminuzione di guadagno ad angolo di elevazione nullo.

Per frequenze inferiori a quelle per cui la generatrice del cono è uguale ad un quarto di lunghezza d'onda, il rapporto d'onde stazionarie comincia a salire e cresce molto rapidamente per frequenze inferiori del 20 % al valore suddetto.

Quest'ultimo valore è detto perciò « frequenza di taglio » dell'antenna. Assumendo l'altezza D pari a circa un quarto della lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza più bassa utilizzata (con riferimento al diagramma di figura 9) il rapporto d'onde stazionarie risulterà inferiore ad 1,5 per tutto il campo di lavoro dell'antenna.

L'antenna disco-conica può essere considerata come un caso intermedio tra una tromba elettromagnetica ed un unipolo « ground-plane » rovesciato. Rispetto alla linea di alimentazione si comporta come un filtro passa alto ben adattato.

Particolarità costruttive Il disco di sommità ed il manto conico possono essere costruiti con lamiera o rete metallica, oppure con 12 o più aste radiali. Se si usa reta metallica si dovrà realizzare un'intelaiatura di sostegno con tondino, o tubo. Nella

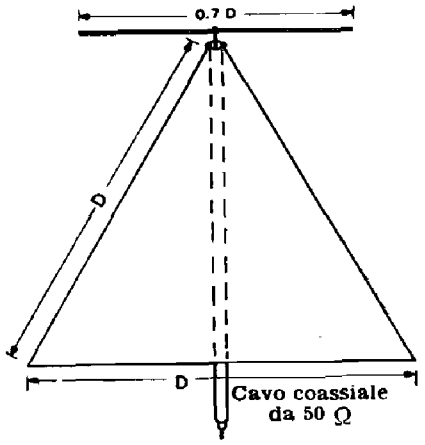


Figura 8.

RADIATORE DISCO-CONICO A LARGA BANDA

Questo tipo di antenna irradia onde polarizzate verticalmente su un campo di frequenze molto ampie. Il disco può essere costruito in lamiera, oppure con un insieme di aste radiali, o infine con una rete di filo metallico; il cono viene preferibilmente costruito con sottile lamiera di alluminio. Una sola antenna può essere usata sulle bande per dilettanti di 50, 144 e 220 MHz. La dimensione D viene determinata, in base alla frequenza minima da usare, valendosi del diagramma di fig. 9.

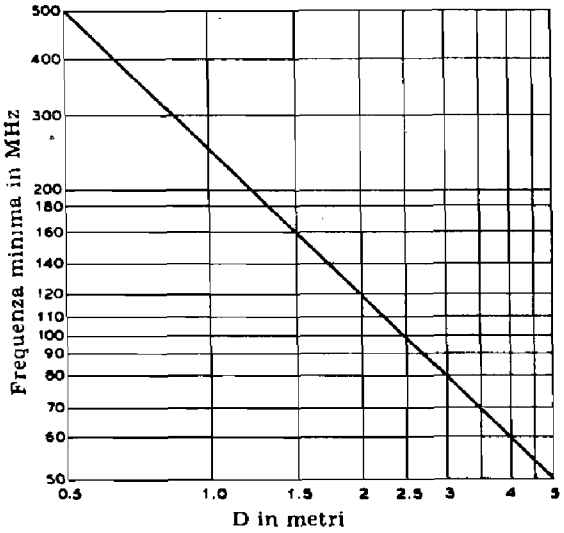


Figura 9.

DIAGRAMMA PER IL PROGETTO DELLE ANTENNE « DISCO-CONICHE »

soluzione con aste radiali esse dovranno essere collegate all'estremità da un anello rigido. Tali intelaiature non sono necessarie alle più alte frequenze date le dimensioni ridotte che assumono il disco ed il cono.

Il disco è sostenuto da tre isolatori portanti, di ceramica a basse perdite, o di polistirolo, fissati alla sommità del cono. Questa è posta a terra mediante il palo di sostegno ed il conduttore esterno del cavo coassiale, che corre nell'interno del palo di sostegno, se esso è costituito da un tubo metallico. Un'altra disposizione, più adatta per stazioni mobili, si ha fissando la base del cono direttamente ad un effettivo piano di terra, quale ad esempio il tetto metallico di un'automobile.

15-5 Allineamenti polarizzati verticalmente

Gli allineamenti di antenna quali i fasci a padiglione piano e il tipo « Lazy-H » (quando quest'ultimo è alimentato al centro anzicchè ad un estremo) possono essere usati con gli elementi a disposizione verticale per produrre un irradiazione polarizzata verticalmente. Due tipici esempi sono rappresentati nella figura 10 e 11. Altri due tipi di allineamenti, particolarmente adatti per la polarizzazione verticale, sono illustrati in figura 12. In tutti questi allineamenti è importante che il tronco di linea di adattamento e la stessa linea di alimentazione si dipartano perpendicolarmente dal piano dell'antenna per una distanza di almeno due lunghezze d'onda. Se il tronco di adattamento o la linea sono più vicine ad un radiatore che ad un altro si inducono correnti parassite nella linea di alimentazione.

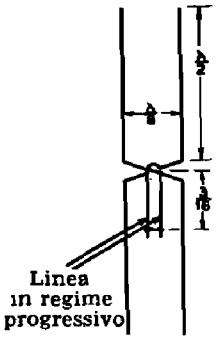


Figura 10.

ANTENNA A FASCIO CON PADIGLIONE ORIENTATO PER OTTENERE UNA POLARIZZAZIONE VERTICALE

Per i dati di progetti su questa antenna si deve far riferimento alla fig. 16 del precedente capitolo. Il tronco di linea di adattamento deve essere equidistante dai due elementi radianti inferiori.

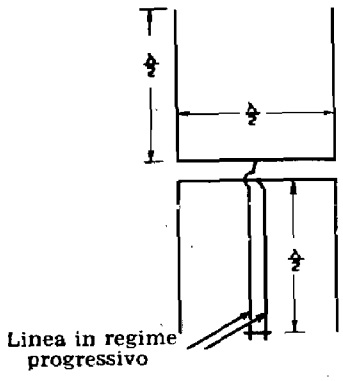


Figura 11.

ALLINEAMENTO AD « H » SISTEMATO PER POLARIZZAZIONE VERTICALE

Il tronco di linea in mezz'onda per l'adattamento delle impedenze alimenta il centro della sezione fasatrice. Il tronco deve essere equidistante dai due radiatori inferiori.

15-6 Antenna elicoidale a fascio

La maggior parte delle antenne per frequenze altissime e ultra-alte presenta una irradiazione polarizzata o verticalmente, oppure orizzontalmente (polarizzazione in un piano). Però le antenne polarizzate *circolarmente* hanno interessanti caratteristiche che possono essere utili in certe applicazioni. L'installazione di una simile antenna può infatti risolvere il problema del collegamento fra una stazione con antenna a polarizzazione orizzontale ed un'altra con polarizzazione verticale.

L'energia di un'onda polarizzata circolarmente è ripartita ugualmente nella componente a polarizzazione verticale ed in quella a polarizzazione orizzontale, essendo le due componenti sfasate di 90°.

L'onda polarizzata circolarmente può essere sinistrorsa, o destrorsa, a seconda che la componente polarizzata verticalmente anticipa o ritarda sulla componente orizzontale.

Un'antenna a polarizzazione circolare potrà captare qualsiasi onda che sia polarizzata su un piano orizzontale, o verticale, oppure diagonale.

Così un'onda che sia polarizzata circolarmente potrà essere ricevuta da una antenna a polarizzazione piana indipendentemente dall'orientamento di tale polarizzazione.

Si noti però che quando si usano antenne a polarizzazione circolare ai due estremi di un collegamento, entrambe le antenne dovranno essere, o a polarizzazione destrorsa, o a polarizzazione sinistrorsa. Questo offre interessanti possibilità per la riduzione delle interferenze.

La struttura più semplice per un'antenna direzionale a fascio con polarizzazione circolare è forse quella elicoidale di Kraus. L'antenna consiste semplicemente in una elica di filo metallico, con asse perpendicolare ad un disco messo a terra, alimentata con cavo coassiale. Nel campo delle frequenze ultra-alte e nelle gamme superiori del campo delle frequenze altissime le dimensioni dell'elica risultano abbastanza piccole perchè si possa costruire una struttura rotante senza eccessive difficoltà.

Se l'antenna elicoidale a fascio è ben dimensionata essa può classificarsi fra quelle a « larga banda ». Infatti il lobo principale del diagramma di radiazio-

ne, nelle condizioni di dimensionamento ottimo, presenta piccole variazioni, mentre l'impedenza del punto di alimentazione resta quasi invariato attorno ad un valor medio di 125 Ω, per un campo di frequenze con rapporto da 1,7 a 1.

Il senso della « rotazione elettrica » (destrorso o sinistroso) dipende dal senso di avvolgimento dell'elica.

Un'antenna alicoidale a fascio con 6 spire è schermatizzata in figura 13. Le dimensioni ivi indicate daranno buoni risultati su un campo di frequenze compreso entro il ± 20 % della frequenza di progetto. Ciò dimostra che le dimensioni non sono particolarmente critiche quando l'antenna deve essere usata per una sola frequenza o per una banda di frequenze abbastanza ritsrette quali sono quelle per radiodilettanti. Alla frequenza di progetto l'apertura del fascio è di circa 50° ed il guadagno di potenza di 12 db se riferito ad un'antenna non direttiva con polarizzazione circolare.

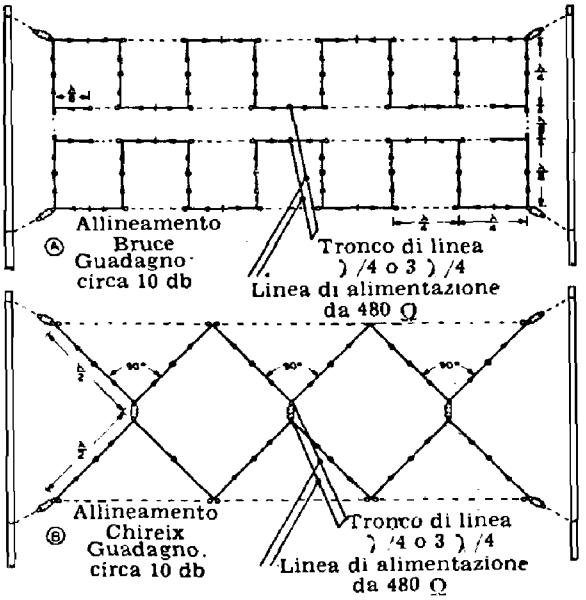


Figura 12.

DUE ALLINEAMENTI POLARIZZATI VERTICALMENTE AD ELEVATO GUADAGNO

Una coppia di allineamenti sovrapposti tipo Bruce è disegnata in (A), mentre in (B) è illustrata una coppia di allineamenti sovrapposti tipo Chireix.

Lo schermo di terra Per il campo di frequenza da 100 a 500 MHz uno schermo di terra può essere convenientemente realizzato con rete metallica a maglie di 2,5 cm fissate su un telaio circolare o quadrato che potrà essere sia di legno, sia di metallo. La rete dovrà essere del tipo trattato galvanicamente dopo la tessitura. Una piccola lamiera metallica, di diametro pari a circa D/2 deve essere fissata al centro dello schermo mediante stagnatura. Questo disco potrà essere di ferro stagnato galvanicamente o di rame. Il conduttore esterno del cavo coassiale (RG-63/U di 125 Ω) viene collegato a questo disco ed il conduttore interno si collega all'elica attraverso un foro pratico al centro del disco. L'estremità del cavo deve essere sigillata per evitare l'introduzione di umidità.

Il radiatore elicoidale Si noterà che il fascio vero e proprio consta di sei spire intere. L'inizio dell'elica si trova ad una distanza S/2 dallo schermo di terra (essendo S il passo dell'elica) ed il conduttore va direttamente dal centro dello schermo di terra al punto d'inizio dell'elica.

Per l'elica è adatto un tubo di alluminio ricotto, oppure un conduttore pieno, pure di alluminio abbastanza dolce.

Nel campo delle frequenze altissime è necessario sostenere l'elica mediante

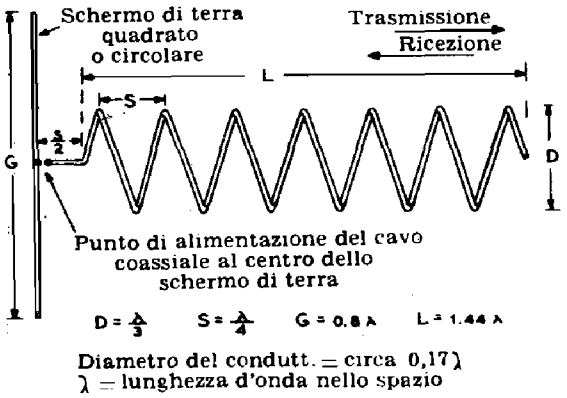


Figura 13.

ANTENNA ELICOIDALE A FASCIO

Questo tipo di antenna direttiva dà ottimi risultati su una gamma di frequenze con rapporto 1,7 o 1,8 a 1. Le sue dimensioni sono però tali da renderla generalmente non realizzabile quale antenna orientabile per frequenze inferiori ai 100 MHz. Il conduttore centrale del cavo coassiale di alimentazione passa attraverso lo schermo di terra per collegarsi al punto di alimetnazione. Il conduttore esterno del cavo coassiale deve essere messo a terra insieme allo schermo.

due o quattro longheroni di legno. Essi dovranno avere la minima sezione trasversale, compatibile con la resistenza meccanica del complesso, e dovranno essere protetti con più strati di vernice. Il disco di terra è fissato in testa ai longheroni e l'insieme è sostenuto nel centro di gravità, se esso deve essere girevole.

Il tubo di alluminio, nei diametri maggiori, si trova in commercio solo per lunghezze inferiori ai 2 m. In tali casi si congiungono diversi tronchi mediante giunture telescopiche fissate con viti. Il tubo viene avvolto su un cilindro a spire serrate, che vengono poi spaziate secondo il passo desiderato. Si noti che la lunghezza di una spira completa è maggiore della circonferenza di un cerchio di diametro D. Tuttavia è inutile in qualsiasi caso cercare di calcolare di quanto si deve aumentare il diametro iniziale, per compensare la diminuzione che si verifica quando le spire vengono distanziate, giacchè il tubo tende ad allargarsi elasticamente ad un diametro non determinabile a priori quando viene tolto dal cilindro usato per l'avvolgitura.

Tale aumento di diametro dipende dalla durezza, dal diametro e dallo spessore della parete del tubo usato. Può quindi essere utile provare con una sola spira su cilindri di diverso diametro per trovare quel valore iniziale che darà il diametro voluto dell'elica a spire distanziate del passo prestabilito.

Antenna elicoidale con banda da 144 a 225 MHz

Un'antenna elicoidale molto utile per frequenze altissime, che potrà ricevere, con buon guadagno, segnali con frequenze comprese nell'intero campo da 144 a 225 MHz, può essere costruita usando le seguenti dimensioni basate su una frequenza centrale di 180 MHz.

D = 56 cm
S = 42 cm
G = 135 cm
Diam. est. del tubo 2,5 cm

Le dimensioni D e S si intendono riferite al centro del tubo. Queste dimensioni devono essere rispettate con la massima precisione poichè il campo 144 ÷ 225 MHz rappresenta pressochè il limite massimo di copertura di questo sistema di antenna.

Banda di televisione ad alta frequenza

Si rileva che una antenna costruita con le dimensioni suddetto può dare un'ottima rice-

zione televisiva per la televisione in alta frequenza oltre a coprire le bande, usate in USA per dilettanti, taxi e polizia, da 144 a 220 MHz.

Sulla banda dei 144 MHz l'angolo del fascio è di circa 60° se riferito ai punti di potenza metà rispetto alla massima; il guadagno è di 11 db rispetto ad una antenna non direzionale polarizzata circolarmente. Per la copertura dell'alta banda di televisione il guadagno sarà da 12 a 14 db con un angolo del fascio di circa 50°. Infine sulla banda per dilettanti sui 220 MHz l'angolo del fascio è di circa 40° con un guadagno di potenza di quasi 15 db.

Questo sistema d'antenna riceve i segnali, polarizzati verticalmente, o orizzontalmente, con ugual guadagno su tutto il campo di frequenza. Reciprocamente esso trasmette, sullo stesso campo, segnali che possono essere ricevuti con uguale intensità con antenne polarizzate sia verticalmente, sia orizzontalmente. Il rapporto d'onde stazionarie sarà molto basso su tutto il campo di frequenze, se si usa il cavo coassiale RG-63/U. Se il fascio è predisposto per la rotazione si deve fare attenzione che il cavo non venga piegato con raggio di curvatura troppo piccolo.

15-7 Antenna con riflettore a diedro

Questa antenna costituisce un buon radiatore nei campi delle frequenze altissime e ultra-alte. Essa può essere usata con elemento radiante verticale, nel qual caso la direttività è nel piano orizzontale, o azimutale, oppure con radiatore orizzontale e in questo caso la radiazione è polarizzata orizzontalmente

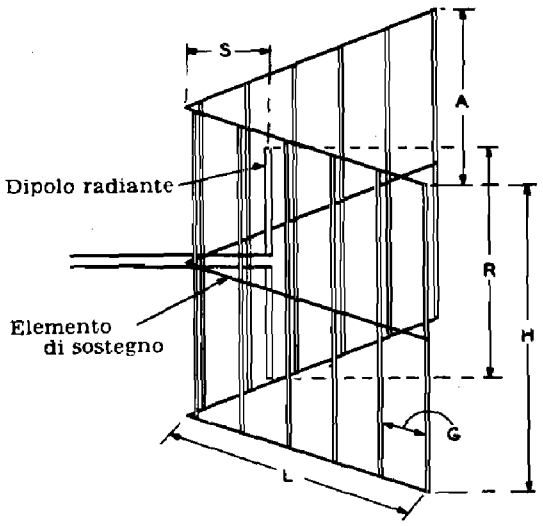


Figura 14.

COSTRUZIONE DELL'ANTENNA CON RIFLETTORE AD ANGOLO

Questo tipo di antenna può dare un alto guadagno con la massima semplicità nel sistema radiante. Può essere usata con polarizzazione tanto verticale quanto orizzontale. I dati di progetto sono raccolti nelle tabelle sottostanti.

e la direttività è principalmente nel piano verticale. Con l'antenna usata come sistema radiante polarizzato orizzontalmente si ha un fascio di angolo molto basso benchè il lobo del diagramma di irradiazione orizzontale sia molto stretto. Quando il radiatore è orientato verticalmente, il riflettore ad angolo funziona anche, con buoni risultati, come localizzatore di direzione.

I dati di progetto per l'antenna a riflettore angolare sono riportati in figura 14 e nella tabella seguente. Le faccie del diedro riflettore possono essere costituite da lamiere di rame o di alluminio per le bande di frequenza ultra-alte, mentre per le frequenze inferiori il riflettore può essere costituito da fili distanziati e con gli estremi inferiori e superiori saldati insieme. Si può anche usare, per i piani riflettenti, uno schermo di rame.

DATI DI PROGETTO PER RIFLETTORI A DIEDRO

Angolo diedro	Banda di freq. MHz	R	S	Dimensioni in m H	A	L	G	Impedenza d'alimentaz. Ω	Guadagno appross. db
90	50	2,79	2,08	3,56	5,08	5,85	0,458	72	10
60	50	2,79	2,92	3,56	5,85	5,85	0,458	70	12
60	144	0,97	1,02	1,22	2,54	2,54	0,127	70	12
60	220	0,62	0,63	0,76	1,82	1,82	0,076	70	12
60	420	0,33	0,35	0,46	0,92	0,92	schermo	70	12

NOTA: Le quote si riferiscono alla figura 14

I valori di spaziatura indicati nella tabella sono stati scelti in modo che la impedenza al centro del radiatore sia di circa 70 Ω. Ciò significa che l'elemento radiante può essere alimentato direttamente da una linea coassiale di 70 Ω, oppure che si può usare un trasformatore di adattamento in quarto d'onda, quale una sezione « Q », per ottenere l'adattamento d'impedenza tra il centro dell'elemento radiante ed una linea di 460 Ω costituita da due fili ∅ 2 mm e distanziati di 5 cm.

15-8 Antenna rombica orizzontale per frequenze altissime

Per collegamenti a frequenze ultra-alte in una direzione fissa, un'antenna rombica orizzontale consente un guadagno da 10 a 16 db con una costruzione più semplice di quella richiesta da una allineamento di dipoli sinfasici, avendo l'ulteriore vantaggio di poter essere utilizzate su un vasto campo di frequenze.

Eccettuate le frequenze più alte della banda VHF, un'antenna rombica che abbia un guadagno considerevole risulterà troppo grande per essere orizzontale. Tuttavia nelle località poste a 100 ÷ 200 km da un grande centro una antenna rombica si dimostra bene adatta per collegamenti con la zona urbana utilizzando l'onda di terra (polarizzate orizzontalmente) e costituisce, nello stesso tempo, un'ottima antenna ricevente per TV.

Il campo utile di frequenza per una antenna rombica nella gamma VHF è contenuto nel rapporto 2:1 ossia per frequenze maggiori del 40 %, o minori del 30 % rispetto a quelle di progetto. Questo campo è un po' inferiore di quello delle antenne rombiche usate nel campo delle alte frequenze, per comunicazioni che si valgano dell'onda spaziale. Per ricezione e trasmissione sull'onda di terra si utilizza soltanto la direzione di propagazione orizzontale ed un campo di frequenza con rapporto superiore a 2:1 non può essere coperto senza una variazione eccessiva nell'angolo verticale di massima irradiazione.

Le dimensioni di un'antenna rombica, in relazione alla frequenza di progetto, si deducono dal diagramma di figura 15, che fornisce l'angolo di inclinazione ottimo in funzione della lunghezza del lato (vedi figura 16). Il guadagno di un'antenna rombica cresce con la lunghezza dei lati. Non vi sono molti punti a favore della costruzione di antenne rombiche con lati più corti di 4 λ mentre la larghezza del fascio comincia a diventare eccessivamente ri-

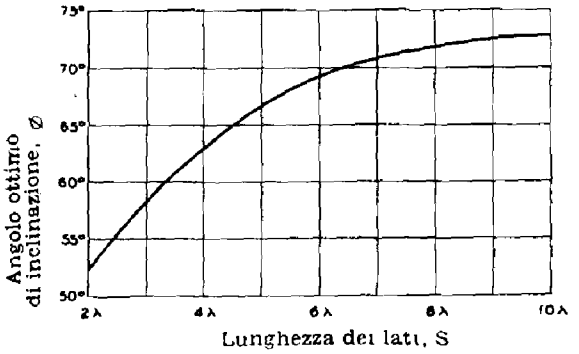


Figura 15.

DIAGRAMMA PER IL PROGETTO DI ANTENNE ROMBICHE PER VHF

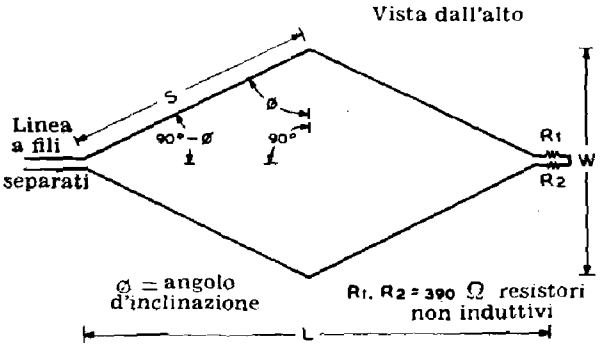


Figura 16.

COSTRUZIONE DELL'ANTENNA ROMBICA

stretta per lati di lunghezza maggiore di 8 λ.

Un buon compromesso tra larghezza del fascio e guadagno, si ha con una lunghezza dei bracci pari a 6 λ.

L'angolo d'inclinazione dato dal diagramma di figura 15 è basato su un « angolo d'onda » di zero gradi. Per lunghezze dei lati maggiori di 4 λ sarà necessario sviluppare di qualche percento le dimensioni dell'antenna (allungando leggermente i lati) se l'angolo d'elevazione del piano d'antenna supera i tre gradi.

La tavola I fornisce le dimensioni di due antenne rombiche a doppio uso. Una copre la banda dei dilettanti sui 6 m e la banda « bassa » di televisione. L'altra copre le bande dilettanti sui 2 m e su 1,25 m oltre alla banda « alta » di televisione; il guadagno è di circa 12 db rispetto ad un dipolo a mezz'onda e la larghezza del fascio è circa 6 gradi.

La linea di alimentazione Come linea di alimentazione si consiglia una linea bipolare con impedenza caratteristica di 450 o 600 Ω. Con una tale linea il rapporto di tensione d'onde stazionarie risulterà inferiore a 2:1. Una linea con spaziatura di 5 cm è adatta per frequenze inferiori ai 100 MHz, mentre per le frequenze più alte è consigliabile una spaziatura di 2,5 cm, come si usa nella linea tipo *Gonset* per installlazioni televisive.

Una tale linea può collegarsi direttamente al ricevitore televisivo con impedenza d'entrata di 300 Ω, purchè lo adattamento dal lato dell'antenna sia sufficientemente buono per sopprimere la doppia immagine, dovuta agli « echi » di linea, e ciò anche se sussiste un lieve disadattamento dal lato ricevitore. Se l'antenna deve essere usata solo in ricezione, la linea di alimentazione può essere costituita da un cavetto bifilare a nastro, a meno che la linea non sia troppo lunga.

Per linee molto lunghe è preferibile la linea a due fili separati perchè offre perdite più basse.

La più piccola antenna rombica della Tavola I può essere inserita entro la più grande senza effetti dannosi. Sono però consigliabili due linee distinte di alimentazione.

	Banda 6 m e banda alta TV	Bande 2 e 1,25 m banda bassa TV
Lato S	27 m	8,8 m
Lunghezza L	51 m	18,2 m
Larghezza W	20,5 m	7,15 m

S = 6λ alla frequenza di progetto.
ø = 68°

TAVOLA I.

Carico di chiusura Se l'antenna deve essere usata solo per ricezione, essa può essere chiusa su due resistenze di carbone da 390 Ω collegate in serie. Se si usano resistori da 2 W questo carico è adatto anche per una potenza massima irradiata di 10 W. Per più alte potenze non è facile reperire resistori che abbiano maggiore dissipazione termica ed insieme trascurabile reattanze alle frequenze più alte della gamma VHF.

Per potenze di alcune centinaia di watt un carico di chiusura si può realizzare con una linea ad alte perdite, costituita da fili di acciaio inossidabile (∅ 0,4 ÷ 0,5 mm) distanziati di 5 mm, chiusa a sua volta con due resistenze di carbone da 390 Ω, 2 W. La linea dissipativa deve avere una lunghezza non inferiore a 6 λ.

Lati a due fili spaziati Un certo miglioramento nelle caratteristiche di un'antenna rombica si può realizzare usando due fili per ogni lato, spaziati in verticale mediante distanziatori posti ai vertici del rombo.

L'altezza di questi distanziatori sarà di circa un decimo di lunghezza d'onda.

CAPITOLO SEDICESIMO

Antenne orientabili

Gli allineamenti d'antenna orientabili sono diventati ormai usuali per i collegamenti sulle bande di 28 e 50 MHz e sono anche usati comunemente sulla banda di 14 MHz oltrechè sulle frequenze superiori ai 144 MHz. Le antenne orientabili offrono molti vantaggi, sia per usi militari, sia per radiodilettanti. La direttività dei tipi di antenna comunemente usati, particolarmente degli allineamenti unidirezionali, consente una notevole riduzione nelle interferenze provenienti da direzioni diverse da quelle utilizzate. Inoltre, lo aumento dell'irradiazione a basso angolo, più ancora del guadagno teorico di tali antenne, porta ad un sensibile aumento sia dell'intensità del segnale trasmesso, sia di quella del segnale della stazione da ricevere.

Un vantaggio significativo di un'antenna orientabile, nel caso di normali stazioni, consiste nella riduzione dello spazio necessario per l'installazione dell'antenna. Infatti, uno dei migliori tipi d'installazione usa un solo palo telegrafico, con la struttura rotante dell'antenna montata in cima. Per ottenere con un allineamento fisso dei risultati che, siano, in ogni direzione azimutale, paragonabili per guadagno e direttività a quelli di una singola antenna a fascio rotante con tre elementi parassitici, sarebbe necessaria una superficie di parecchie migliaia di metri quadrati.

Vi sono due strutture normali di elementi radianti che, con polarizzazione orizzontale, contribuiscono ad ottenere un basso angolo d'irradiazione; esse sono l'allineamento a fase progressiva e l'allineamento in fila. Il normale fascio rotante con tre o quattro elementi può essere propriamente chiamato un *allineamento parassitico unidirezionale a fase progressiva.* Il sistema a fascio con padiglione orizzontale è un tipo di *allineamento bidirezionale a fase progressiva.* Il tipo di *allineamento ad elementi in fila* è pure molto efficace per ottenere un basso angolo d'irradiazione e benchè sia largamente usato nelle trasmittenti di radiodiffusione a modulazione di frequenza e per televisione, pure è stato poco usato nelle stazioni

per dilettanti ad antenna orientabile. In questo capitolo sarano esaminati questi tre tipi di allineamenti e le loro strutture rotanti.

16-1 Allineamenti parassitici a fase progressiva

Se un singolo elemento parassita viene posto su un lato di un dipolo radiante ad una distanza variabile da 0,1 a 0,25 lunghezze d'onda, detto elemento può essere accordato in modo da rendere l'allineamento praticamente direzionale.

Allineamenti a due elementi La distanza ottima per un « riflettore » di un allineamento a due elementi è di circa 0,15 λ e regolando accuratamente la lunghezza del riflettore si può ottenere un guadagno di circa 5 db, con una impedenza nel punto di alimentazione di circa 30 Ω.

Se l'elemento parassita deve essere usato come « direttore », la distanza ottima fra questo e l'elemento radiante è 0,1 λ. Il guadagno è teoricamente un po' superiore di quello corrispondente alla regolazione ottima dell'elemento quale riflettore (circa 5,5 db), ma la resistenza di radiazione scende a circa 15 Ω.

In entrambi i casi di utilizzazione dell'elemento parassita, quale direttore, o quale riflettore, in un allineamento a due elementi, il punto di ottima regolazione per un massimo guadagno sarà un po' diverso dal punto di massimo rapporto fra i segnali anteriore e posteriore. I due punti di regolazione sono tuttavia abbastanza vicini e si sceglierà l'uno o l'altro a seconda delle condizioni di funzionamento che si desiderano. Quando si regola l'allineamento a due elementi per il massimo rapporto fra i segnali frontali e posteriore, si ha una diminuzione di circa 1 db nel guadagno massimo.

L'allineamento a due elementi è più frequentemente usato nella banda dei 14 MHz, per la quale le dimensioni della struttura di sostegno diventerebbero proibitive con un maggior numero di elementi. Nella figura 1 è illustrato un tipico allineamento a due elementi con l'elemento parassita, agente come direttore, distanziato di 0,125 λ.

Lunghezza degli elementi A causa della mutua impedenza fra l'elemento radiante e quello parassita, la frequenza di risonanza del primo è diversa dal valore che si avrebbe in assenza dell'elemento parassita. Con un singolo *direttore* parassita l'elemento radiante dovrà essere *più lungo* rispetto alla normale lunghezza di risonanza. Con un *riflettore,* invece, l'elemento radiante dovrà essere *più corto*. Le esatte dimensioni sono date in figura 2.

Allineamento a tre elementi L'allineamento a tre elementi facente uso di direttore, radiatore e riflettore consente un rapporto fra i segnali frontale e posteriore di oltre 30 db ed un rapporto fra quelli frontale e laterale di 20 db par bassi angoli di radiazione. Il guadagno teorico è di circa 9 db rispetto ad un dipolo nello spazio libero. In pratica questo allineamento mostra spesso un guadagno apparente di 7 ÷ 10

Tipo di antenna	Lunghezza degli elementi in m-f in MHz					Distanza fra riferita a λ gli elementi	Guadagno approssimativo in db	Resistenza radiazione appr. in Ω
	radiatore	riflettore	1° direttore	2° direttore	3° direttore			
A 2 elementi con riflettore	$\frac{f}{142}$	$\frac{149}{f}$	—	—	—	0,15	5,0	30
A 2 elementi con direttore	$\frac{147}{f}$	—	$\frac{139}{f}$	—	—	0,1	5,5	15
A 3 elementi	$\frac{143}{f}$	$\frac{153}{f}$	$\frac{136}{f}$	—	—	0,1 D-0,2 R	7,0	20
A 3 elementi	$\frac{143}{f}$	$\frac{151}{f}$	$\frac{137}{f}$	—	—	0,25 D-0,25 R	8,0	50
A 4 elementi	$\frac{143}{f}$	$\frac{150}{f}$	$\frac{135}{f}$	$\frac{134}{f}$	—	0,2	9,0	13
A 5 elementi	$\frac{f}{143}$	$\frac{150}{f}$	—	$\frac{134}{f}$	$\frac{132}{f}$	0,2	10,0	10

Figura 2.

DATI DI PROGETTO PER ALLINEAMENTI PARASSITICI

I valori di guadagno e di resistenza di radiazione dati per gli allineamenti a più elementi sono soggetti a notevoli variazioni in relazione all'accordo degli elementi, e quindi detti valori possono essere assunti come valori medi.

db rispetto ad un dipolo orizzontale posto alla stessa altezza sul suolo (nelle bande di 28 e 14 MHz).

L'uso di più di 3 elementi è desiderabile quando la lunghezza della struttura portante è tale da consentire un distanziamento fra gli elementi di circa 0,2 λ. Allineamenti a quattro elementi sono molto comuni nelle bande di 28 e 50 MHz e talvolta si usano anche cinque elementi per aumentare il guadagno e la direttività. Con l'aumentare del numero di elementi aumentano il guadagno ed il rapporto tra i segnali frontale e posteriore, ma la resistenza di radiazione diminuisce e la larghezza di banda, ossia il campo di frequenze entro cui l'antenna potrà operare senza riduzione di efficienza, risulta diminuita.

Materiali per la costruzione degli elementi Benchè gli elementi possano essere costituiti da fili sostenuti con telai di legno, è sempre preferibile l'uso di elementi autoportanti tubolari. Quest'ultima soluzione è di più facile costruzione, di migliore estetica, non più costosa ed evita il problema di realizzare un isolamento abbastanza buono alle estremità degli elementi. La tensione raggiunge infatti valori tanto alti verso gli estremi degli elementi che le perdite diventano eccessive se l'isolamento non è eccellente.

Gli elementi possono essere costruiti con tubi d'acciaio a pareti sottili o con tubi di rame trafilati a sottile spessore, ma sono sempre preferibili i tubi di duralluminio. Sono anche consigliabili tubi rastremati di acciaio ramato costruiti specificatamente per questo scopo. E' anche reperibile il corredo completo col meccanismo di rotazione e l'indicatore di direzione per chi desidera acquistare l'intero complesso pronto per il montaggio.

Spaziatura degli elementi La distanza ottima per allineamento a due elementi è, come già si è accennato, di 0,1 λ per un elemento direttore e di 0,15 λ per uno riflettore.

Quando però all'elemento radiante si uniscono sia un direttore sia un riflettore per realizzare un allineamento a tre elementi, la spaziatura ottima viene stabilita, in funzione della larghezza di banda che l'antenna dovrà coprire. Una larga spaziatura (dell'ordine di 0,25 λ) fra gli elementi darà la maggiore larghezza di banda per un dato valore del rapporto d'onde stazionarie sulla linea di alimentazione dell'antenna. Minori spaziature possono essere usate quando è di particolare importanza la lunghezza del sostegno, ma per un dato valore del rapporto d'onde stazionarie e del guadagno massimo la banda di frequenza risulta più ristretta. Così il Q del sistema d'antenna risulterà aumentato quando si diminuisce la spaziatura fra gli elementi, portando ad una minor larghezza di banda, ed in pari tempo l'impedenza del punto di alimentazione sarà più bassa.

Per la copertura di larghe bande, come ad esempio per il campo da 26,96 a 29,7 MHz o da 50 a 54 MHz, si consiglia una spaziatura di 0,25 λ fra l'elemento radiante e ciascuno degli elementi parassiti.

Per bande più ristrette, come per la banda da 14 a 14,4 MHz, oppure per quella da 144 a 148 MHz, le spaziature consigliate dall'esperienza di molti operatori sono di 0,1 λ per il direttore o di 0,2 λ per il riflettore. I dati di progetto delle antenne che utilizzano queste spaziature sono riportati nella tabella di figura 2.

Lunghezza dell'elemento radiante

L'esperienza ha mostrato che l'elemento radiante in una tipica antenna parassitica a tre elementi, assumendo un rapporto diametro/lunghezza compreso fra 200 e 400, deve avere all'incirca la stessa lunghezza di una usuale antenna in mezz'onda. Così la formula base: $L = 468/f_{MHz}$, si è dimostrata soddisfacente nel determinare la lunghezza dell'elemento radiante. Se il radiatore consiste di una gabbia, di un dipolo ripiegato, o di un adattatore del tipo Y per aumentare l'impedenza del punto di alimentazione dell'elemento, la sua lunghezza dovrà essere ridotta di qualche percento per effetto dell'aumento del suo diametro effettivo.

La presenza di elementi parassiti di norma non deve determinare un disaccordo dell'elemento radiante. Questo si verifica quando gli elementi parassiti sono spaziati circa ugualmente rispetto al radiatore, se essi sono a grande spaziatura (maggiore di 0,2 λ), oppure quando il direttore è un po' più vicino del riflettore, se gli elementi sono a piccola spaziatura (ad esempio D = 0,1 λ, R = 0,2 λ oppure D = 0,1 λ ed R = 0,15 λ). Dovrà anche verificarsi che gli elementi parassiti siano entrambi disaccordati in misura pressocchè uguale rispetto alla lunghezza di risonanza del radiatore. Sotto tali condizioni l'effetto di accorciamento del direttore sul radiatore viene ad essere pressocchè compensato dall'effetto di allungamento del riflettore sul radiatore stesso.

Lunghezza degli elementi parassiti

L'esperienza ha dimostrato che è buona pratica tagliare gli elementi parassiti di un sistema a fascio di tre elementi alla lunghezza dedotta dalle formule di figura 2, prima dell'installazione dell'antenna. Un alli-

neamento così installato darà un buon guadagno sul segnale, un adeguato rapporto fra i segnali frontali e posteriori, ed una banda di frequenza dell'ordine dei valori già esposti. E' ben vero che i risultati a qualche frequenza particolare potrebbero essere migliorati di alcuni db con un accurato aggiustamento della lunghezza degli elementi per ottenere un maggior rapporto di unidirezionalità od un più alto guadagno massimo, ma tale procedimento porterebbe quasi sempre ad una riduzione della lunghezza di banda dell'antenna.

Più vicine sono le lunghezze degli elementi parassiti alla lunghezza di risonanza del radiatore e più bassa sarà la resistenza nel punto di alimentazione dell'elemento radiante nonchè la larghezza di banda dell'allineamento. Perciò per coprire una larga banda di frequenze il direttore deve essere sensibilmente più corto ed il riflettore più lungo dell'elemento radiante. Per esempio, il direttore deve risultare inferiore ad una mezz'onda anche in corrispondenza della frequenza limite superiore della banda in cui l'antenna deve operare, mentre il riflettore deve essere abbastanza lungo per funzionare da riflettore alla frequenza limite inferiore. In altri termini, nel caso di un'antenna che debba coprire la banda dei dilettanti da 26,96 a 29,7 MHz, oppure la gamma corrispondente ad un canale TV nella banda bassa, il direttore dovrà essere tagliato per la frequenza superiore della banda ed il riflettore per la frequenza più bassa. Nel caso della banda da 26,96 a 29,7 MHz ciò significa che il direttore dovrà essere più corto dell'8 % circa rispetto al radiatore, mentre il riflettore dovrà essere più lungo dell'8 %. Una simile antenna mostrerà un guadagno abbastanza costante, di circa 6 db, sulla gamma suddetta, mentre anche il diagramma di radiazione sarà esente da punti di inversione entro la banda.

Quando il campo di frequenza da coprire è più ristretto, come per un canale TV nella banda alta, per la banda dilettanti 14 ÷ 14,4 MHz, o per la metà inferiore della banda fonica di 28 MHz, il riflettore sarà più lungo del 5 % rispetto al radiatore ed il direttore più corto del 4 % circa. Una tale antenna, avrà un buon funzionamento nella gamma prevista, con diagramma di radiazione uniforme e con un guadagno da 7 a 8 db.

Antenne a più di tre elementi

Un piccolo aumento di guadagno si può ottenere con lo uso di più di due elementi parassitici contro una riduzione dell'impedenza nel punto di alimentazione e di una minore larghezza di banda. Un direttore in più porta un maggiore guadagno di circa 1 db, mentre l'aggiunta di due direttori (con un totale di cinque elementi compreso il radiatore) aumenterà ulteriormente il guadagno di un po' meno di 1 db.

Nel campo delle frequenze altissime (VHF) in cui l'elemento addizionale può essere aggiunto abbastanza facilmente e dove le larghezze di banda richieste sono piccole, l'uso di più di due elementi parassiti è sempre attuabile.

Sovrapposizione di allineamenti a fase progressiva

Più allineamenti parassitici possono essere sovrapposti, per aumentare il guadagno, come si fa per i dipoli (vedi

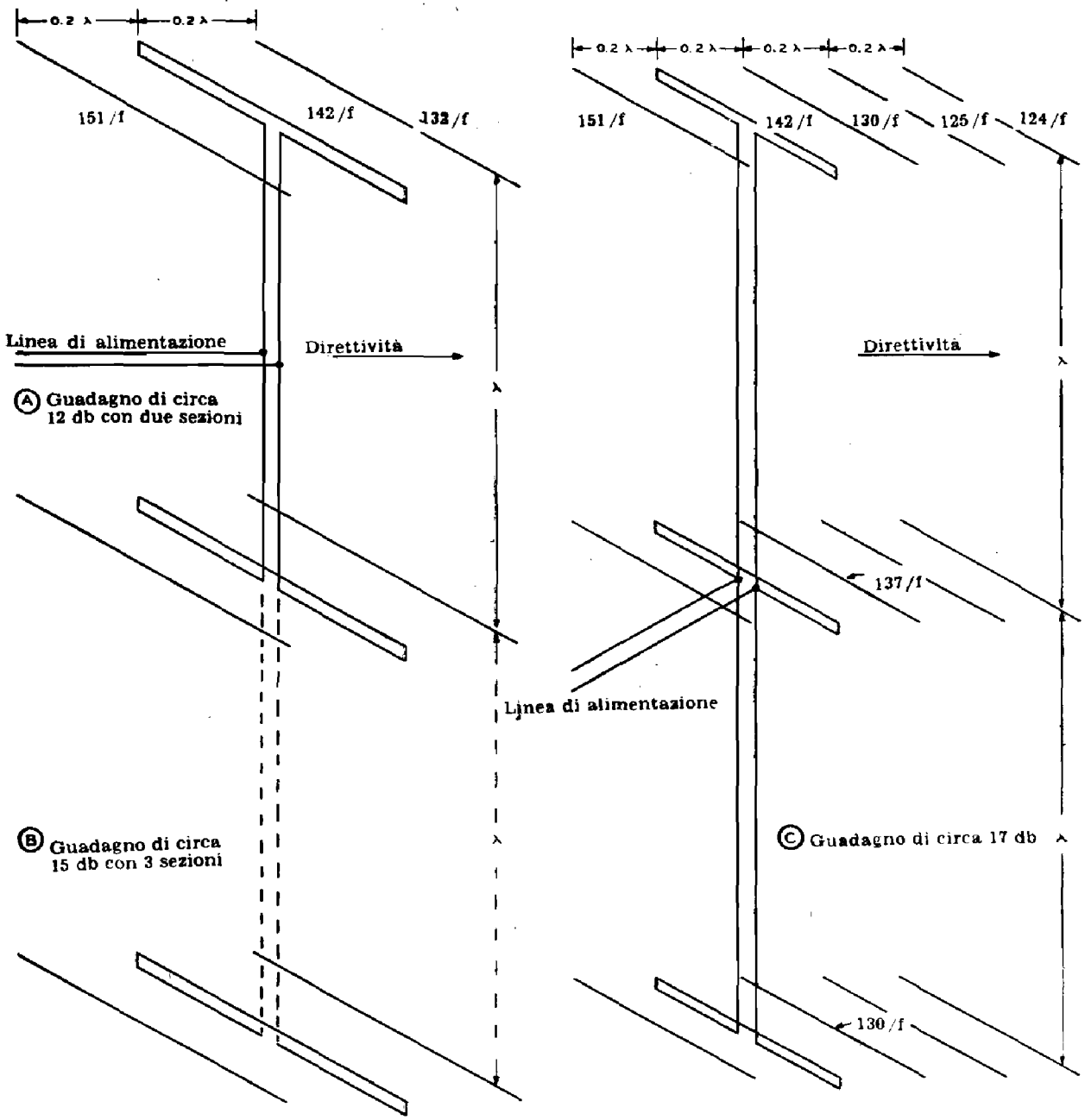


Figura 3.

ALLINEAMENTI TIPO « JAGI » SOVRAPPOSTI

E' possibile ottenere un guadagno relativamente elevato su una limitata larghezza di banda con allineamenti « Yagi » sovrapposti. L'allineamento a due sezioni illustrato in (A) dà un guadagno di circa 12 db, mentre aggiungendo una terza sezione, come in (B), il guadagno si porta a circa 15 db. Aggiungendo altri due direttori parassiti ad ogni sezione, come in (C), si eleva il guadagno a 17 db.

Capitolo XIV). Così se un allineamento di 6 dipoli dà un guadagno di 10 db, la sostituzione di ciascun dipolo con un allineamento a fase progressiva eleverà il guadagno di una quantità pari al guadagno di uno degli allineamenti. Gli allineamenti dovranno però essere distanziati maggiormente dei dipoli per

ottenere questo aumento teorico. Se, ad esempio, sei allineamenti a fase progressiva di 5 elementi ciascuno, il cui guadagno è di circa 10 db, vanno a sostituire i 6 dipoli suddetti, con adeguato aumento della spaziatura fra gli allineamenti, il guadagno dell'intero sistema si avvicinerà alla somma dei due guadagni e cioè a 20 db. Un gruppo di tali allineamenti, con le spaziature consigliate ed i guadagni approssimativi ottenibili, è illustrato nella figura 3.

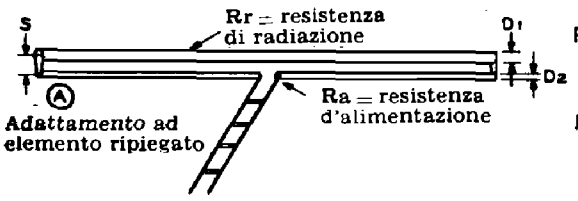
16-2 Sistemi di alimentazione per allineamenti parassitici

La tavola di figura 2 fornisce, oltre ad altri valori, quello approssimato della resistenza di radiazione riferita al centro dell'elemento attivo (radiatore) di un allineamento a più elementi parassiti. È ovvio, osservando i bassi valori della resistenza di radiazione, che si deve aver particolare cura nella scelta dei materiali usati e nella costruzione degli elementi dell'allineamento affinchè le perdite ohmiche nei conduttori non siano un'apprezzabile percentuale della resistenza di radiazione. È anche evidente che in molti casi si dovrà adottare uno dei metodi di trasformazione d'impedenza per adattare la bassa resistenza di radiazione di queste antenne, ai valori normali delle impedenze caratteristiche delle linee di alimentazione.

Alcuni metodi realizzabili per l'adattamento delle impedenze è illustrato nelle figure 4, 5, 6 e 7. Tutti questi metodi sono stati impiegati, ma alcuni di essi offrono vantaggi su alcuni altri, come qui verrà detto.

In generale non è desiderabile, dal lato meccanico, l'interruzione centrale del radiatore di un allineamento per inserirvi l'alimentazione del sistema. Si viene infatti ad escludere la possibilità di costruire un tipo d'antenna « tutto metallo » per imporre invece limitazioni meccaniche nei vari tipi costruttivi. Quando però si desidera avere la possibilità di una rotazione continua si è illustrata nella figura 6D, che utilizza un elemento radiatore in due pezzi con un trasformatore girevole per l'accoppiamento tra la linea di trasmissione e il radiatore. In effetto il metodo indicato in fig. 6 D è probabilmente quello più idoneo allo scopo predetto.

I sistemi di alimentazione illustrati in figura 4, presenteranno, in generale, perdite più basse di qualsiasi altro tipo di alimentazione, poichè le correnti che fluiscono nei circuiti di adattamento sono più basse che in qualsiasi altro sistema comunemente usato. L'adattamento ad elemento ripiegato, indicato nella figura 4 A, e l'adattamento « Yoke » della figura 4 B sono elettricamente i più soddisfacenti tra i metodi di adattamento. Però entrambi questi metodi richiedono la posa in opera di un conduttore addizionale collegato agli estremi dell'elemento radiatore e che viene a far parte del sistema di adattamento. l'adattamento ad elemento ripiegato è preferibile per frequenze di 50 MHz e superiori, dove le sezioni addizionali di tubo possono essere sostenute sotto l'elemento radiante principale senza grandi difficoltà. L'adattamento « yoke » può invece realizzarsi con buona stabilità meccanica per le bande di 28 e 14 MHz, essendo necessario semplicemente sospendere un filo sotto il radiatore. Il filo può essere tenuto distanziato dal superiore elemento autoportante per mezzo

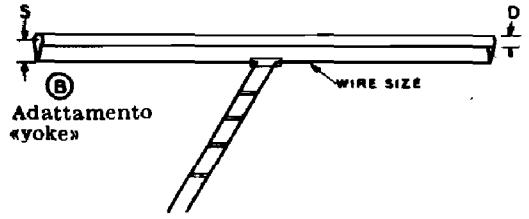


per $D_1 = D_2$ $R_a/R_r = 4$

per $D_1 = 25{,}4$ mm
$D_2 = 12{,}7$ mm $R_a/R_r = 6{,}9$
$S = 38$ mm

per $D_1 = 25{,}4$ mm
$D_2 = 6{,}35$ mm $R_a/R_r = 10{,}5$
$S = 38$ mm

per $D_1 = 25{,}4$ mm
$D_2 = 6{,}35$ mm $R_a/R_r = 16$



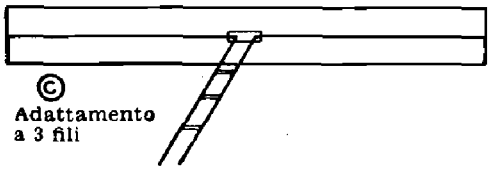
per $D = 25{,}4$ mm
$S = 76{,}2$ mm $R_a/R_r = 11$
filo ⌀ 2 mm

per $D = 25{,}4$ mm
$S = 50{,}8$ mm $R_a/R_r = 14$
filo ⌀ 2 mm

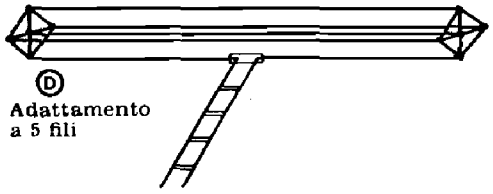
per $D = 25{,}4$ mm
$S = 38{,}1$ mm $R_a/R_r = 18$
filo ⌀ 2 mm

per $D = 25{,}4$ mm
$S = 25{,}4$ mm $R_a/R_r = 24$
filo ⌀ 3,3 mm

per $D = 25{,}4$ mm
$S = 25{,}4$ mm $R_a/R_r = 32$
filo ⌀ 2 mm



$R_a/R_r = 9$



$R_a/R_r = 25$ circa

Figura 4.
DATI PER GLI ADATTAMENTI AD ELEMENTI RIPIEGATI
In tutte le applicazioni normali dei dati qui riportati, l'elemento principale disegnato è l'elemento radiante di un allineamento parassita. Direttori e riflettori non sono rappresentati per chiarezza.

di alcune piccole piastrine di polistirolo con due fori in cui si infilano sia l'elemento principale sia il filo sottostante.

Il calcolo dell'adattamento di un elemento ripiegato Il calcolo delle condizioni di funzionamento del sistema di adattamento a dipolo ripiegato e di quello « Yoke », illustrati in figure 4 A e 4 B rispettivamente, è relativamente semplice. Nella figura 4 sono riportati a fianco delle figure alcune tipiche condizioni di lavoro. Nell'applicazione numerica è necessario semplicemente moltiplicare il rapporto R_a/R_r, tra la resistenza di alimentazione e quella di radiazione fornito nella tabella di figura 4), per la resistenza di radiazione del sistema d'antenna (v. figura 2) per ottenere l'impedenza che dovrà avere il cavo di alimentazione.

Supponiamo, ad esempio, che un'antenna a 3 elementi, con spaziatura 0,1 D - 0,2 R tra gli elementi debba essere alimentata per mezzo di una linea di 465 Ω costruita con fili ⌀ 2 mm distan-

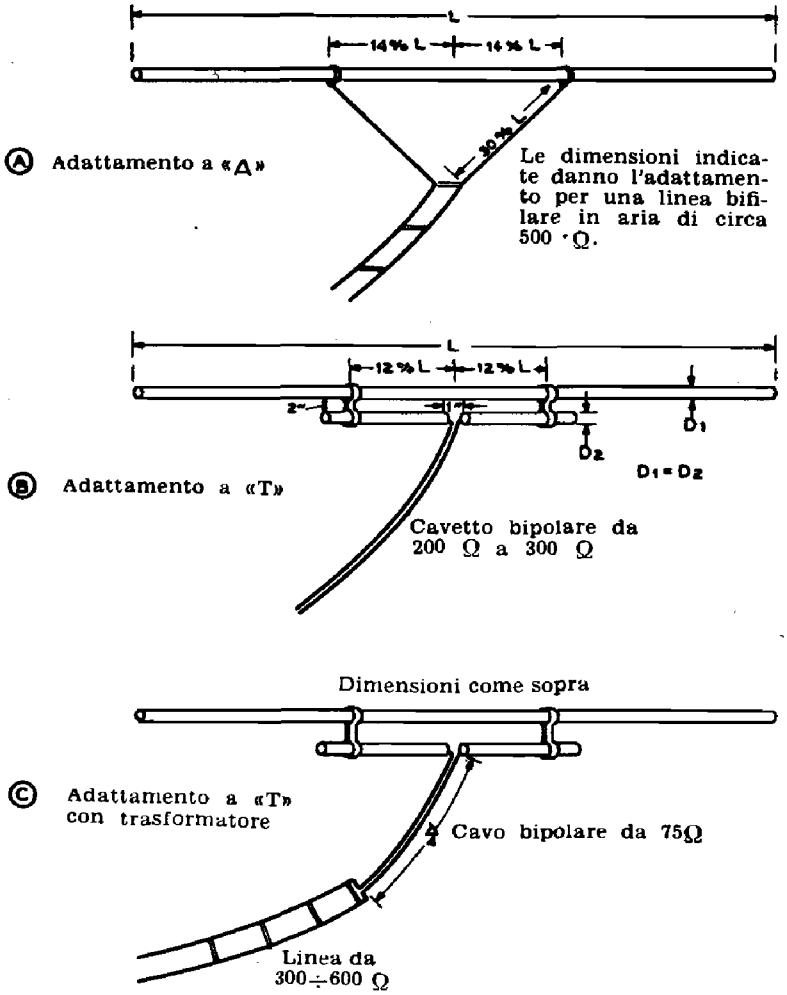


Figura 5.

DIMENSIONI MEDIE PER ADATTAMENTI a « Δ » ED A « T »

ziati di 5,08 cm. La resistenza di radiazione di tale antenna (vedi figura 2) è di circa 20 Ω. Si dovrà pertanto ottenere un rapporto di impedenza superiore a 23 per ottenere un adattamento tra l'impedenza caratteristica della linea e la resistenza di radiazione dell'elemento radiante dell'allineamento. Esaminando i rapporti dati in figura 4 si rileva che il quarto gruppo di valori riferito alla figura 4 B dà un rapporto 24 che può considerarsi sufficientemente vicino a quello richiesto. Perciò è soltanto necessario usare per il radiatore un tubo ∅ 2,5 cm con un filo ∅ 3 mm ed una spaziatura di 2,5 cm fra i centri (12,5 cm sotto il profilo esterno del tubo di 5 cm). Il filo ∅ 3 mm viene tagliato nel centro per inserirvi un isolatore lungo 5 cm. La linea di trasmissione parte da questo isolatore verso il trasmettitore sottostante. L'isolatore centrale deve essere fissato rigidamente al sovrastante tubo di 2,5 cm affinchè la spaziatura fra tubo e filo sia accuratametne mantenuta.

In molti casi può essere preferibile usare i suddetti sistemi di adattamento con diverse dimensioni dei conduttori o diverse spaziature rispetto a quelle indicate in figura 4. Si deve allora tener conto che il rapporto di trasforma-

zione delle impedenze è dipendente sia dal rapporto di diametri dei conduttori, sia dalla loro spaziatura. La seguente equazione, formulata dal Roberts (RCA Review, June 1947) consente di determinare il rapporto di trasformazione di impedenze quando si usano due diversi diametri nelle due sezioni di un elemento ripiegato:

$$\text{Rapporto di trasformazione} = \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2}\right)$$

In questa equazione Z_1 è l'impedenza caratteristica di una linea costituita da due fili aventi il diametro uguale a quello minore dei due conduttori e la spaziatura fra centro e centro uguale a quella adottata nell'antenna; Z_2 è invece l'impedenza caratteristica di una linea costituita da due fili di diametro uguale a quello maggiore. Ciò presume che la linea di alimentazione sia connessa in serie al *più sottile* dei due conduttori cosicchè si abbia un rapporto d'impedenza maggiore di 4. Se si desidera invece un rapporto inferiore a 4, la linea di alimentazione è collegata in serie col *più grosso* dei due conduttori e Z_1 nella precedente equazione diventa l'impedenza di una linea ipotetica costruita con fili aventi diametro uguale al maggiore dei due conduttori e Z_2 l'impedenza di una linea i cui fili hanno il diametro del minore dei conduttori dell'antenna.

L'unipolo ripiegato descritto nel precedente capitolo è un caso in cui la linea di alimentazione è collegata in serie col maggiore dei due conduttori.

Il sistema di adattamento a 3 fili per dare un rapporto di impedenza pari a 9 e quello a 5 fili per raggiungere un rapporto di circa 25, sono illustrati nelle figure 4 C e 4 D. Il sistema a 4 fili, non rappresentato, darebbe un rapporto di circa 16.

Adattamenti a « Δ » ed a « T » Questi sistemi di adattamento sono disegnati in figura 5. Entrambi sono largamente usati e possono effettuare l'adattamento con linee di alimentazione da 300 a 600 Ω con un limitato rapporto d'onde stazionarie.

In tutti i tre sistemi illustrati nella figura 5 è necessario, per la regolazione dell'adattamento, variare la distanza fra i morsetti sul radiatore fino ad ottenere un minimo di onde stazionarie sulla linea di trasmissione. Poichè talvolta non è possibile eliminare completamente le onde stazionarie sulla linea di trasmissione usando questi sistemi di adattamento, è pratica comune regolare per tentativi la lunghezza della linea di alimentazione, dopo avere ridotto al minimo le onde stazionarie, in modo che dia un carico soddisfacente sul trasmettitore nella gamma di frequenza desiderata.

Nei casi in cui anche con ciò non risulti realizzabile un rapporto d'onde stazionarie abbastanza basso, applicando direttamente l'adattamento a « T » all'elemento radiante, si è dimostrata praticamente molto utile la sistemazione illustrata nella figura 5 C.

Nei casi suddetti in cui non si riesce a ridurre il rapporto d'onde stazionarie ad un valore sufficientemente basso, si è rilevato che l'impedenza nel punto di alimentazione della sezione a « T » è *più basso* di quella della linea di trasmissione. Perciò l'inclusione di un tra-

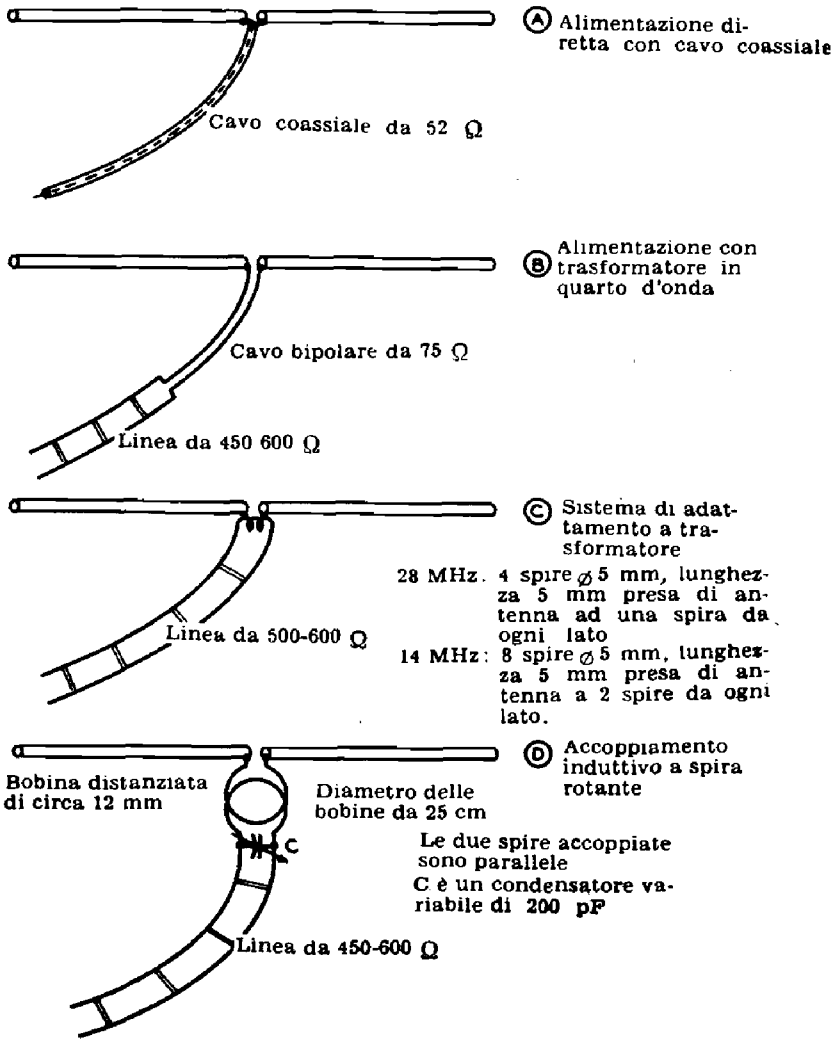


Figura 6.

DIVERSI METODI DI ALIMENTAZIONE IN CUI IL RADIATORE PUO' ESSERE SEZIONATO AL CENTRO

sformatore in quarto d'onda tra questo punto di alimentazione e la linea verrà ad elevare l'impedenza verso la linea di alimentazione. In ogni caso, quando si usa un cavo bifilare in polietilene quale trasformatore di adattamento, la lunghezza del cavo deve essere più corta di $\lambda/4$. Precisamente la sua lunghezza sarà data dal prodotto del fattore di velocità del cavo usato per $\lambda/4$.

Sistemi di alimentazione al centro dell'elemento radiante

Nella figura 6, sono rappresentati sei metodi di alimentazione al centro del radiatore di un allineamento parassitico.

Il sistema illustrato in A si è dimostrato del tutto soddisfacente nel caso di un allineamento a due elementi, radiatore-riflettore, o nel caso di un allineamento a 3 elementi con spaziatura di $(0{,}2 \div 0{,}25)\ \lambda$ tra gli elementi stessi. L'impedenza nel punto di alimentazione, al centro del radiatore, è abbastanza vicina all'impedenza caratteristica di un cavo coassiale da 52 Ω, per poter limitare il rapporto d'onde stazionarie su tale cavo a meno di 2 a 4.

La figura B mostra un sistema per

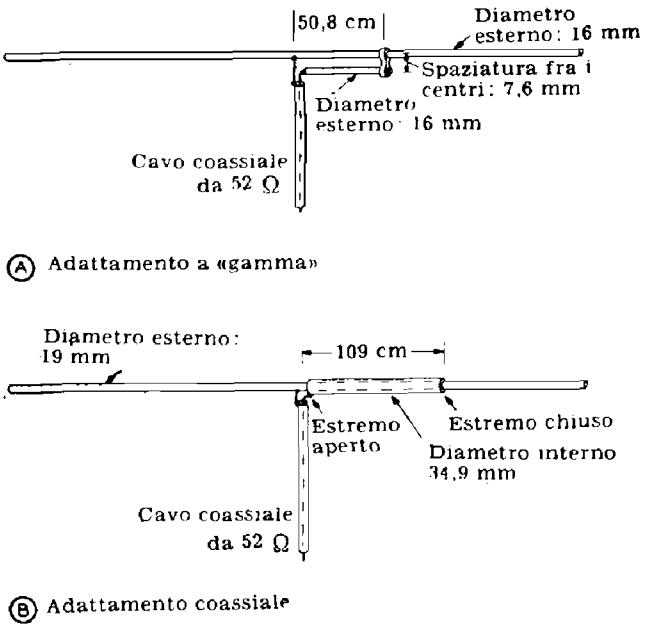


Figura 7.

SISTEMI DI ADATTAMENTO A « GAMMA » E COASSIALE

Le dimensioni indicate si riferiscono alla banda di 28 MHz. Non sono rappresentati gli elementi parassiti.

alimentare un allineamento, al centro del radiatore, con una linea bifilare, mediante l'inserzione di un trasformatore d'adattamento in quarto d'onda. Con una linea di 465 Ω dal trasmettitore all'antenna questo sistema permette un buon adattamento con un'impedenza di 12 Ω al centro del radiatore.

La figura C mostra una disposizione che si vale di un trasformatore disaccordato con induttanza concentrata per adattare la linea di trasmissione all'impedenza presentata al centro dal radiatore.

Accoppiamento con spira rotante In molti casi è richiesta la possibilità di far ruotare l'antenna con continuità senza che ciò provochi l'attorcigliamento della linea di alimentazione. A tal fine si potrebbero usare, per il collegamento della linea, o dei contatti striscianti su un anello, o un giunto girevole. Un metodo relativamente semplice per permettere una rotazione libera dell'antenna consiste nell'usare l'accoppiamento a spira illustrato in figura 6 D. I due anelli di accoppiamento hanno un diametro di 25 cm e sono usualmente costruiti con tubo di rame 6 mm; uno è sostenuto dalla struttura rotante e l'altro alla struttura fissa mediante isolatori portanti. Il condensatore C in figura 6 D viene regolato, dopo aver accordato l'antenna, in modo da ottenere il minimo rapporto d'onde stazionarie sulla linea di trasmissione.

Le dimensioni indicate si adattano al funzionamento sia sui 14 MHz, sia sui 28 MHz con appropriata regolazione della capacità del condensatore C. I due anelli debbono naturalmente essere su piani paralleli tra loro e normali all'asse di rotazione della parte mobile.

Adattamenti a « gamma » e coassiali L'uso di cavi coassiali per l'alimentazione del radiatore di un allineamento tipo « Yagi » sta diffondendosi sempre più. Una ragione di tale diffusione risiede nel fatto che il problema della riduzione delle interferenze alla TV risulta notevolmente semplificato usando una linea di alimentazione coassiale fra trasmettitore e sistema di antenna. L'irradiazione dalla linea di alimentazione risulta infatti ridotta al minimo col cavo coassiale il cui conduttore esterno può essere messo a terra in più punti nella sua lunghezza contenendo così le linee di campo esclusivamente nell'interno del conduttore esterno. Altri vantaggi dell'uso dei

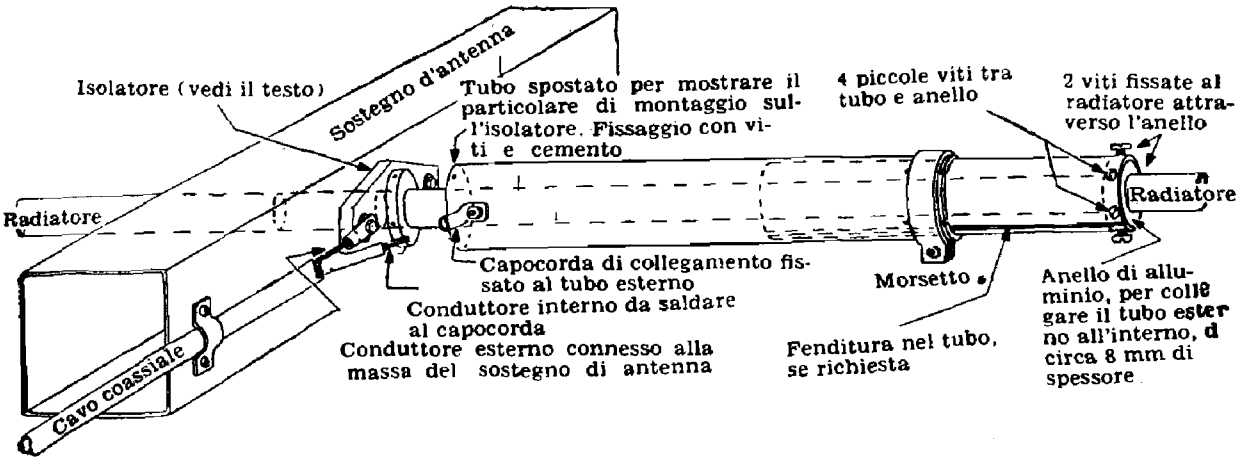


Figura 8.

DISEGNO COSTRUTTIVO DELL'ADATTAMENTO COASSIALE

cavi coassiali come linee di alimentazione d'antenna consiste nel fatto che essi possono correre vicino alle strutture dei fabbricati, anche se metalliche, senza pericolo, o che esse possono essere anche sotterrati senza perturbarne il funzionamento. Inoltre i filtri passabasso per trasmettitori con impedenze di 52 Ω sono molto più facilmente reperibili e meno costosi dei filtri equivalenti per linee a due fili liberi.

Il semplice metodo di alimentazione illustrato in figura 6 A può essere usato con cavo coassiale quando il radiatore può essere interrotto al centro e quando l'impedenza del punto di alimentazione è molto vicina all'impedenza caratteristica del cavo coassiale da usare. Nella figura 7 sono rappresentati invece due metodi di alimentazione applicabili quando il radiatore non può essere interrotto nel centro e quando la impedenza del punto di alimentazione risulta sensibilmente diversa dall'impedenza della linea. Il metodo illusurato in figura 7 A, che impiega un singolo conduttore parallelo al radiatore, è detto adattamento a « Γ » (gamma); mentre il metodo di figura 7 B, che usa una sezione di cavo coassiale, viene chiamato adattamento « coassiale ».

Un disegno della sezione coassiale di adattamento, che scorre sopra l'elemento radiante di un allineamento parassitico, è riportato in figura 8. In figura 9 è fotografato l'estremo della sezione coassiale di adattamento che si collega al palo di sostegno dell'allineamento per mezzo di un isolatore costruito in polistirolo o altro materiale plastico. Alla Sezione 16-5 di questo Capitolo è descritto e illustrato un allineamento parassitico a 4 elementi per la banda 28 MHz, che usa il sistema di adattamento coassiale.

16-3 Allineamenti unidirezionali ad elementi attivi

Tre tipi di allineamenti con gli elementi tutti alimentati sono illustrati in figura 10. Nella figura 10 A è rappresentato un allineamento a fase progressiva che può essere usato in luogo di

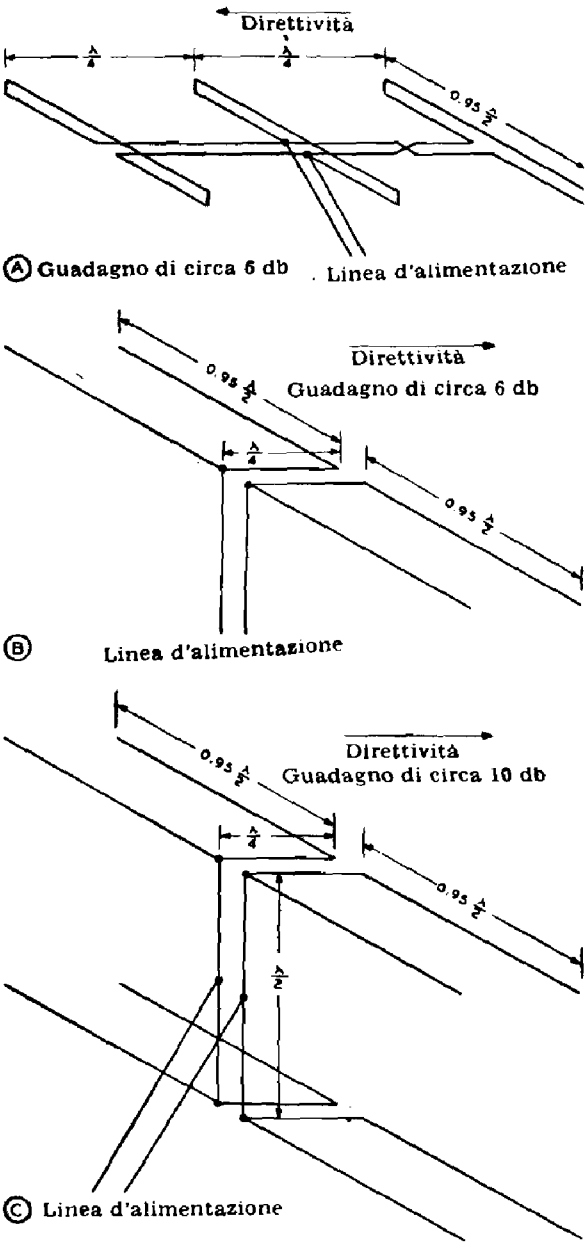


Figura 10.
ALLINEAMENTO UNIDIREZIONALE CON TUTTI GLI ELEMENTI ALIMENTATI
Un allineamento unidirezionale con tutti gli elementi alimentati direttamente in fase progressiva è illustrato in (A). In (B) è disegnato un allineamento a due elementi di mezz'onda alimentati in fase coi riflettori. In (C) è schematizzato un allineamento tipo « Lazy-H » con riflettori alimentati.

un allineamento parassitico di simili dimensioni quando si desidera coprire una gamma di frequenze maggiore di quelle coperte col tipo « Yagi ». La figura 10 B rappresenta una combinazione dei sistemi a fase progressiva e colineare che può dare circa lo stesso guadagno del sistema di figura 10 A, ma che richiede una minor lunghezza del sostegno e maggior lunghezza totale degli elementi. La figura 10 C mostra il noto tipo « lazy-H » con riflettori (o direttori, a seconda del punto di vista) alimentati in una combinazione che consente una notevole larghezza di banda ed un considerevole guadagno totale con un buon rapporto fra i segnali frontale e posteriore sull'intera gamma coperta.

Allineamenti unidirezionali costituiti da elementi in fila sovrapposti

Tre tipi pratici di allineamenti in fila sovrapposti unidirezionali sono rappresentati in figura 11. Il primo tipo, figura 11 A, è una semplice antenna « Lazy-H » con riflettori parassiti per ogni elemento. La figura 11 B mostra un più semplice allineamento con un paio di dipoli ripiegati, distanziati verticalmente di mezz'onda e funzionanti con riflettori. In figura 11 C si ha un più complesso allineamento con sei dipoli in mezz'onda e sei riflettori che danno un guadagno veramente considerevole.

In tutti i tre allineamenti suddetti la distanza fra gli elementi radianti ed i riflettori è di un quarto di lunghezza d'onda. Ciò viene fatto per eliminare l'esigenza di accordo del riflettore in conseguenza del fatto che un elemento in mezz'onda spaziato esattamente di $\lambda/4$ dal radiatore costituisce un allineamento unidirezionale quando entrambi gli elementi hanno la stessa lunghezza.

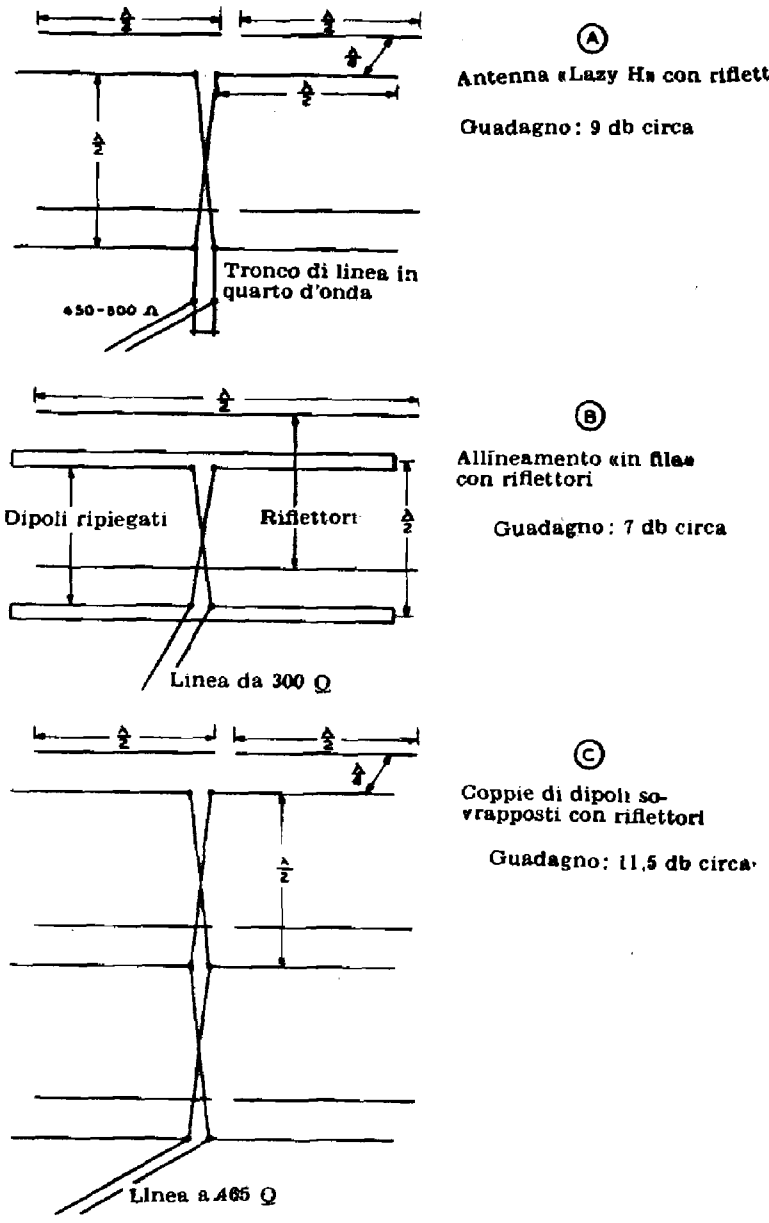


Figura 11.

ALLINEAMENTI « IN FILA » CON RIFLETTORI PARASSITI

I riflettori qui illustrati presentano un guadagno apparente superiore ai valori indicati grazie alla concentrazione del segnale irradiato ai più bassi angoli d'elevazione.

Seguendo tale procedimento si ottiene un maggior guadagno di 3 db per la sola presenza dei riflettori, con una modesta diminuzione nella resistenza di radiazione dell'elemento alimentato. Precisamente la resistenza di radiazione di un dipolo in mezz'onda scende da 73 a 60 Ω quando un identico elemento di mezza lunghezza d'onda gli vien posto dietro ad una distanza di un quarto d'onda.

Un aumento di guadagno molto modesto, (circa 1 db) può essere ottenuto, per l'intero allineamento, a spese di una diminuzione della resistenza di radiazione e della larghezza di banda, nonchè della necessità di accordare i riflettori, ponendo questi ad una distanza di 0,15 λ dai radiatori e tenendoli più lunghi dei radiatori. La resistenza di radiazione di ciascun elemento scende a circa la metà del valore ottenuto coi

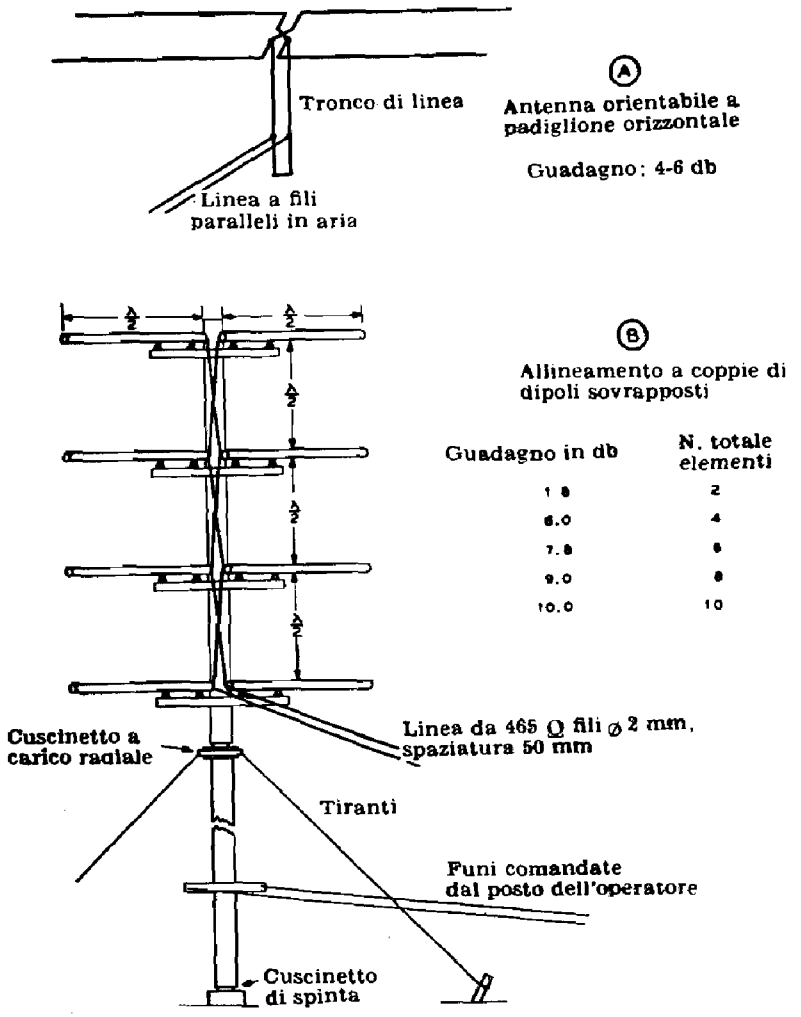


Figura 12.

DUE TIPI FONDAMENTALI DI ALLINEAMENTI BIDIREZIONALI

I valori medi dei guadagni sono indicati sia per l'antenna a padiglione orizzontale, sia per l'allineamento a dipoli in fila e colineari con diverso numero di elementi.

riflettori di mezz'onda spaziati di 0,25 λ dai radiatori.

Gli allineamenti del tipo illustrato in figura 11 richiedono l'uso di una specie di rete a traliccio per sostenere la struttura poichè l'allineamento presenta un notevole ingombro nello spazio, ossia grandi distanze in tre direzioni ortogonali.

Metodi di alimentazione Le esigenze di alimentazione di allineamenti del tipo di figura 11 sono meno critiche di quelle per gli allineamenti parassitici a piccola spaziatura descritti nella precedente sezione. Questo è naturale conseguenza del fatto che un maggior numero di elementi è direttamente alimentato e dal fatto che l'effettiva resistenza di radiazione di ciascun radiatore è molto più alta della resistenza nel punto di alimentazione degli allineamenti parassitici. Come conseguenza di questo fatto, si può intuire che, gli allineamenti di figura 11 possono coprire una banda di frequenza assai maggiore, a pari rapporto d'onde stazionarie, rispetto ai tipi di allineamenti parassitici.

In molti casi una semplice linea bi-

filare può essere accoppiata al punto di alimentazione dell'allineamento senza alcun sistema di adattamento. Il rapporto d'onde stazionarie con tale sistema di alimentazione è spesso inferiore di 2 a 1. Però se si desidera un più accurato adattamento tra la linea di trasmissione all'antenna e l'alilneamento, si può usare un normale tronco di linea in quarto d'onda, oppure un trasformatore d'adattamento in quarto d'onda di impedenza appropriata.

16-4 Allineamenti orientabili bidirezionali

I tipi di antenna bidirezionali sono talvolta usati sulle bande di 28 e 50 MHz dove i segnali facilmente provengono da una sola direzione per volta. Di conseguenza la mancanza di discriminazione dei segnali in arrivo da direzioni opposte costituisce un piccolo svantaggio.

La figura 12 mostra due tipi fondamentali di allineamenti bidirezionali. Il fascio a padiglione orizzontale, che è descritto nel Capitolo XIV, è adatto all'installazione su strutture rotanti. Quando nel padiglione sono usati elementi autoportanti, risulta semplificato il problema delle perdite dovute agli isolatori agli estremi degli elementi. Con un padiglione a singola sezione si può prevedere un guadagno di circa 4 db e con due sezioni di circa 6 db.

Un altro tipo di allineamento bidirezionale, che è meno usato di quanto meriti, è rappresentato in figura 12 B. Questo tipo d'antenna ha un fascio azimutale, o orizzontale, relativamente largo, potendo ricevere, con piccola diminuzione d'intensità, segnali su un angolo di circa 40°; esso ha però un diagramma in elevazione molto acuto in quanto tutta l'irradiazione è sostanzialmente concentrata sugli angoli più bassi se nel sistema d'antenna si impiega un totale di elementi superiore a quattro. La figura 12 B dà il guadagno approssimato che ci si può attendere, rispetto ad un dipolo a mezz'onda, all'altezza del centro dell'allineamento. Nella stessa figura è rappresentato anche un tipo di albero rotante, molto adatto ad effettuare la rotazione di questo tipo di antenna.

Se si usano sei o più elementi nel sistema di allineamento della figura 12 B, non si richiede nessuna sezione di adattamento fra la linea di alimentazione ed il punto di alimentazione. Quando si usano solo quattro elementi l'antenna riproduce il noto tipo « Lazy-H » e si deve usare un tronco di linea in quarto d'onda per l'adattamento tra la linea e il punto di alimentazione.

Se si vuole, e se ciò è concesso dal lato statistico della struttura, il guadagno dell'allineamento di figura 12 B può essere aumentato di 3 db, ponendo un riflettore dietro a ciascun elemento ad una distanza di 0,25 λ. L'allineamento diventa essenzialmente uguale a quello di figura 11 C e si potranno applicare le stesse considerazioni relativamente alla spaziatura dei riflettori ed al loro accordo. Però si dovrà qui tener conto del fatto che un allineamento bidirezionale può limitare la sua rotazione a 180°.

16-5 Costruzione degli allineamenti orientabili

Nella costruzione delle strutture portanti per antenne girevoli è facile ca-

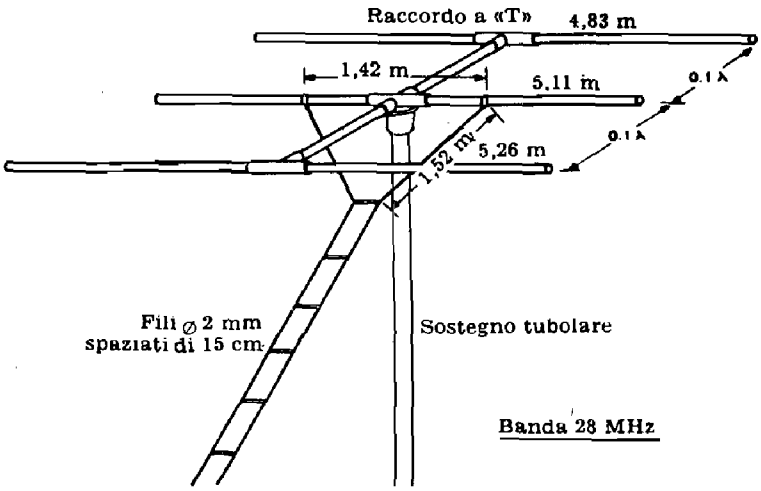


Figura 14.
UN'APPLICAZIONE DELL'ADATTAMENTO A « Δ » PER ALIMENTARE UN ALLINEAMENTO ORIENTABILE CON TRE ELEMENTI A STRUTTURA TUBOLARE

dere in grossolane ingenuità. Ognuno ha propri concetti sul miglior metodo di costruzione e spesso questo dipende dalla reperibilità di certi tipi di particolari costruttivi. Ma in ogni caso bisogna assicurarsi che i principi dell'ingegneria meccanica siano stati seguiti nel progetto della struttura portante. Vi sono alcune fasi molto scoraggianti quando al primo vento un po' forte la antenna rotante cade e si devono rimontare le varie parti, riparare i tetti ecc.

Se si conoscono i principi dell'ingegneria meccanica è facile calcolare gli sforzi di trazione e di torsione a cui sono soggette le varie parti della struttura sotto l'azione della più alta velocità di vento prevedibile nella località d'installazione. Se ciò non è possibile vale normalmente la pena di non perdere tempo e fatiche e rivolgersi ad un amico che conosca il calcolo meccanico delle strutture.

Elementi radianti Una cosa più o meno normale nella costruzione di antenne orientabili è lo uso di tubo in duralluminio per gli elementi autoportanti. I tubi di rame sono troppo pesanti in relazione alla resistenza meccanica ed i tubi di acciaio, a meno che non siano ramati galvanicamente, conferiscono perdite eccessive per l'alta resistività. Inoltre i tubi di acciaio, anche se ramati, non resistono a lungo all'atmosfera salina, quale si ha lungo le coste marine. Le leghe di alluminio dolci non sono da usare se non per elementi molto corti, come si impiegano per frequenze superiori ai 50 MHz, o per conduttori di collegamento in allineamenti sovrapposti.

Costruzioni tubolari È una caratteristica dei normali tipi di allineamenti parassitici a più elementi, quali sono stati descritti precedentemente e rappresentati in figura 2, il fatto di avere il centro di tutti gli elementi a potenziale r.f. zero rispetto a terra. È così possibile usare una struttura metallica senza isolatori per sostenere i vari elementi dell'allineamento.

Un'antenna di 3 elementi per 28 MHz è fotografata in figura 13 ed in figura 14 sono date le precisazioni dimensionali e meccaniche sulla costru-

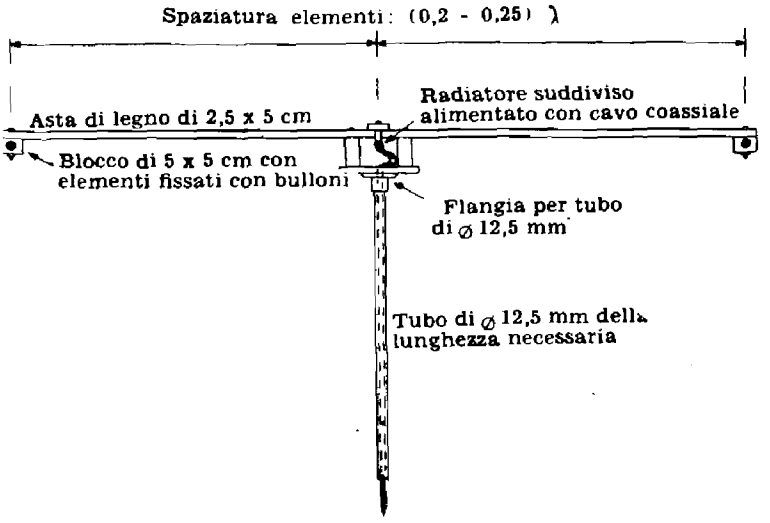


Figura 15.

DISEGNO DI UN SEMPLICE ALLINEAMENTO A TRE ELEMENTI ADATTO PER LA BANDA DI 50 MHz

zione di questo particolare allineamento. In esso sono state usate delle giunzioni tubolari a « T » ad entrambi gli estremi per sostenere il riflettore ed il direttore costituiti da tubi di duralluminio ⌀ 25 mm, nonchè elementi normali per tubazioni d'acqua come distanziatori ad entrambi i lati tra gli elementi parassiti e l'elemento radiatore. L'elemento di fissaggio centrale deve essere costruito appositamente mediante un manicotto verso il basso in cui s'innesta il tubo di acciaio che sostiene l'intera struttura, due manicotti opposti per inserirvi i due pezzi di tubo da acquedotto ⌀ 25 mm che sostengono riflettore e direttore, ed infine mediante un altro manicotto ad angolo retto coi precedenti attraverso cui passa il radiatore. Gli elementi parassiti sono innestati nei due « T » posti agli estremi dei pezzi di tubo da acquedotto e ad essi fissati nel seguente modo: si pratica in testa ai manicotti dei « T » un taglio diametrale di una certa profondità, e si esegue, normalmente a questo taglio, un foro che attraversa il manicotto ed il tubo di duralluminio dell'elemento parassita in esso inserito; in tale foro si inserisce quindi un bullone di serraggio.

L'elemento direttore viene fissato al corpo centrale per mezzo di due bulloni.

Il corpo centrale in questo particolare allineamento era tornito da una barra di grande diametro e quindi forato. È forse meno costoso ottenere il corpo centrale, pur conservandogli una sufficiente resistenza meccanica, saldando sotto una piastra di ferro una flangia appropriata e sopra di essa il tubo in cui dovrà passare il radiatore; saldandovi inoltre o due pezzi di tubo, o due sedi per fissarveli, allo scopo di potervi poi innestare i supporti degli elementi parassiti.

Un pezzo di bacchetta d'acciaio temprato, quale si usa nei perforatori per pozzi di petrolio, era usato come albero rotante nell'antenna della figura 13. L'albero rotante era sostenuto, poco sopra la metà, da un cuscinetto a carico radiale fissato ad un palo rigido, mentre un grosso cuscinetto di spinta era usato all'estremità inferiore.

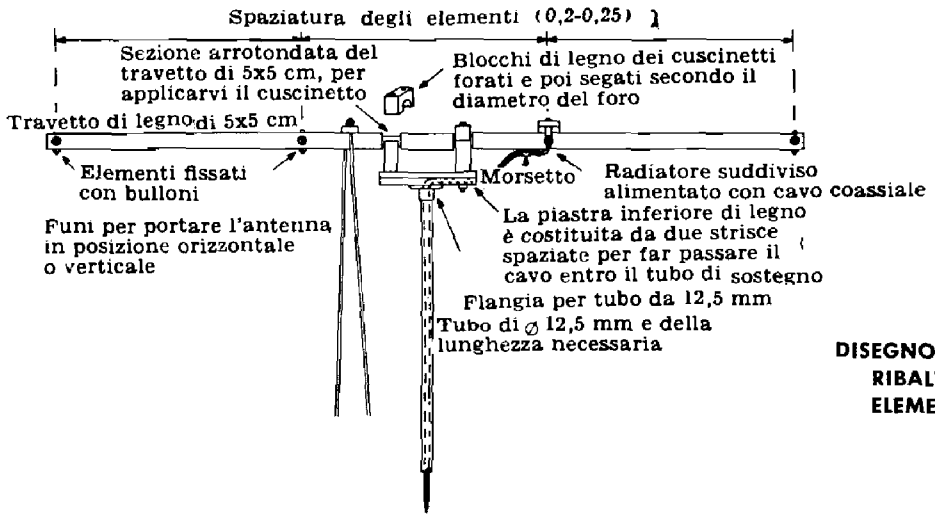


Figura 17.
DISEGNO DI UN ALLINEAMENTO RIBALTABILE A QUATTRO ELEMENTI PER LA BANDA 50 MHz

Semplici strutture portanti a trave In molti casi, quando non è reperibile il materiale metallico per la costruzione della struttura portante, questa può essere fatta, in modo relativamente semplice, in legno. Le figure 15, 16, 17 e 18 mostrano fotografie e disegni costruttivi per due allineamenti da 50 MHz in cui è usata un unica trave di legno per sostenere gli elementi radianti. Il problema principale nella costruzione di questo tipo di struttura risiede nell'eseguire con esattezza i fori attraverso le parti del sostegno. Se i fori risultassero non ben allineati l'insieme dell'antenna avrebbe un brutto aspetto, seppure il funzionamento potesse non risultare menomato. L'allineamento illustrato dalle figure 15 e 16 è di costruzione molto semplice e rapida.

L'antenna delle figure 17 e 18 risolve il problema di ottenere, con lo stesso allineamento direttivo, la comunicazione con polarizzazione tanto orizzontale, quanto verticale. La struttura portante è infatti costruita in modo da poter attuare una rotazione in un piano perpendicolare all'asse del sostegno cosicchè gli elementi possono disporsi sia orizzontalmente, sia verticalmente. Due funi attaccate all'estremità di un braccio imbullonato al supporto degli elementi consente di variare la polarizzazione dell'allineamento senza modificare la direzione di irradiazione.

La figura 19 mostra un allineamento a tre elementi polarizzato verticalmente per la banda di 50 MHz, di costruzione relativamente semplice. La parte fondamentale dell'allineamento è un radiatore a dipolo del tipo a manicotto detto anche « ipodermico ». Questo allineamento, come quelli delle figure 15 e 17, è alimentato direttamente al centro dell'elemento radiante per mezzo di un cavo coassiale da 52 Ω.

Se per sostenere gli elementi di un allineamento su 50 MHz è sufficiente una struttura di legno molto semplice, nelle antenne per 28 o 14 MHz occorre talvolta una struttura più rigida quale sostegno centrale. La figura 20 mostra due tipi di sostegni centrali comunemente usati per allineamenti di maggiori dimensioni quali si richiedono nel-

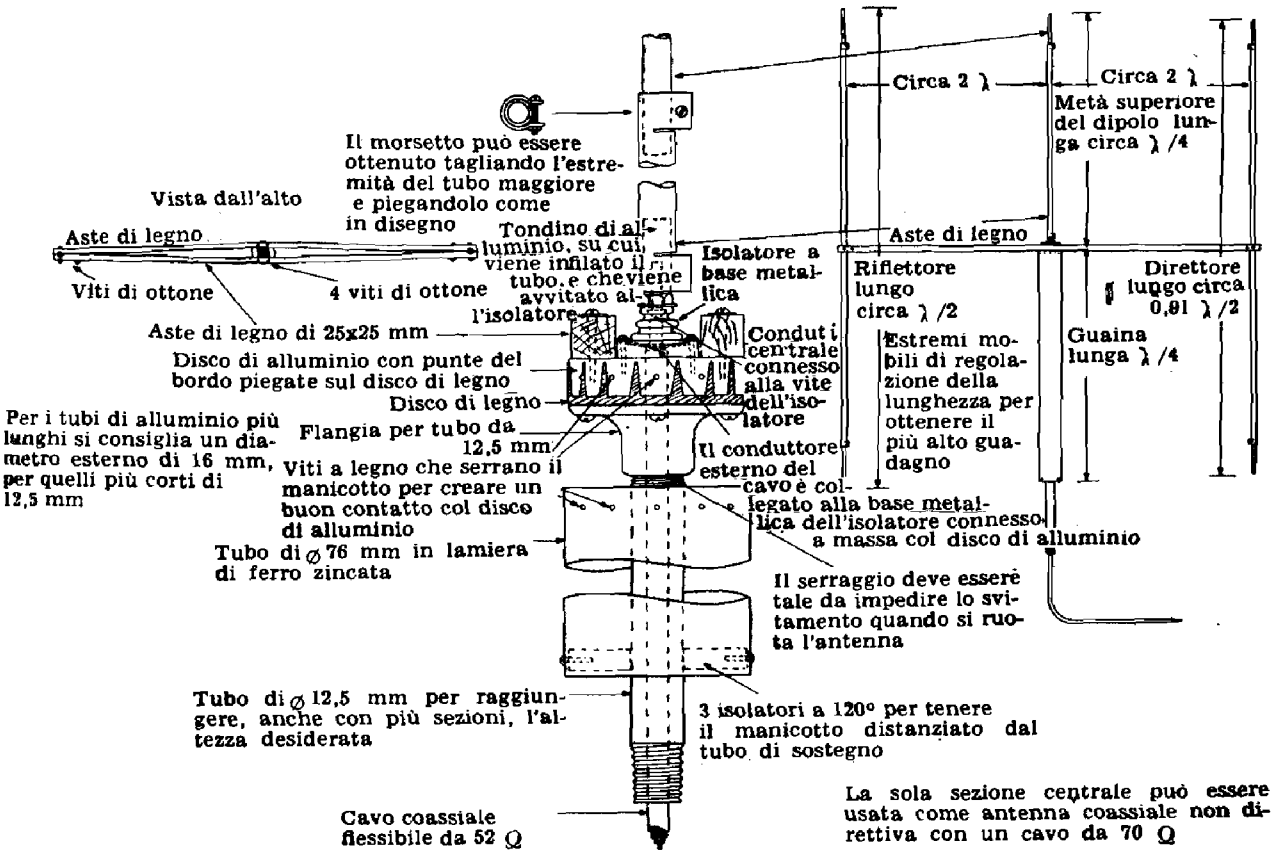


Figura 19.
DISEGNO DI UN ALLINEAMENTO A TRE ELEMENTI POLARIZZATO VERTICALMENTE

le bande a più bassa frequenza. La figura A mostra un tipo di struttura a sostegno metallico molto adatto per fissarvi gli elementi tubolari. Se è possibile trovare un tubo di duralluminio a sezione rettangolare, si ha una esecuzione più facile che non con un tubo di duralluminio a sezione circolare, benchè entrambi i tipi siano di applicazione relativamente semplice. Per ancorare gli elmenti radianti al sostegno di duralluminio si possono usare o un sistema di collari filettati ad entrambi i lati del sostegno, o dei bulloni che attraversino sia il sostegno, sia gli elementi. Uno qualunque dei sistemi di alimentazione illustrati nelle figure 5, 6 o 7 può essere usato per questo tipo di allineamento.

Un comune traliccio, a scala può costituire un sodisfacente sostegno centrale per un allineamento come illustrato in figura 20 B. Tali tralicci sono relativamente economici e costituiscono una robusta e stabile piattaforma di montaggio. Un simile traliccio, come qualsiasi parte di tali strutture in legno, deve essere protetto con più strati di buona vernice contro gli agenti atmosferici.

Le strutture di supporto per allineamenti più complessi, che abbiano elementi distribuiti su più piani, possono pure essere costruite con tralicci analoghi sviluppati anche verticalmente. L'intera struttura deve essere incollata (con colla insolubile in acqua) e imbullonata sul posto.

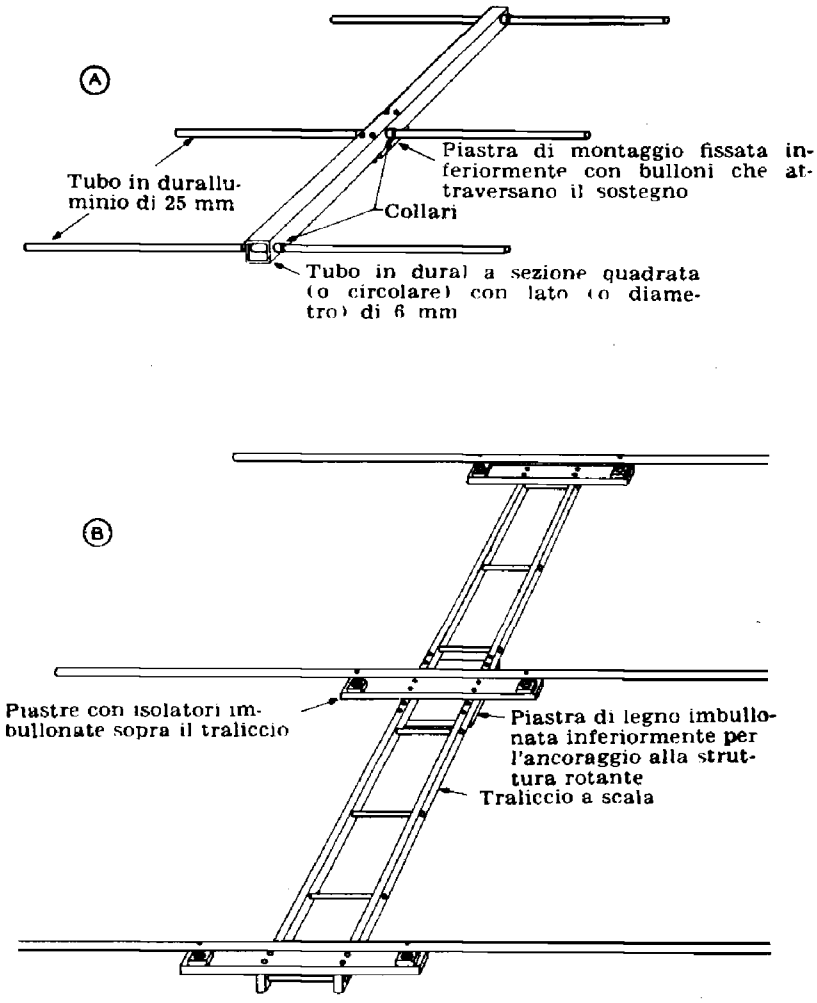


Figura 20.

DUE SOLUZIONI PER IL LONGHERONE DI SOSTEGNO

In (A) è illustrato l'uso di una sezione di tubo in duralluminio (sia rettangolare che cilindrico) per sostenere un allineamento di modeste dimensioni. In (B) è disegnato un traliccio a scala per sostenere un allineamento di dimensioni relativamente grandi.

Allineamento a quattro elementi con adattamento coassiale

Le figure 21 e 22 illustrano un allineamento a quattro elementi ravvicinati, per la banda di 28 MHz, che usa un adattamento coassiale per alimentare l'allineamento con un cavo coassiale di 52 Ω. Il sistema di adattamento è stato discusso nella sezione 16.2 ed illustrato nelle figure 7B e 8. L'allineamento completo, che ha una spaziatura fra gli elementi di 0,1 λ presenta un rapporto d'onde stazionarie 1:1 su 28,6 MHz e comunque sempre inferiore a 2:1 nel campo da 28 a 29,2 MHz. Le lunghezze definitive sono:

riflettore	5,26 m
radiatore	5,05 »
tubo esterno della sezione di adattamento	1,32 »
primo direttore	4,80 »
secondo direttore	4,80 »

Una fotografia ravvicinata della sezione di adattamento disegnata in figura 8, è riportata i figura 22. La fase di messa a punto della sezione di adattamento può essere molto facilitata se per

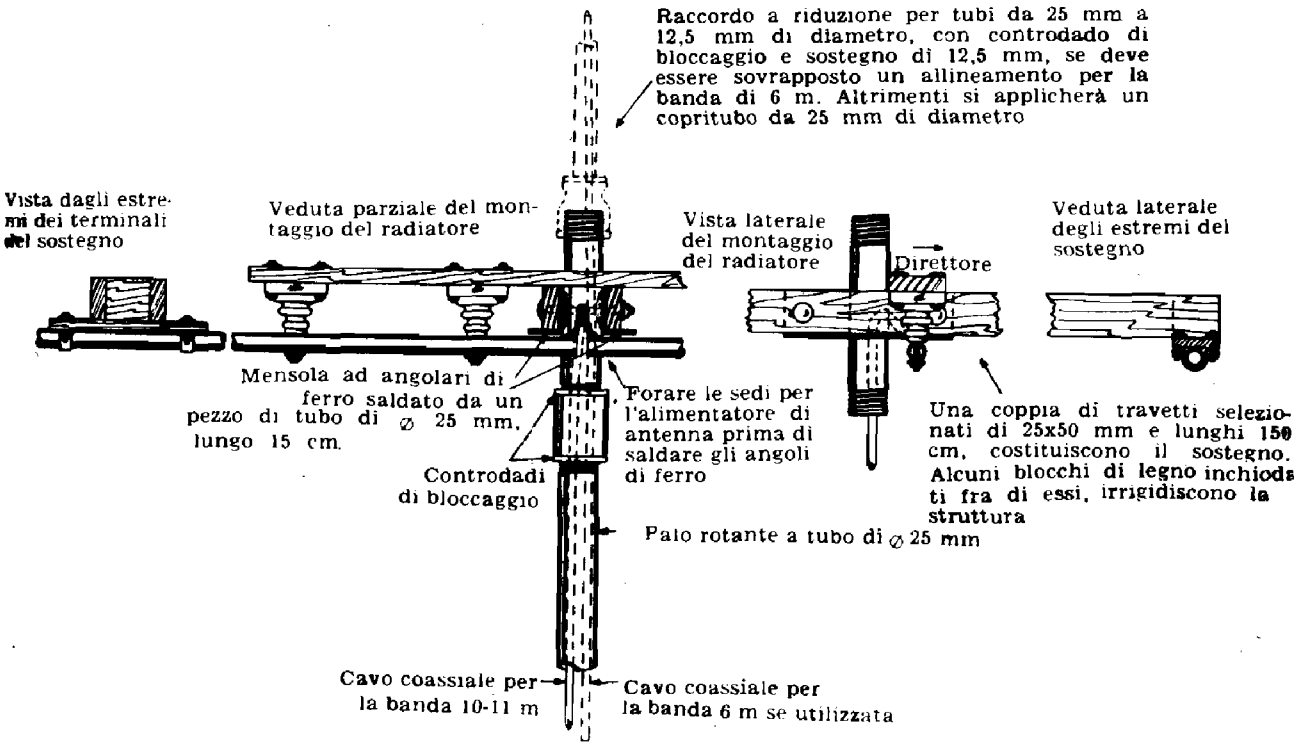


Figura 24.

PARTICOLARI COSTRUTTIVI DELL'ALLINEAMENTO LEGGERO

la costruzione del tubo esterno sono reperibili due tubi di diametri compresi fra 32 e 38 mm e tali da poter essere infilati l'uno nell'altro per poter regolare la lunghezza. Nel caso illustrato in figura 8, essendo disponibile solo del tubo di ⌀ 35 mm, fu necessario praticare in un tronco di esso una fenditura longitudinale larga circa 8 mm, onde poterlo far scorrere nell'altro tronco. Naturalmente dopo aver trovata la giusta lunghezza di adattamento, i due pezzi di tubo possono essere sostituiti con uno unico avente la lunghezza trovata sperimentalmente.

L'anello di alluminio dello spessore di 6 mm posto all'estremo della sezione di adattamento, ed il morsetto di arresto all'estremità del tronco fisso non presentano particolari difficoltà. L'isolatore di fissaggio della sezione di adattamento al sostegno, come indicato nelle figure 8 e 9, fu costruito cementando insieme due parti (una circolare ed una rombica) ricavate da una lastra di polistirolo dello spessore di 6 mm col mastice di polistirolo. Siccome però la tensione a r. f. è molto bassa in quel punto, altri materiali, come la micarta e la bachelite in lastre, possono andare ugualmente bene dal punto di vista delle perdite. Un foro per il passaggio del radiatore viene praticato attraverso entrambe le sezioni dell'isolatore, mentre piccoli fori filettati servono per fissare sul perimetro del pezzo esterno dell'isolatore l'estremità della sezione di adattamento. Prima di infilare il tubo che costituisce la sezione di adattamento nel radiatore, si deve montare all'estremità

di questo un capofilo a cui andrà saldato il conduttore centrale del cavo coassiale di alimentazione. Il capofilo viene montato mediante un bulloncino, la cui testa resta internamente al tubo, che viene serrato con dado e rondella elastica per evitarne l'allentamento. La sezione di adattamento può allora essere infilata sul radiatore ed il cavo coassiale collegato come indica la figura 8. Dopo il montaggio l'estremità del cavo deve essere sigillata con mastice isolante per evitare infiltrazioni di umidità.

Allineamenti a doppia banda per 28 e 50 MHz La figura 23 mostra un allineamento a doppia banda: 11÷10 m e 6 m. Questo sistema di antenna è un buon esempio di struttura leggera e semplice quale può risultare da un accurato progetto dell'intera struttura; importa inoltre una modesta spesa, benchè dia ottimi risultati su entrambe le bande.

La struttura è del tipo ad albero rotante, con linee di alimentazione coassiali, per entrambe le antenne, che scendono alla base entro l'albero rotante. I particolari costruttivi della struttura ad albero rotante sono dati nella figura 28.

Dalla figura 24, che mostra i particolari costruttivi del sistema d'antenna, si rileva che l'allineamento per 28 MHz è fissato ad un breve (15 cm) tronco di tubo ∅ 25 mm di acciaio stagnato. A questo sono saldati due angolari di ferro che reggono il trave di sostegno centrale degli elementi. Il suddetto tronco di tubo è avvitato al tubo di sostegno principale pure del diametro di 25 mm fortemente stretti per evitare la possibilità di svitamento con l'uso o sotto l'azione di un forte vento. Si è dimostrato conveniente praticare negli angolari dei fori ∅ 6 mm, in cui avranno sede dei bulloni di bloccaggio del sostegno centrale, prima di saldarli al tronco del tubo predetto.

Tutti i materiali usati in questo sistema di antenna sono facilmente reperibili trattandosi di tubi e profilati normali. Non occorrono macchine utensili e la saldatura può essere fatta presso qulsiasi officina. Se si desidera installare un allineamento per la banda 50 MHz sopra ad un altro per 28 MHz, l'allineamento più piccolo deve essere sostenuto, a circa 1,20 m sopra l'antenna più grande, per mezzo di un tronco di tubo da 12 mm. Tale tubo viene invitato su quello di 25 mm che regge l'antenna maggiore, mediante un normale giunto di riduzione da 25 a 12 mm. Tutti i giunti debbono essere trattati con l'apposita miscela per tubi, per evitare infiltrazioni di ruggine, e tutti i dadi di serraggio debbono essere stretti fortemente.

Costruzione dell'antenna I longheroni del sostegno degli elementi radianti sono ricavati da travetti squadrati di 25 × 100 mm, scelti accuratamente. Tagliati i travetti grezzi secondo le lunghezze dei vari sostegni essi vengono segati longitudinalmente per ottenere due stecche di 25 × 50 ben accoppiabili. Queste due stecche verranno così poste ai lati del sostegno curando che le eventuali curvature siano concomitanti e rivolte verso l'alto degli estremi. In tal modo il peso degli elementi parassiti tenderà ad annullare la curvatura iniziale. Dei listelli di quercia di 12 mm potranno

essere fissati all'estremità del sostegno per il montaggio degli elementi parassiti.

La lunghezza del sostegno è sempre uguale a mezza lunghezza d'onda. Per la banda di 28 MHz converrà disporre a metà lunghezza del sostegno dei blocchi di irigidimento, mentre ciò non è necessario per l'antenna nella banda di 50 MHz. Con elementi parassiti spaziati di 0,5 λ, come si è fatto in questa antenna, la risposta di frequenza risulta molto larga. Le lunghezze vengono fissate secondo i dati di figura 2: radiatore = 137/f, essendo le lunghezze espresse in metri e le frequenze in MHz. Si ottiene così un soddisfacente funzionamento sulla porzione utile della banda di 50 MHz, grazie alla spaziatura relativamente grande degli elementi parassiti.

L'esperienza ha mostrato che gli elementi possono essere anche costruiti con materiale dolce se questo è più facilmente reperibile. Per la porzione centrale degli elementi relativi alla banda di 28 MHz si può usare un tronco di tubo lungo 3 m, mentre gli estremi regolabili possono essere fatti con tubo di alluminio del diametro normale immediatamente inferiore.

Entrambe le antenne sono molto leggere e perciò non è difficile installare l'allineamento per i 28 MHz in testa al tubo rotante, dopo averlo abbassato di quanto è necessario per lavorare. Si installa poi l'allineamento per i 50 MHz, serrando tutti i bulloni di fissaggio. In generale l'installazione può essere fatta da una sola persona, ma un certo aiuto può essere richiesto per introdurre le linee coassiali di alimentazione entro il tubo quando le antenne sono già piazzate alla sommità.

L'elemento radiante di entrambi gli allineamenti è sezionato al centro e ciascuna metà viene sostenuta da un paio di isolatori portanti. Il radiatore è quindi alimentato direttamente da un cavo coassiale da 52 Ω: il conduttore centrale viene collegato ad una delle due metà del radiatore ed il conduttore esterno all'altra metà. L'impedenza del punto di alimentazione di questa antenna a tre elementi è abbastanza vicina a 52 Ω per dare un rapporto d'onde stazionarie abbastanza basso sul cavo coassiale.

Allineamento ribaltabile ad 8 elementi per 144 MHz

Le figure 25, 26 e 27 mostrano un allineamento orientabile ad 8 elementi per l'uso sulla banda dilettanti di 144 MHz che è ribaltabile al fine di ottenere sia la polarizzazione orizzontale, sia quella verticale. E' necessario che le stazioni riceventi e trasmittenti usino la stessa polarizzazione per la progettazione con segnali di terra che è caratteristica in questo campo di frequenza. Benchè la polarizzazione sia stata liberamente normalizzata in varie parti degli U. S. A., vi sono tuttavia frequenti eccezioni tanto da rendere desiderabile la facilità di cambiamento di polarizzazione dell'irradiazione dell'antenna.

L'antenna qui descritta ha presentato un guadagno di segnale di circa 13 db corrispondente ad un guadagno di potenza di circa 20 volte. Benchè il guadagno di segnale dell'antenna resti lo stesso comunque essa sia orientata, pure la larghezza del fascio in orizzontale è più piccola se l'antenna è orientata per la polarizzazione verticale. Inversamente se l'antenna è orientata per po-

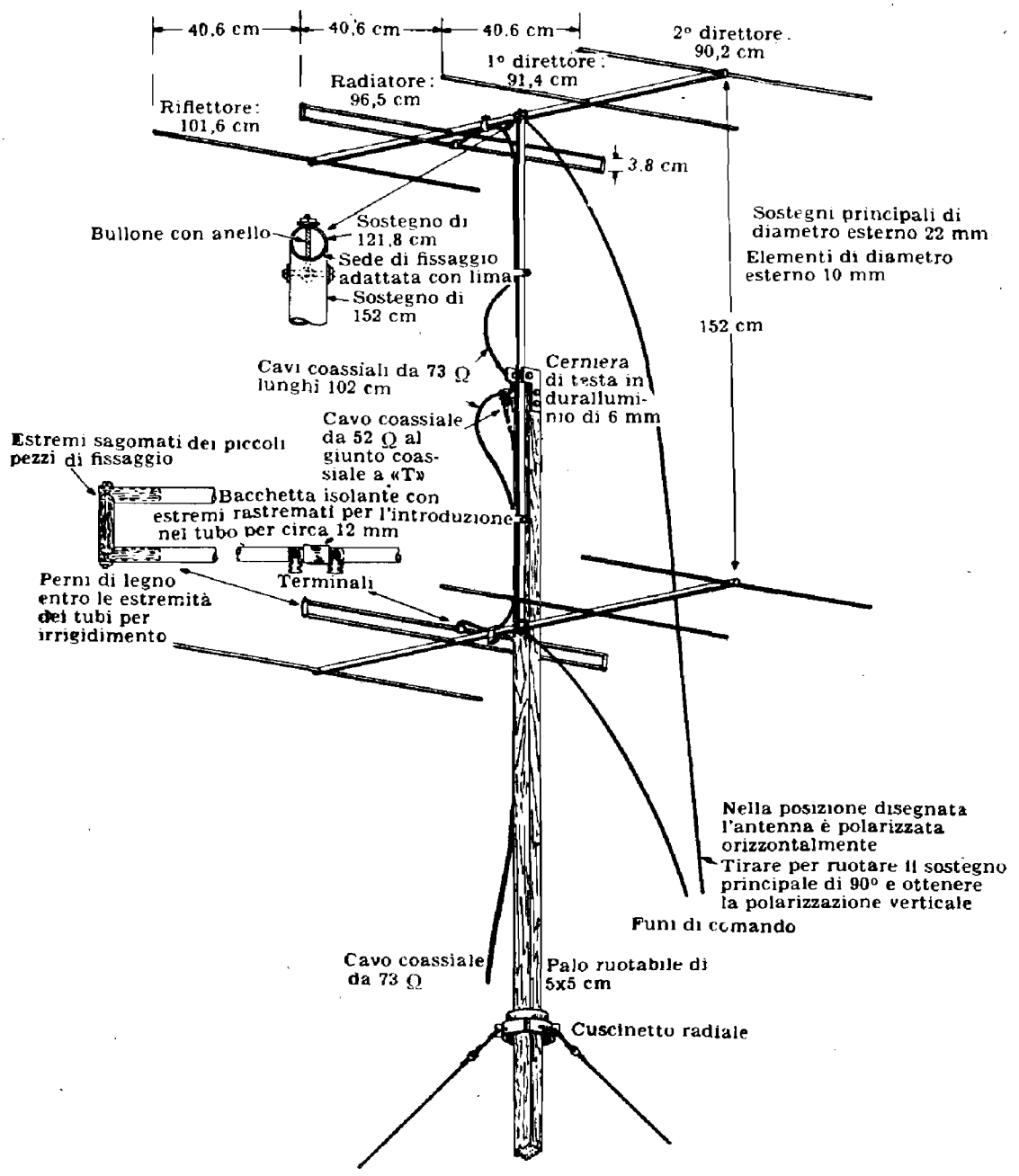


Figura 25.

DISEGNO COSTRUTTIVO DI UN ALLINEAMENTO RIBALTABILE AD 8 ELEMENTI PER 144 MHz

larizzazione orizzontale risulta più acuto il diagramma verticale d'irradiazione.

Il cambiamento dall'una all'altra polarizzazione si esegue semplicemente tirando l'apposita funicella. Infatti l'operazione è basata sulla cerniera di testa schizzata in figura 25. Benchè sia qui illustrato un palo in legno, lo stesso sistema può essere usato con un palo tubolare.

Il tronco di cavo RG-59/U lungo

circa 1 m (elettricamente 0,75 λ), che collega il centro di ciascun dipolo ripiegato alla giunzione coassiale a T, consente un libero movimento al sostegno principale quando si cambia polarizzazione. Il cavo RG-8/U corre dalla giunzione a T al trasmettitore. Il rapporto d'onde stazionarie misurato ririsultò inferiore a 2:1 sulla banda 144 ÷ 148 MHz con le lunghezze e le spaziature indicate in figura 25.

Costruzione dell'allineamento La maggior parte degli aspetti costruttivi dell'allineamento appare con sufficiente chiarezza dalla figura 25. Tuttavia le spiegazioni fornite in questo paragrafo saranno di aiuto a chi volesse riprodurre questa antenna.

La foratura delle sedi dei piccoli elementi deve essere fatta con precisione dopo aver esattamente tracciati i centri di foratura. Un piccolo errore angolare nella foratura di queste cavità porterebbe ad un notevole disallineamento degli elementi quando l'antenna viene montata. La stessa considerazione vale nell'esecuzione delle sedi cilindriche praticate alle estremità del sostegno principale per fissarvi i sostegni delle due antenne.

Piccoli cilindretti di legno sono usati nella costruzione dell'antenna. Gli estremi degli elementi tubolari più piccoli sono tappati con cilindretti di legno della larghezza di 25 mm circa e gli estremi dei sostegni d'antenna sono ugualmente chiusi con dischi più grandi introdotti a forza.

Gli estremi dei dipoli ripiegati sono eseguiti nel modo seguente: Si introduce a forza un cilindretto di legno nel tubo di alluminio che serve di collegamento e si fora longitudinalmente il legno per crearvi la sede del bullone di bloccaggio. Poi si sagomano gli estremi di queste giunzioni in modo da potervi adattare gli estremi degli elementi. Dopo aver riunito le parti, le giunzioni possono essere levigate con una lima e con carta vetrata fino ad ottenere un raccordo bene arrotondato.

Il palo usato quale sostegno dell'allineamento è un trave lungo 9 m e con sezione di 5×5 cm. Un cuscinetto a sfere usato di dimensioni opportune viene impiegato come cuscinetto a carico radiale e per collegamento dei tiranti. Gli spigoli della parte superiore del palo vengono smussati per facilitare la introduzione del cuscinetto a sfere fino a circa 3 m dalla sommità del palo. Il cuscinetto viene poi serrato da un insieme di tre pezzi di nastro d'alluminio, costituenti una specie di morsetto, con orecchie per i bulloni di serraggio e per l'attacco dei tiranti. Il cuscinetto viene poi ingrassato e protetto con una guaina di gomma contro le intemperie. Un altro cuscinetto d'occasione viene usato alla base del palo quale cuscinetto di spinta.

Il sostegno principale è costituito da un tondo d'alluminio ∅ 20 mm. Qualsiasi tubo di piccolo diametro può servire per costruire gli elementi. Si noti che il sostegno principale è fissato nel centro di gravità del complesso, il quale non coincide necessariamente col punto di mezzo.

Il bullone che fa da perno nella cerniera di testa deve essere stretto abbastanza per creare un'attrito sufficiente a tenere l'antenna nella posizione vo-

luta. È quindi opportuno mettere un controdado di bloccaggio.

Nel collegare le sezioni di fasatura tra la giunzione a T ed i centri dei dipoli ripiegati, è importante che i conduttori centrali dei tronchi di cavo coassiale costituenti tali sezioni, siano collegati dalla stessa parte dell'elemento radiante dell'antenna. In altre parole, quando l'antenna è orientata per la polarizzazione orizzontale ed il conduttore centrale della sezione coassiale di fasatura va sul lato sinistro dell'antenna superiore, anche il conduttore centrale dell'altra sezione coassiale di fasatura deve andare sul lato sinistro dell'antenna inferiore.

16-6 Accordo degli allineamenti

Benchè molti allineamenti possano essere costruiti, installati e messi in funzione senza che si sia praticamente effettuata alcuna operazione di accordo, pure resta sempre nell'operatore il dubbio se l'allineamento dia veramente o no il risultato ottimo. Perciò molti dilettanti effettuano una prova di funzionamento prima di affermare di aver compiuto il lavoro.

Il processo di accordo può essere diviso in due o più fasi distinte: l'effettivo accordo dell'allineamento per ottenere il miglior rapporto tra i segnali frontale e posteriore o per il massimo guadagno frontale, e la progettazione tendente ad ottenere il miglior adattamento possibile fra l'impedenza caratteristica della linea e l'impedenza nel punto di alimentazione dell'allineamento.

Accordo dell'allineamento L'effettivo accordo di un allineamento per ottenere il miglior rapporto tra i segnali anteriore e posteriore, o il massimo guadagno frontale, può essere compiuto con l'aiuto di un trasmettitore di piccola potenza che alimenti un'antenna a dipolo (polarizzate come l'allineamento da accordare) posta ad una distanza di almeno quattro o cinque lunghezze d'onda dall'antenna da accordare. Un misuratore di campo tarato, del tipo con strumento indicatore separabile dal raddrizzatore, viene accoppiato al punto di alimentazione dell'antena da accordare. Le trasmissioni dal trasmettitore portatile devono avere la minor durata possibile ed almeno ogni dieci minuti si deve trasmettere il nominativo di chiamata della stazione sotto prova.

È possibile, naturalmente, accordare un'antenna collegando ad essa il ricevitore e valendosi di una stazione posta a qualche chilometro di distanza che trasmetta a richiesta. Ma questo metodo è poco agevole e non completamente soddisfacente. È anche possibile effettuare l'accordo col trasmettitore connesso all'allineamento e col misuratore di campo collegato al dipolo lontano. In questo caso lo strumento indicatore dovrà essere visibile dalla posizione in cui si trovano gli elementi da accordare. Quando si effettua l'accordo col trasmettitore connesso all'antenna si ha il problema di effettuare continue regolazioni al trasmettitore affinchè sia costante la potenza che alimenta l'allineamento sotto prova. Inoltre, usando questo sistema, è bene limitare la potenza (bastano normalmente 5 o 10 W) ed assicurarsi che la linea di alimenta-

zione sia effettivamente messa a terra rispetto alla tensione continua anodica. Il metodo descritto prima elimina questi problemi.

Un metodo soddisfacente per accordare l'allineamento, nel caso in cui esso abbia parecchi elementi parassiti, consiste nel dimensionare i direttori secondo i dati di fig. 2 e quindi regolare la lunghezza del riflettore per il massimo segnale frontale. Poi si regola la lunghezza del primo direttore fino ad ottenere un nuovo massimo di segnale, ripetendo l'operazione per gli altri eventuali direttori addizionali. L'allineamento viene allora ruotato di 180°, e cioè invertito di direzione, e si regola il riflettore per ottenere un minimo di segnale e cioè il massimo rapporto fra i segnali anteriore e posteriore. Si rileverà che le regolazioni dei direttori e del riflettore sono parzialmente interdipendenti, ma se, dopo l'accordo preliminare, si effettuano piccole regolazioni si potrà ottenere un complesso di regolazioni soddisfacente sotto l'aspetto della miglior efficienza di funzionamento. È normalmente conveniente realizzare le estremità degli elementi con tronchi di tubo di diametro inferiore, cosicchè essi possono scorrere internamente al tronco principale, di maggior diametro. Dette sezioni d'estremità dovranno naturalmente poter essere bloccate entro i tronchi maggiori.

Nell'effettuare le regolazioni qui descritte è bene inserire l'elemento raddrizzatore del misuratore di campo direttamente nel punto di alimentazione dell'allineamento, in parallelo ad una resistenza che uguagli il valore calcolato dell'impedenza del punto di alimentazione.

Adattamento alla linea di alimentazione Il problema di adattare l'impedenza caratteristica della linea di alimentazione all'antenna è molto semplificato se già si è effettuato l'accordo dell'allineamento, come descritto precedentemente.

Accordata dunque l'antenna, si cerca la frequenza di risonanza dell'elemento radiante mediante un rivelatore di risonanza (vedi Capitolo 26-3) inserito, possibilmente, nel centro del radiatore. È importante che la frequenza di risonanza dell'antenna sia al *centro* della banda da coprire; qualora fosse molto lontana da questo valore, sarebbe bene variare la lunghezza del radiatore fino a porsi nelle condizioni desiderate. Si noti che una variazione relativamente piccola nella lunghezza dell'elemento radiante, ha soltanto effetti secondari sull'accordo degli elementi parassiti dell'aereo, e pertanto una piccola variazione di lunghezza del radiatore non richiede che si ripetano le operazioni d'accordo degli elementi parassiti.

Quando si è messa a punto la frequenza di risonanza dell'antenna, si collega la linea all'antenna mediante il trasformatore, o il circuito, d'adattamento d'impedenza regolato in base al valore calcolato e la si alimenta con un oscillatore, o un trasmettitore di piccola potenza. Si inserisce poi un misuratore d'onde stazionarie nella linea d'alimentazione e preferibilmente in un punto più vicino al trasmettitore che all'antenna. Però per ottenere la migliore indicazione sarebbe bene che vi fossero $3 \div 4$ m di linea tra il trasmettitore e lo strumento di misura. Se non si dispone di un tale misuratore, il rapporto d'onde stazionarie può essere ot-

tenuto approssimativamente per mezzo di una lampada al neon, o di un piccolo tubo fluorescente, se è impiegata una linea a cavetto bipolare; se invece si tratta di una linea a due fili paralleli si può usare un milliamperometro a termo-coppia con una spina, oppure una lampada al neon, o infine un'amperometro per r.f. con un paio di pinzette, tenute ad una distanza costante su due punti di uno stesso filo della linea.

Se il raporto d'onde stazionarie è inferiore a 2:1 è preferibile non modificare l'installazione. Se il rapporto è maggiore è sempre necessario tentare di ridurlo, nel caso di linee a fili intrecciati o a cavo coassiale, ed è consigliabile farlo anche per le linee a due fili paralleli in aria.

Con linee a fili paralleli la condizione di adattamento può essere rilevata come ora esporremo. Si misura la corrente in un filo della linea partendo direttamente dal punto in cui essa si collega all'antenna (o al sistema di adattamento: a T, a Δ, « Yoke », ecc.) e poi spostandosi verso il trasmettitore. Se allontanandosi dall'antenna la corrente *aumenta* l'impedenza del punto di alimentazione è *più alta* di quella della linea; se invece la corrente *diminuisce* l'impedenza del punto d'alimentazione è *più bassa* di quella della linea. In ogni caso si prende nota del rapporto *r* fra la corrente massima e quella minima, che rappresenta appunto il rapporto *r* d'onde stazionarie.

Poichè i punti di minima corrente possono essere rilevati con maggior precisione di quelli di massima corrente, si misura la distanza fra l'estremità della linea dal lato antenna ed il primo minimo di corrente. Se questa distanza è uguale a mezza lunghezza d'onda la linea di alimentazione funziona su un carico resistivo il cui valore è *r* volte l'impedenza caratteristica della linea. Ciò mostra che l'antenna risulta risonante sulla frequenza impiegata. Se la distanza del primo minimo è invece di un quarto d'onda, l'antenna è ancora risonante e presenta un carico resistivo alla linea, ma il suo valore si deduce da quello dell'impedenza caratteristica della linea dividendolo per *r*.

Se la distanza fra l'estremo della linea dal lato antenna e il primo minimo di corrente è un qualsiasi valore fra 0,5 λ e 0,25 λ, l'allineamento presenta un carico reattivo alla linea e pertanto deve essere riaccordato prima di procedere ulteriormente.

Nel caso in cui l'antenna presenti alla linea d'alimentazione un carico resistivo, ma di valore inadatto, per quanto si siano effettuate tutte le regolazioni possibili sul sistema di adattamento, sia esso del tipo a « Δ », a « T », « Yoke », o ad elemento ripiegato, il procedimento più facile per ottenere il rapporto d'onde stazionarie più basso possibile, consiste nell'inserire un trasformatore in quarto d'onda nella linea di alimentazione.

La linea deve essere tagliata in un punto di *massima corrente;* i punti di massima corrente sono naturalmente ad 1/4 d'onda, in entrambe le direzioni, dal punto di minima corrente che, come si è detto, è di facile localizzazione. Se il minimo di corrente è ad un quarto d'onda dall'antenna il massimo di corrente sarà esattamente nel punto in cui la linea si collega all'antenna. Se il minimo di corrente è a mezz'onda

dall'estremo della linea, questa deve essere tagliata ad un *quarto d'onda* dell'antenna essendo quello un punto di massima corrente. Un tronco di linea in quarto d'onda deve dunque essere inserito in questo punto.

L'impedenza caratteristica di questo tronco di linea deve essere uguale alla media geometrica fra l'impedenza caratteristica della linea di alimentazione principale e l'impedenza che si presenta a detta linea nel punto in cui è stata tagliata. L'impedenza del tronco di linea può anche essere determinata molto facilmente mediante il rapporto *r* d'onde stazionarie e l'impedenza caratteristica Z_0 della linea principale d'alimentazione. L'espressione per determinare il valore appropriato dell'impedenza del tronco in quarto d'onda Z_Q è la seguente:

$$Z_Q = \sqrt{\frac{Z_0^2}{r}}$$

Per dare un esempio supponiamo di avere una linea di 465 Ω costruita con fili ∅ 2 mm su distanziatori di 5 cm con cui si debba alimentare un allineamento orientabile con adattamento a « T ». Il primo minimo di corrente sia ad un quarto d'onda dal « T » ed il rapporto d'onde stazionarie misurato sulla linea sia risultato di 4:1 (r=4). L'impedenza del tronco di linea in quarto d'onda dovrà essere:

$$Z_Q = \sqrt{\frac{(465)^2}{4}} = 232\ \Omega$$

Poichè il primo minimo di corrente è ad un quarto d'onda dal « T », il primo massimo di corrente sarà precisamente all'entrata del « T » e perciò la linea di 465 Ω dovrà essere distaccata dal « T » per inserirvi il tronco di linea in quarto d'onda di 232 Ω. Questo tronco di linea può essere costruito indifferentemente o secondo il sitsema « Q » a sbarre con tubi di alluminio ∅ 12,5 mm spaziati di 44,5 mm, oppure con una linea a quattro fili, descritta nel Capitolo XII, realizzata con quattro fili ∅ 1,6 mm posti ai vertici di un quadrato inscritto in una circonferenza di 87,4 mm di diametro e cioè avente i lati di 61,9 mm.

Adattamento con impedenza reattiva nel punto di alimentazione

Se l'antenna presenta un carico reattivo alla linea di trasmissione nel suo punto di alimentazione, si deve fare anzitutto, come si è detto, un tentativo per rendere l'antenna perfettamente risonante.

Questo richiede una regolazione nella lunghezza dell'elemento radiante nel caso di un allineamento parassitico, o di tutti i radiatori nel caso di più allineamenti sovrapposti. Se il carattere reattivo dell'impedenza nel punto di alimentazione non potesse essere eliminato, si potrà ancora fare in modo che all'estremità della linea si presenti un carico resistivo.

A tal fine, ricordando che nei punti in cui una linea presenta un massimo di corrente si ha sempre un'impedenza resistiva, basterà considerare trasferita l'entrata dell'antenna in corrispondenza del massimo di corrente più vicino ad essa ed ivi inserire il tronco di linea in quarto d'onda atto ad effettuare lo adattamento fra due impedenze entram-

be resistive, ma di diverso valore. In pratica si dovrà misurare, come precedentemente, il valore del rapporto d'onde stazionarie e quindi localizzare il massimo di corrente più vicino all'antenna. Come già si è detto, è preferibile riferirsi al minimo di corrente, di localizzazione più netta, e risalire poi al punto di massimo misurando lungo la linea una distanza pari ad un quarto d'onda. Si taglia la linea in tale punto di corrente massima e vi si inserisce un tronco di linea in quarto d'onda la cui impedenza caratteristica è Z_Q potrà determinarsi, come al paragrafo precedente, in base alla conoscenza dell'impedenza Z_0 della linea di alimentazione e del rapporto d'onde stazionarie r.

Adattamento con linee a cavo bipolare o coassiale

Il problema di adattare la linea di alimentazione all'antenna è molto semplificato nel caso, già esaminato, di linea due fili in aria.

Nel caso di cavi bipolari è talvolta possibile ottenere un'indicazione soddisfacente dei valori relativi di corrente nella linea usando una spira piatta lunga circa 15 cm, connessa ad un termomilliamperometro, e col tratto rettilineo della spira posto su un lato del cavo direttamente affiancato ad uno dei conduttori. Un'indicazione relativa può anche attenersi con un tubo fluorescente posto contro la parte piatta della linea. In questo caso la lunghezza della scarica luminescente è circa proporzionale alla tensione tra i due conduttori di linea.

Quando si usano cavi coassiali per le linee di alimentazione nelle bande a frequenze altissime o ultra-alte, per la misura del rapporto d'onde stazionarie e dei punti di minima e massima corrente si può usare un tronco di linea coassiale ispezionabile (vedi Capitolo sedicesimo). Questo metodo non è però realizzabile per frequenze inferiori a 144 MHz ($\lambda = 2{,}1$ m) per le eccessive dimensioni richieste.

I misuratori d'onde stazionarie possono essere usati con cavi coassiali, cavi bipolari e linee a fili paralleli in aria. Questi strumenti sono molto soddisfacenti per determinare il valore del rapporto d'onde stazionarie, ma non consentono di localizzare i punti di minima e massima corrente. Talvolta, insieme a tale strumento, si usa un tubo fluorescente nell'operazione d'accordo di una linea a nastro, per individuare i punti di massima e minima tensione. Si ottengono così tutti i dati necessari per un accurato adattamento.

Spostamenti in altezza degli allineamenti

Un problema pratico che si presenta sempre nell'accordo e nell'adattamento di un allineamento risiede nella posizione elevata dell'antenna. Se questa è posta al sommo di un palo non è accessibile per la regolazione, mentre se è installata su un traliccio a pioli può bensì essere regolata facilmente, ma non essere orientata. Un fattore favorevole in questa situazione è dato dalla constatazione sperimentale che se l'antenna viene posta a $2 \div 3$ metri di altezza su una qualsiasi scala a pioli, per l'accordo preliminare, portandola poi alla altezza definitiva, non si verificano notevoli variazioni nella regolazione. È così possibile effettuare una regolazione

preliminare col sistema d'antenna posto poco più in alto della testa e successivamente innalzare l'antenna in una posizione in cui possa essere ruotata per la regolazione finale. Se la posizione delle sezioni regolabili degli elementi, quale determinata con l'antenna abbassata, viene segnata in modo da non perdere la regolazione fatta, l'allineamento può essere portato all'altezza in cui può ruotare, e se si sono lasciati i morsetti di fissaggio abbastanza lenti, dette sezioni possono essere regolate da terra mediante una lunga canna di bambù. Dopo una serie di tentativi, si potrà ottenere una soddisfacente regolazione della lunghezza degli elementi d'aereo. Normalmente però i risultati finali sono così vicini ai valori dati in figura 2, che un allineamento dimensionato secondo questi dati può essere installato direttamente.

Il processo di adattamento, non richiede la possibilità di rotazione dell'antenna, ma bensì che essa sia posta il più vicino possibile alla sua normale sistemazione di funzionamento. Tuttavia, in particolari installazioni si possono determinare le posizioni dei minimi di corrente vicino al trasmettitore con l'antenna in alto e quindi abbassarla per accertarsi se tali posizioni sono rimaste invariate.

Se ciò si verifica, come avviene in molti casi se la linea di alimentazione è tenuta in una posizione abbastanza alta sul suolo quando l'antenna viene abbassata, si possono determinare i punti di minimo verso l'antenna. Può allora essere eseguito il calcolo del tronco di linea in quarto d'onda idoneo all'adattamento e, dopo averlo montato, verificare di nuovo il rapporto d'onde stazionarie, precedendo infine a rimettere l'antenna nella sua posizione definitiva.

16-7 Sistemi di rotazione delle antenne

Le strutture per la rotazione degli allineamenti possono essere distinte in due classi: ad albero rotante ed a piattaforma rotante. Il tipo ad albero rotante è forse la soluzione più soddisfacente per strutture costruite da dilettanti.

Il sistema a piattaforma girevole è forse preferibile se il dispositivo di rotazione deve essere acquistato, giacchè sono reperibili sul mercato ottimi sistemi di piattaforme rotanti a vari prezzi. I dispositivi rotanti più grandi e più costosi sono adatti per la banda di 14 MHz, mentre le strutture più piccole, quali quelle progettate per antenne TV, sono previste per un minor carico e possono essere usate soltanto per le antenne sui 28 e 50 MHz. E' pratica comune installare il dispositivo rotante sopra una piattaforma costruita in cima ad un palo, o ad un traliccio di sezione trasversale abbastanza grande per poter essere autoportante ed altresì capace di resistere agli sforzi torsionali imposti dalla piattaforma girevole.

Manovra delle strutture orientabili Se si usa la struttura ad albero rotante è un problema relativamente semplice il costruire i supporti rotanti. Se l'albero rotante scende attraverso il tetto della cabina di radiotrasmissione, come nel caso del sistema di antenna illustrato in figura 23, una disposizione soddisfacente si ha solo installando una grande ruota di

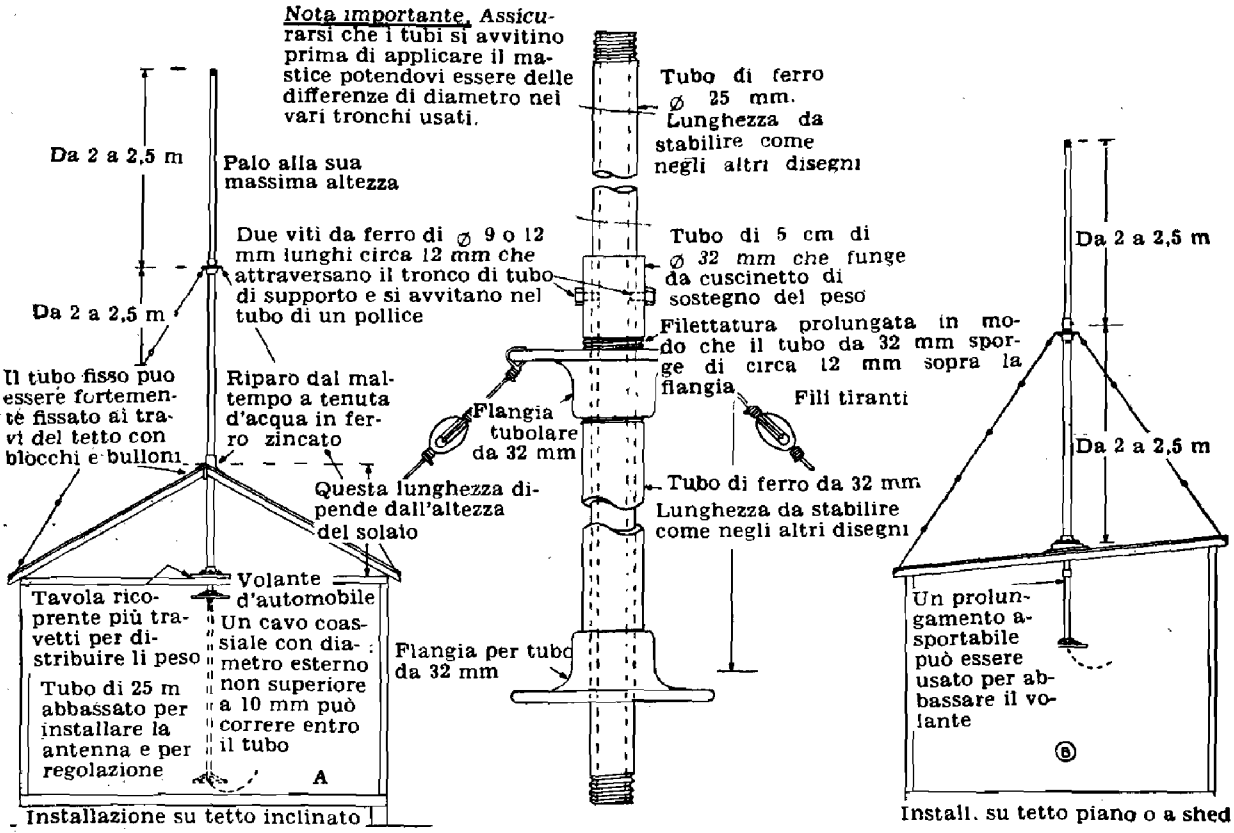


Figura 28.

STRUTTURA TOTALMENTE TUBOLARE AD ALBERO ROTANTE PER INSTALLAZIONE SUL TETTO

Un'istallazione adatta per un fabbricato a tetto inclinato è illustrata in (A), mentre in (B) è disegnata un'analoga installazione per un tetto piano a shed. La struttura disegnata è sufficientemente solida per sostenere un allineamento leggero a 3 elementi per 28 MHz ed uno di 3 elementi per 50 MHz posto sopra al precedente all'estremità di un tubo ⌀ 12,5 mm lungo 120 cm. Le lunghezze dei tubi sono scelte in modo che quando il sistema è nella posizione abbassata si può salire su una normale scala e mettere gli allineamenti nella loro posizione sul tubo girevole. Le lunghezze possono anche essere un po' aumentate se l'allineamento è particolarmente leggero ed offre poca resistenza al vento. Tutti i vari tipi di antenne descritte in questo capitolo provviste di flangia tubolare, possono essere usate con questo tipo di palo e di struttura rotante. Appena installato il palo è bene dare al palo rotante una buona ingrassata con grasso vischioso resistente all'acqua. Affinchè il bordo superiore della parte fissa sporga sopra la piastra della flangia è necessario avere una filettatura completa nell'interno della flangia, come pure un tratto filettato più lungo del normale all'estremità del tubo di ⌀ 32 mm. E' relativamente facile eseguire questo impianto a tenuta d'acqua in quanto il tubo di 32 mm che attraversa il tetto è fisso. E' bene assicurarsi che in tutti i raccordi sia usato il mastice per tubi e che essi siano stati ben stretti con una chiave per tubi.

comando alla base dell'albero rotante, ponendo sul tetto un cuscinetto di sostegno della struttura. Questo sistema è disegnato in figura 28. Nell'esempio ivi illustrato un pezzo di tubo di ⌀ 30 mm è fissato permanentemente al tetto della cabina e l'antenna rotante è montata su un tubo di ⌀ 25 mm che penetra nella cabina passando entro il suddetto tubo di maggior diametro.

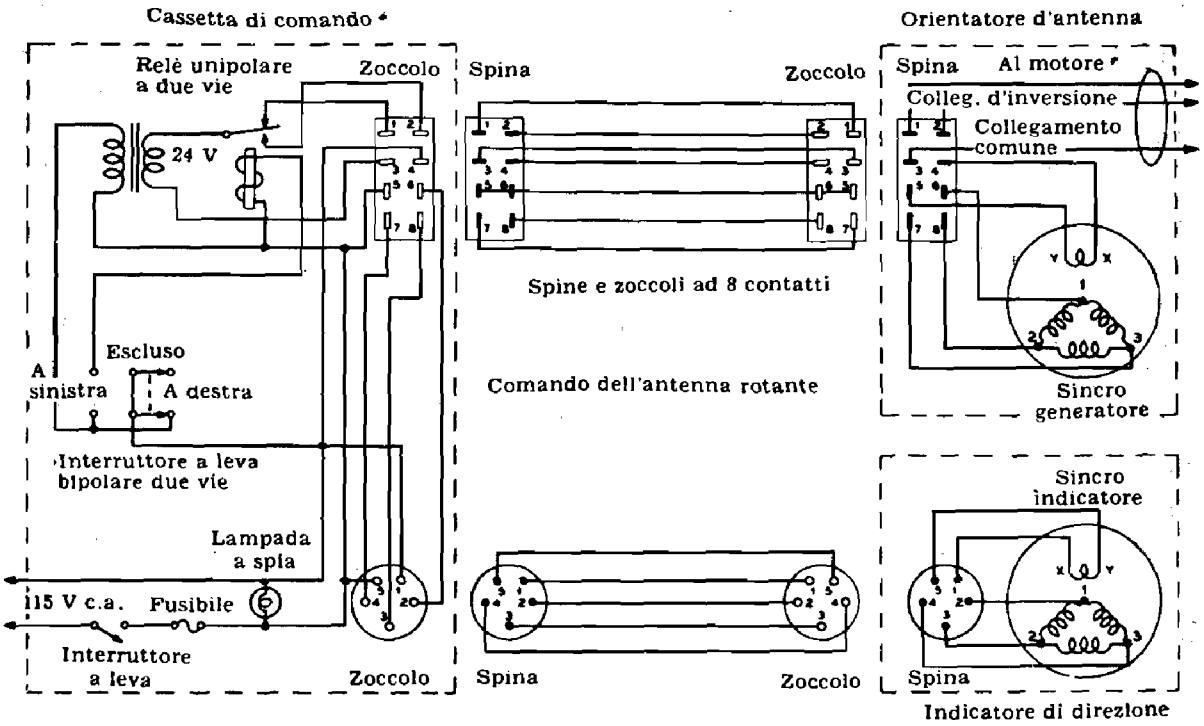


Figura 29.

SCHEMA DEL SISTEMA DI COMANDO DELL'ANTENNA

Se il palo rotante è posto ad una certa distanza dal posto dell'operatore, un sistema di pulegge e funi può essere usato per comandare l'allineamento. Naturalmente il sistema di comando più soddisfacente è quello che usa un motore elettrico.

Un sistema che è largamente usato per comandare antenne rotanti per radar si vale di servomeccanismi per effettuare la rotazione dell'antenna. In questo sistema un piccolo sincroripetitore (selsyn) *motore* (ad es. tipo 5 G) è accoppiato al volano di comando e ad un quadrante indicatore. L'uscita del sincro di controllo è accoppiato ad un altro sincro speciale (ad es. 5CT) posto nella base della struttura rotante dell'antenna, in modo che qualsiasi errore fra le posizioni relative dei due sincro induca una tensione all'entrata di un « servo amplificatore » elettronico. La uscita di questo alimenta un motore alla base dell'antenna. La polarità e l'intensità dell'energia erogata dal servo amplificatore al motore di comando è tale che questo farà ruotare la struttura girevole finchè il sincro (che è accoppiato meccanicamente alla piattaforma rotante) si trova nella stessa posizione relativa del rotore del sincro accoppiato alla ruota di comando.

Questo tipo di comando per antenna orientabile è il preferibile in quanto il più piccolo sforzo esercitato sul volano di comando è sufficiente a far ruotare anche la più grande antenna nell'esatta direzione indicata dall'indice del sincro di comando. Tale sistema è però complesso e costoso, benchè molti componenti siano reperibili nei residuati di guerra ed adattabili allo scopo di comandare un'antenna orientabile per dilettanti.

Indicazione della direzione Un metodo più soddisfacente per indicare la direzione di trasmissione di un allineamento orientabile è quello che fa uso di sincro per la trasmissione dei dati di posizione dalla struttura rotante al posto dell'operatore. I sincro che si trovano in commercio, o nei residuati di guerra, sono di vario tipo; alcuni sono progettati per funzionare a 115 V 60 Hz, altri sempre a 60 Hz, ma a tensione inferiore, altri infine per 400 o 800 Hz. Questi ultimi, che sono i più diffusi, risultano più piccoli e più leggeri di quelli a 60 Hz. Poichè il sincro indicatore deve erogare una potenza trascurabile per muovere l'indice, i tipi ad alta frequenza possono essere usati anche a 60 Hz se si riduce la tensione di alimentazione a valori compresi fra 6,3 e 20 V. In molti casi, nello schema di collegamento che accompagna i sincro, è riportata anche la tensione consigliabile per funzionamento a 60 Hz. In ogni caso la tensione di lavoro sarà scelta nel valore più basso possibile per dare una trasmissione di dati sufficientemente esatti dall'antenna al posto di operazione. Certamente non sarà necessario applicare una tensione che possa surriscaldare i sincro.

Si possono anche usare sistemi costituiti da un potenziometro a rotazione continua e da un milliamperometro alimentati con batteria o altra sorgente di tensione continua. Un potenziometro reperibile commercialmente (Ohmite RB-2) può essere usato insieme ad uno strumento per corrente continua di 0,1 mA fondo scala la cui scala viene graduata a mano per l'indicazione della direzione.

Sistema di controllo della rotazione d'antenna

Descriveremo qui il circuito ed i principali particolari meccanici di un comune sistema di controllo per antenna girevole. L'installazione si vale di un comune motore per elica a passo variabile, quale motore di comando, e di un riduttore ad ingranaggi. Una coppia di sincro a 115 V ritrasmette le posizioni dell'antenna al posto dell'operatore.

L'installazione consiste di tre unità: il motore ed il sincro generatore alla base dell'antenna, lo strumento di controllo ed il globo rotante indicatore di direzione. Un cavo ad otto conduttori corre, per una distanza di circa 15 m, dallo strumento di controllo alla base dell'antenna, mentre un altro cavo a 5 conduttori collega detto strumento con l'indicatore di direzione. La potenza necessaria per tale installazione è derivata, per mezzo di un normale cordoncino bipolare, dallo strumento di controllo mediante spina e relativa presa.

I componenti di questa installazione sono illustrati nelle figure 29, 30 e 31. l'antenna a tre elementi per la banda di 28 MHz è sostenuta da un albero rotante realizzato con un tubo di acciaio di ∅ 4 mm con un cuscinetto a carico radiale posto a circa 3 metri dalla base. Il cuscinetto di base dell'antenna è costituito dal meccaismo stesso di comando.

L'albero rotante di sostegno può essere costruito di più sezioni di tubo di acciaio d'occasione, della lunghezza di circa 1,5 metri; una delle estremità di ciascuna sezione, per una lunghezza di 15 cm, viene ridotta di diametro in modo da poterla introdurre nella suc-

cessiva. Attraverso ciascuna giunzione viene praticato un foro di ∅ 6 mm, in modo da potervi inserire un bullone che serve a bloccare le giunzioni onde poter trasmettere all'antenna la coppia applicata alla base.

La base del palo, di diametro 3,8 mm, s'innesta esattamente nel centro della parte rotante del motore. Inoltre questa parte del motore deve essere provvista di fori per fissarvi con spine la base dell'albero rotante.

Lo strumento di controllo La fotografia di questa cassetta di controllo è riprodotta in figura 30, mentre in figura 29 ne è disegnato lo schema. I nquesta cassetta sono inclusi: l'interruttore principale, i fusibili, la lampadina spia ed il comando di direzione per la rotazione dell'antenna. Chiudendo l'interuttore principale, si accende la lampada spia e si viene ad applicare la tensione primaria ai due sincro del sistema indicatore. I due sincro tendono a mettersi in passo non appena è applicata tensione ai loro avvolgimenti primari. Poichè il rotore del sincro alla base dell'antenna è fisso, in quanto ingrana con l'albero dell'antenna, è il rotore del sincro connesso al globo girevole che ruota fino ad assumere la stessa posizione relativa, rispetto allo statore, che ha il primo sincro.

Il comando di direzione è costituito da un commutatore a leva a tre vie. Esso è munito di una molla di richiamo, cosicchè appena la levetta viene lasciata, il commutatore ritorna nella posizione « aperto ». Si noti che i contatti del commutatore non devono portare la corrente piuttosto intensa della linea a 24 V. Una sezione del commutatore dà tensione al primario del trasformatore 115/24 V tanto nella posizione *sinistra* (rotazione antioraria) quanto in quella *destra* (rotazione oraria). La seconda sezione del commutatore eccita un relè unipolare a due vie mediante la linea 115 V nella posizione *sinistra;* mentre lascia il relè diseccitato nella posizione *destra.* In queste posizioni il relè dà corrente al collegamento del motore per la rotazione *oraria,* essendo sempre connesso il collegamento comune. Quando il relè viene eccitato ponendo la levetta del commutatore a *sinistra,* viene alimentato il collegamento del motore per la rotazione *antioraria.*

Cavi I cavi multipli collegano le unità principali del sistema di comando e di indicazione. L'uso dei cavi e prese multiple consente rapide e facili manovre di collegamento, o distacco delle varie unità. Un cavo ad 8 fili con una spina ad 8 contatti a ciascun estremo collega la cassetta di controllo con il rotore d'antenna. Le spine e le relative prese sono del tipo normale Jones P-408. Analogamente il cavo a 5 fili collega la cassetta di controllo al globo girevole indicatore di direzione. Le spine e prese sono del tipo normale in resina Amphenol N. 86.

Si noti che gli estremi « caldi » (sotto tensione) dei cavi fanno capo alle prese femmine delle giunzioni, mentre gli estremi « freddi » ,senza tensione) terminano ai maschi delle giunzioni. In tal modo nel manovrare i cavi si è sicuri di poterli toccare senza pericolo di scossa elettrica.

L'indicatore a globo rotante L'uso di un indicatore di direzione a globo è conveniente in quanto dà immediatamente un'idea della direzione ottima e della zona coperta dell'antenna direttiva. Inoltre l'indicazione è data in termini più espressivi sul mappamondo anzicchè mediante la proiezione di un cerchio massimo con le relative distorsioni nelle aree relative alle masse terrestri o marine.

L'unità illustrata in figura 31 fu costruita con un mappamondo di 30 cm. Il globo venne smontato dal suo sostegno ed un piccolo foro fu praticato in corrispondenza della città in cui aveva sede la stazione; un altro foro uguale venne eseguito nella parte diametralmente opposta ed attraverso i due fori, debitamente allargati, venne infilato un asse di 6 mm. Un raccordo del diametro di 25 mm e dell'altezza di 40 mm fu eseguito al tornio per collegare l'albero del sincro a quello del globo, costituito da un tondo di ∅ 6 mm e lungo 30 cm, fissato al globo mediante un anello di gomma cementato con mastice.

La scatola di sostegno del globo, che racchiude il sincro e porta sul retro le prese dei cavi, fu costruita in legno dello spessore di 20 mm. Un falso fondo entro la scatola sostiene la flangia per il montaggio del motore sincro. L'indice ed il cuscinetto superiore furono costruiti con plexiglas di 6 mm. Il plexiglas, tagliato e rifinito nella forma voluta e dopo avervi tracciato una sottile linea centrale di traguardo, fu scaldato in una stufa e piegato attorno ad un cilindro di diametro tale da lasciare una giusta intercapedine di circa 10 mm tra il globo e l'indice. Praticati due fori l'indice fu fissato alla base con cemento di plexiglas.

Allineamento L'allineamento del sistema indicatore fu ottenuto puntando l'antenna sulla stella polare, con la tensione applicata ad entrambi i sincro. allentata la vite di serraggio del raccordo all'albero del sincro di comando del globo, questo fu ruotato a mano fino ad allineare l'indice col nord; ed in questa posizione fu stretta la vite di serraggio. I due sincro usati nel sistema indicatore erano del tipo 115 V 60 Hz.

CAPITOLO DICIASSETTESIMO

Interferenze nella televisione e nelle radiodiffusioni

Il problema dell'interferenza nella ricezione televisiva è uno dei problemi più difficili e più seri per i radiodilettanti. Ma il problema può essere risolto se affrontato in modo sistematico, come è provato dal fatto che migliaia di dilettanti hanno eliminato le interferenze già causate dai loro trasmettitori.

In un'area di alta intensità di campo del segnale TV il problema delle interferenze può essere risolto completamente eseguendo una serie di misure: sia al trasmettitore del dilettante, sia al ricevitore disturbato. Ma nelle aree marginali di bassa intensità di campo del segnale TV la completa eliminazione delle interferenze è problema difficile ed attraente. Anch'esso però, come è provato dal lavoro di vari dilettanti, può essere risolto.

17-1 Tipi di interferenze nella TV

Vi sono tre tipi fondamentali di interferenze che possono essere causati singolarmente, o combinatamente, dal trasmettitore di un dilettante. Questi tipi d'interferenze sono:

1) Sovraccarico dell'apparecchio televisivo per azione della portante del trasmettitore.
2) Annebbiamento della visione per emissioni spurie.
3) Annebbiamento della visione per irradiazione di armoniche.

Sovraccarico degli apparati TV Anche se il trasmettitore del dilettante è perfetto e non ha radiazione di armoniche, o qualsiasi emissione spuria, esso può tuttavia causare un sovraccarico nei ricevitori TV le cui antenne siano a poche centinaia di metri dall'antenna trasmittente. Questo tipo di sovraccarico è essenzialmente lo stesso che si ha nella radiodiffusione quando un dilettante mette in funzione un trasmettitore di media, o alta, potenza a poche centinaia di metri dall'apparecchio ricevente di un radioascoltatore. L'intensità del campo nelle immediate vicinanze dell'antenna trasmittente è sufficientemente alta per-

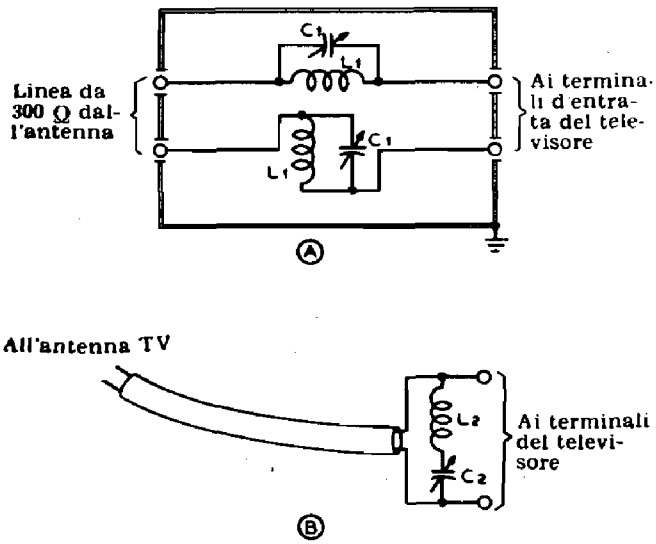


Figura 1.

TRAPPOLA ACCORDATA SULLA FONDAMENTALE DEL TRASMETTITORE

La disposizione indicata in (A) si è dimostrata efficace nell'eliminazione del bloccaggio generale causato da un trasmettitore su 28 MHz posto in vicinanza di un ricevitore TV. I circuiti accordati L_1-C_1 risuonano separatamente sulla frequenza di trasmissione. La regolazione deve esser fatta presso il trasmettitore, oppure presso il televisore regolando il filtro fino ad ottenere la minima interferenza sulla shermo TV. La figura 1 B mostra un'altra disposizione con circuito serie derivato fra i terminali d'antenna del televisore. Il circuito serie deve essere accordato sulla frequenza del trasmettitore. Questo schema dà minore attenuazione dello schema (A); si è tuttavia dimostrato efficace per le interferenze dovute a trasmettitori di bassa potenza sui 28 MHz.

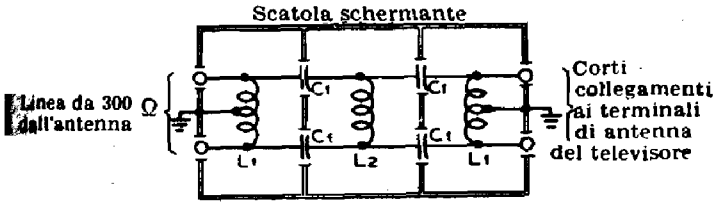
chè il segnale del dilettante incida sul ricevitore radio o televisivo, sia sovraccaricando i circuiti d'entrata, sia interferendo sui circuiti a frequenza intermedia video o audio. Una caratteristica di questo tipo di interferenze consiste nel fatto che essa sempre scompare quando il trasmettitore opera temporaneamente su un'antenna fittizia. Un'altra caratteristica di questo tipo di sovraccarico è che i suoi effetti sono praticamente costanti sull'intera gamma di frequenze coperta dal ricevitore radio o televisivo. I canali televisivi da 50 a 200 MHz sono influenzati pressocchè nella stessa misura.

Per le interferenze di questo tipo il problema consiste semplicemente nell'escludere la possibilità di ricezione della frequenza fondamentale del trasmettitore. Altri tipi di interferenze possono più o meno manifestarsi dopo aver bloccata la ricezione della fondamentale, ma l'eliminazione di questa deve sempre essere effettuata prima di ogni altro provvedimento.

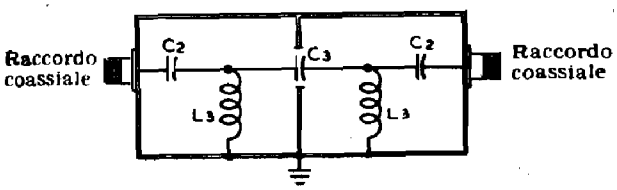
L'eliminazione della fondamentale del trasmettitore dall'apparato TV è normalmente la sola operazione effettuata sul ricevitore TV o nelle sue vicinanze. Eliminato tale tipo di interferenze, si dovrà agire sul trasmettitore, o in sua vicinanza, per eliminare gli altri due tipi di interferenze.

Eliminazione della frequenza fondamentale

I metodi più o meno usuali nella eliminazione delle interferenze alle radiodiffusioni, sono in gran parte usati anche nel campo TV. Vengono installate trappole d'onda e filtri ed i sistemi d'antenna possono essere talvolta modificati per offrire una minor risposta al segnale del trasmettitore del dilettante. Circa il confronto tra trappole d'onda e filtri si applicano le stesse considerazioni che da anni sono note per le interferenze alle radiodiffusioni. Le trappole d'onda sono veramente efficaci se ben installate ed accordate, ma debbono essere nuovamente accordate ogni qualvolta si cambia la banda di lavoro, o quando ci si sposta da un estremo all'altro della banda. Pertanto le trappo-



Ⓐ Per linea da 300 Ω schermata o no



Ⓑ Per linea coassiale da 50-75 Ω

Figura 2.

FILTRI PASSA-ALTO PER LINEE DI TRASMISSIONE

La sistemazione disegnata in (A) arresta il passaggio di tutti i segnali con frequenza inferiore a circa 45 MHz dalla linea di collegamento all'antenna verso il televisore. Le bobine L_1 sono di 1,2 μH (17 spire di filo smaltato ∅ 0,5 mm ad avvolgimento serrato su una bacchetta di polistirolo di ∅ 6,5 mm), con presa centrale messa a terra. E' preferibile raschiare, attorcigliare e saldare la presa centrale prima di avvolgere la bobina. La bobina L_2 è di 0,6 μH (12 spire di filo smaltato ∅ 0,5 mm avvolte strettamente su una bacchetta di polistirolo di ∅ 6,5 mm). I condensatori devono essere di circa 16,5 pF, ma danno risultati soddisfacenti anche condensatori ceramici di 15 o 20 pF. Un filtro analogo per linee coassiali d'antenna è disegnato in (B). Entrambe le bobine sono di 0,12 μH (7 spire di filo smaltato ∅ 1 mm spaziate a 12 mm avvolte su una bacchetta di polistirolo ∅ 6,5 mm). I condensatori C_2 sono piccoli ceramici di 75 pF, mentre C_3 è un condensatore, pure ceramico, di 40 pF.

le d'onda non sono consigliate se non quando il funzionamento del trasmettitore è limitato ad una stretta porzione di una delle bande per dilettanti. La figura 1 mostra due dei più comuni sistemi di trappola d'onda.

Filtri passa-alto I filtri passa-alto inseriti nei collegamenti d'antenna del ricevitore TV, si sono dimostrati molto efficaci per l'eliminazione delle interferenze dovute al sovraccarico. In molti casi quando il trasmettitore interferente opera soltanto sulle bande inferiori a 7,3 MHz, l'uso di tali filtri elimina completamente ogni interferenza. In alcuni casi l'installazione di un filtro passa-alto nella discesa d'antenna e di un filtro di tipo usuale nella linea a frequenza industriale si è dimostrato di piena efficacia nell'eliminazione dell'interferenza da parte di un trasmettitore funzionante ad una delle frequenze più basse della banda per dilettanti.

In generale si consiglia di acquistare filtri di costruzione usuale quali vengono fabbricati da molte ditte a prezzi relativamente bassi. Tuttavia queste unità possono essere autocostruite seguendo gli schemi delle figure 2 e 3, che mo-

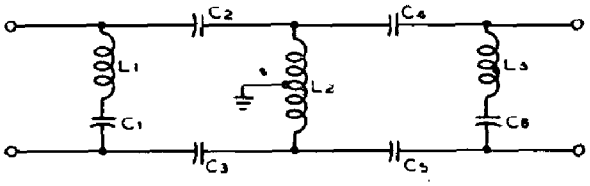


Figura 3.

FILTRO PASSA-ALTO SERIE-PARALLELO

Questo filtro è progettato per l'impiego con linee di trasmissione da 300 Ω dall'antenna al televisore. La frequenza di taglio nominale è di 36 MHz e la massima attenuazione è su circa 29 MHz

C_1, C_6—15 pF - Cond. ceramici a coefficiente di temperatura zero

C_2, C_3, C_4, C_5—20 pF - Cond. ceramici a coefficiente zero

L_1, L_3—2,0 μH - Circa 2 spire di filo ∅ 0,3 mm a 2 coperture cotone avvolto a 16 mm su una bacchetta di polistirolo ∅ 6,5 mm. Le spire devono essere regolate fino ad ottenere la risonanza su 29 MHz con 15 pF

L_2—0,66 μH - 14 spire di filo ∅ 0,3 mm 2 cop. cotone avvolto a 15 mm su una bacchetta di polistirolo ∅ 6,5 mm. Si regolano le spire per risuonare esternamente a 25 MHz con un condensatore ausiliario di 10 pF esatti.

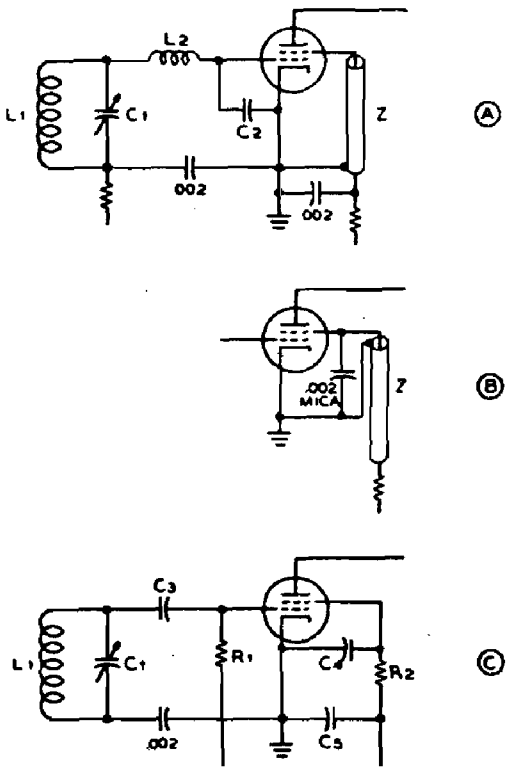


Figura 4.
CIRCUITI ANTI-PARASSITICI
In (A) è indicata la combinazione fra un filtro passa-basso nel circuito di griglia ed una trappola di disaccordo nel ritorno di schermo. C_2 è un piccolo condensatore ceramico di circa 15 pF connesso direttamente fra griglia e catodo sullo zoccolo del tubo. Come primo orientamento L_2 può essere costruita con 6 spire di filo smaltato ∅ 1 mm avvolto su una bacchetta isolante ∅ 6,5 mm. Si dovrà usare il più alto valore di induttanza che permetta tuttavia la piena eccitazione alle più alte frequenze della banda. Le indicazioni per l'uso della corta sezione di cavo coassiale Z quale mezzo per disaccordare il circuito di schermo sono date nel testo. In (C) è indicato l'uso di un condensatore ceramico C_3 di 15 pF in serie per elevare la frequenza di risonanza del circuito di griglia quale mezzo per smorzare le oscillazioni parassite. Pure in (C) è mostrato lo uso di un doppio sistemo di deviazione nel circuito di schermo. Il condensatore C_4 può essere un piccolo compensatore ceramico di circa 50 pF max.; R può realizzarsi con un resistore a carbone di 10 Ω/2 W, mentre R_1 è l'usuale resistenza di fuga di griglia. C_5 è il normale condensatore a mica da 2000 ÷ 10.000 pF.

strano dei filtri per linee di trasmissione sia a cavo coassiale, sia del tipo bifilare bilanciato. In molti casi tali filtri possono essere montati entro una delle piccole scatole schermate che si trovano in commercio. I terminali d'entrata e d'uscita possono essere realizzati con normali giunti oppure con le meno costose trecciole usate nei ricevitori per radiodiffusione e televisivi. Naturalmente quando si usa per l'antenna una linea coassiale, si devono impiegare giunti coassiali. In ogni caso i collegamenti fra il filtro e l'apparato TV devono essere molto brevi, compresi i collegamenti d'antenna e di terra al filtro stesso. Se tali collegamenti fossero molto lunghi essi potrebbero captare un segnale sufficiente ad annullare l'effetto del filtro passa-alto.

Bloccaggio dei segnali nella banda 50 MHz

Il funzionamento sulla banda per dilettanti di 50 MHz in una zona in cui si usi il canale televisivo più basso (ad es. il canale 2 della banda americana di telediffusione: 54-60 MHz) impone speciali problemi nell'eliminazione della fondamentale. I circuiti di entrata della maggior parte dei televisori sono a selettività abbastanza larga perchè un segnale della banda per dilettanti di 50 MHz possa attraversarli con piccola attenuazione. Inoltre le normali antenne TV presentano una risposta molto larga ad un segnale della banda di 50 MHz, che è relativamente vicino alla frequenza inferiore del canale più basso.

Un semplice filtro passa-alto di tipo normale non può dare una attenuazione sufficiente ad un segnale la cui frequenza sia così vicina alla banda passante del filtro stesso. Perciò un circuito risonante, del tipo illustrato in figura 1,

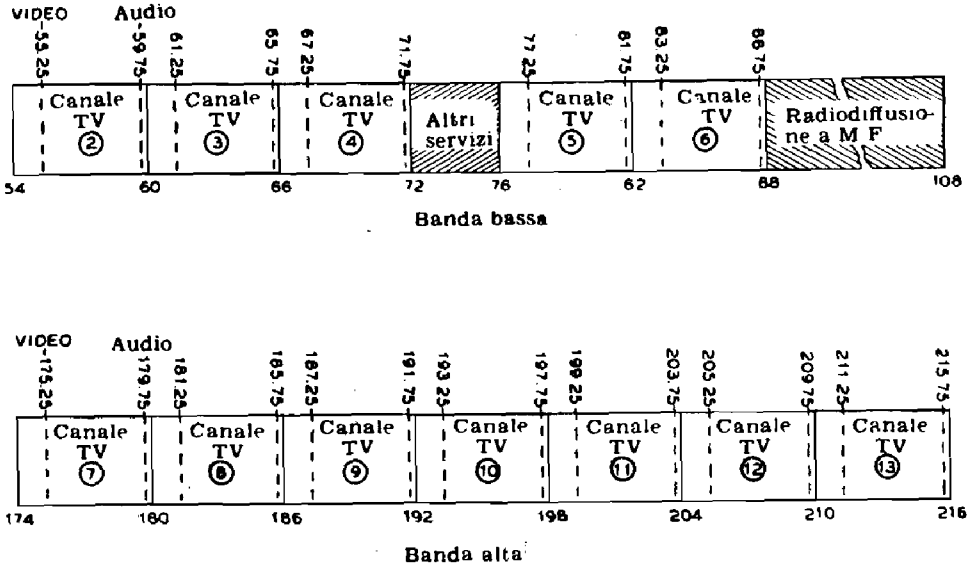


Figura 5.

CANALI DELLA TV AMERICANA A FREQUENZE ALTISSIME
Schema delle frequenze dei canali TV 2 ÷ 13 usati in U.S.A. con indicazione delle frequenze portanti video e audio.

deve essere usato per assorbire il segnale creato dal trasmettitore del dilettante ed escluderlo dall'entrata del televisore. Il circuito trappola deve essere accordato ad una frequenza vicino al limite inferiore della banda di 50 MHz per ottenere una adeguata attenuazione del segnale interferente senza però indebolire la risposta del ricevitore sul canale televisivo più basso.

Eliminazione delle emissioni spurie Tutte le emissioni spurie dei trasmettitori per dilettanti (escludendo per ora le armoniche) devono essere eliminate secondo le norme in vigore (in USA vigono le norme della Federal Communications Commission). In passato però molti trasmettitori di dilettanti irradiavano segnali spurii derivanti dalla manipolazione telegrafica, da oscillazioni parassite, o da transitori di sovramodulazione. Nella maggioranza dei casi gli operatori non erano consapevoli di queste emissioni, poichè esse erano irradiate solo a modeste distanze e quindi non erano segnalate alla loro attenzione. Ma con uno o più televisori nelle vicinanze certamente queste emissioni di disturbo sarebbero state subito segnalate all'operatore stesso.

L'eliminazione delle oscillazioni parassite e dei transitori di sovramodulazione è stata discussa nel Capitolo undicesimo e, con ulteriori note, nei Capitoli quinto e decimo.

Due nuovi circuiti recentemente suggeriti per l'eliminazione delle auto-oscillazioni e delle oscillazioni parassite nei tetrodi a fascio sono disegnati in figura 4. In figura 4 A e 4 B è illustrato l'uso di corte sezioni di cavo coassiale come ulteriore mezzo per tenere lo schermo a potenziale di terra. Questi mezzi si sono dimostrati efficaci, con lunghezze del cavo coassiale Z di 15 ÷ 40 cm, nel regolare il funzionamento di uno sta-

Fondamentale del trasmett	2a	3a	4a	5a	6a	7a	8a	9a	10a
7.0 – 7.3		21-21.9 F.I. TV			42-44 Nuova F.I. TV		58-58.4 Canale ②	63-65.7 Canale ③	70-73 Canale ④
14.0 – 14.4		42-43 Nuova F.I. TV	56-57.6 Canale ②	70-72 Canale ④	84-86.4 Canale ⑥	98-100.6 Radiodiffusione a M F			
21.0 – 21.45 F.I. TV		63-64.35 Canale ③	84-85.6 Canale ⑥	105-107.25 Radiodiffusione a M F				189-193 Canali ⑨ ⑩	210-214.5 Canale ⑬
26.96 – 27.23	53.92-54.46 Canale ② solo sopra 27 MHz	80.88-81.69 Canale ⑤	107.84-108.92 Radiodiffusione a M F			189 Canale ⑨	216 Canale ⑬		
28.0 – 29.7	56-59.4 Canale ②	84-89.1 Canale ⑥			168-178.2 Canale ⑦	196-207.9 Canali ⑩⑪⑫			
50.0 – 54.0	100-108 Radiodiffusione a MF		200-216 Canali ⑪⑫⑬					450-486 Possibili interferenze ai canali a frequenze ultra alte	500-540

Figura 6.

ARMONICHE DELLE BANDE PER DILETTANTI IN U.S.A.

Sono indicati i campi d'armoniche delle bande per dilettanti, da 7 a 54 MHz, nonchè i canali TV (e le F. I. della TV) che subiscono più facilmente le interferenze delle armoniche. Sotto certe condizioni i segnali dei dilettanti nelle bande da 1,8 a 3,5 MHz possono causare interferenze come conseguenza della diretta captazione nei sistemi videi dei televisori che non siano adeguatamente schermati.

dio con tubo 807 nella gamma delle frequenze altissime. In figura 4 C è indicato un mezzo per elevare la frequenza di risonanza del circuito di griglia al fine di eliminare le oscillazioni parassite.

Irradiazioni di armoniche Quando ogni causa di sovraccarico è stata eliminata nel ricevitore televisivo e quando il trasmettitore è completamente privo di transitori, o di oscillazioni parassite, è molto probabile che le interferenze risultino eliminate. Ciò avverrà certamente se il trasmettitore è ben progettato e funziona su una delle più basse bande di frequenza e si trova in una zona in cui il segnale TV è molto intenso. Ma quando il trasmettitore funziona su una delle più alte bande di frequenza ed in particolare in una zona marginale della stazione di telediffusione (segnale TV debole), il problema di eliminare le interferenze riappare facilmente. L'eliminazione dell'irradiazione di armoniche dal trasmettitore è un lavoro difficile e noioso che deve essere eseguito in modo sistematico, se si vogliono ottenere risultati completamente soddisfacenti.

Anzitutto è opportuno prender conoscenza dei canali di telediffusione presentemente assegnati, delle frequenze intermedie comunemente usate e dei ca-

nali che potranno essere interessati dalle armoniche relative alle varie bande dei dilettanti. Le figure 5 e 6 danno queste indicazioni per gli Stati Uniti d'America.

Un esame anche rapido delle figure 5 e 6 rende evidente la gravità delle interferenze che possono essere causate dalle armoniche delle emissioni dilettantistiche nelle bande di frequenza più alte. Adottando ogni ragionevole precauzione nella progettazione e nella schermatura dei trasmettitori si può ritenere che non si irradino armoniche di ordine superiore al 6°. Pertanto le bande più dannose dal punto di vista delle armoniche sono quelle superiori ai 14 MHz.

Natura delle interferenze per armoniche

Gli studi sulla natura delle interferenze causate dai trasmettitori dei dilettanti sullo schermo televisivo, ammesso che l'interferenza per sovraccarico sia stata eliminata secondo quanto precisato precedentemente in questo capitolo, hanno rivelato i seguenti fatti:

1. Una portante di ampiezza costante. quale un segnale telegrafico persistente in assenza di manipolazione, od un segnale a modulazione di ampiezza in assenza di modulazione, dà luogo ad un'ombreggiatura trasversale, o a lisca di pesce, sullo schermo televisivo. Lo stesso tipo generale di perturbazione dell'immagine si verifica anche nel caso di un segnale a banda ristretta di trasmittente a modulazione di frequenza, con o senza modulazione.
2. Un segnale a modulazione d'ampiezza d'intensità relativamente elevata produce, oltre all'ombreggiatura liscata, una intensa successione di bande nere e bianche attraverso l'immagine.
3. Un segnale persistente di modesta intensità e senza transitori, sempre nell'ipotesi che sia stata eliminata l'interferenza di sovraccarico, dà luogo a rotazione, avanti e indietro, delle ombreggiature dell'immagine.

In relazione alla condizione (1) si può affermare che essa è causata dal battimento fra la portante video e l'armonica dell'emissione interferente, Perciò più alta è la nota di battimento, meno evidente è l'ombreggiatura trasversale. È stato inoltre dimostrato che è necessario un segnale molto più intenso per produrre una liscatura evidente quando l'armonica interferente è più lontana possibile dalla portante video, senza però raggiungere la frequenza della portante audio. Perciò, quale espediente finale per eliminare le ultime traccie di interferenza, dopo che sono state prese tutte le misure correttive, si può far funzionare il trasmettitore su una frequenza tale che l'armonica interferente cada più lontano possibile dalla portante video. L'interferenza più grave sull'immagine da parte di un'onda persistente si manifesta quando il segnale interferente ha una frequenza molto vicina a quella del segnale video.

Esame della sorgente di interferenze

Per condurre un procedimento sperimentale è necessario disporre di alcuni dispositivi indicatori atti a determinare l'intensità del

campo dell'armonica. Il migliore indicatore dell'intensità di campo ad una certa distanza dall'antenna trasmittente è probabilmente un ricevitore televisivo di un qualche amico situato nelle vicinanze. Questi dovrebbe essere capace di eseguire occasionalmente una prova sulla natura dell'interferenza. Ma sarà forse necessario recarsi a controllare personalmente i risultati ottenuti, poichè il vicino potrebbe non essere capace di effettuare una analisi quantitativa del progresso ottenuto. È poi necessario un altro dispositivo per controllare le intensità di campo relativamente elevate in vicinanza del trasmettitore. Un semplice ondametro indicatore potrà assolvere a questa esigenza. Inoltre sarebbe molto utile avere un ricevitore, con un misuratore di intensità, capace di coprire almeno il campo da 50 a 100 MHz e, preferibilmente, fino a 216 MHz. Questo dispositivo può consistere semplicemente della stazione ricevente e di un semplice convertitore che utilizzi le due metà del tubo 6J6 come oscillatore e mescolatore.

La prima prova può essere fatta nel modo migliore col vicino che riceve le più gravi e generali interferenze. Si inserisce il trasmettitore e si verificano tutti i canali per determinare l'estensione dell'interferenza ed il numero di canali interessati. Poi si distacca l'antenna sostituendola con un gruppo di lampade da 100 W quale carico fittizio del trasmettitore. L'esperienza ha mostrato che 8 lampade da 100 W connesse in due gruppi in serie, ciascuno costituito da 4 lampade in parallelo, può sopportare l'erogazione di un trasmettitore da 1 kW su 28 MHz, se i collegamenti sono fatti simmetricamente. Si nota allora l'interferenza e poi si toglie la tensione anodica dell'amplificatore e si determina l'entità dell'interferenza causata dallo stadio eccitatore.

Nella generalità dei casi, quando l'amplificatore finale è uno stadio con tetrodo a fascio e l'eccitatore ha una potenza relativamente limitata ed è adeguatamente schermato, si noterà che la interferenza si riduce sostanzialmente quando l'antenna viene sostituita col carico fittizio. Si noterà anche che l'interferenza scompare quando funziona il solo eccitatore.

Considerazioni generali sulla riduzione dell'irradiazione d'armoniche

È bene esaminare, a questo punto, le condizioni generali che possono portare ad una riduzione della generazione di armoniche nei radiotrasmettitori dei dilettanti.

In primo luogo, come fu detto nel Capitolo decimo, è bene avere un solo stadio a r.f. di alto livello di potenza, essendo ovvio che in tal caso, se tutti gli stadi a basso livello sono schermati, vi sarà solo uno stadio da cui possono erogarsi segnali su frequenze armoniche di ampiezza apprezzabile.

In secondo luogo è opportuno, ogni qualvolta sia possibile, che lo stadio ad alto livello funzioni in classe B, anzicchè in classe C. Contrariamente alla opinione generale, lo stadio d'uscita di qualsiasi trasmettitore può funzionare in classe B in tutti i sistemi di trasmissione ad eccezione del caso in cui lo stesso stadio d'uscita sia modulato in ampiezza. Una riduzione del rendimento di conversione dello stadio finale del

10 % circa conseguirà alla diminuzione delle tensioni di polarizzazione e di eccitazione necessarie per passare al funzionamento in Classe B. Ma la modesta diminuzione nella potenza di uscita, non sarà apprezzabile nell'intensità del campo, mentre si ridurranno tangibilmente sia la potenza di eccitazione richiesta, sia l'irradiazione di armoniche.

Se lo stadio d'uscita deve funzionare in Classe C perchè modulato, e se per ottenere un'adeguata eccitazione dello amplificatore finale si deve usare uno stadio preamplificatore ben dimensionato, è molto importante che esso funzioni come amplicatore lineare. In nessun caso uno stadio eccitatore ad alto livello di potenza deve funzionare quale moltiplicatore di frequenza; sarebbe la via più sicura per avere un segnale ad alto livello di armoniche nel trasmettitore. Conseguentemente, tutte le moltiplicazioni di frequenza devono essere fatte negli stadi a basso livello, e preferibilmente con tubi riceventi relativamente piccoli funzionanti regolarmente entro le loro condizioni tipiche di lavoro.

17-2 Soppressione dell'irradiazione di armoniche

Molto è stato scritto in anni recenti su questo argomento con particolare riguardo ai trasmettitori di media potenza funzionanti nel campo di frequenze coperto dalle bande per dilettanti, e molti metodi per affrontare il problema sono stati suggeriti.

L'esperienza recente ha tuttavia dimostrato che le interferenze dovute ad armoniche possono essere eliminate in quasi tutti i casi con due soli mezzi:

1) Schermatura
2) Filtraggio

Questa affermazione può sembrare semplicistica, ma se viene tenuta presente quando si affronta il problema della riduzione di armoniche, tale problema risulterà perlomeno più chiaro e molte perplessità verranno eliminate. Per esempio dalla suddetta affermazione si dedurrebbe l'inutilità dei circuiti d'assorbimento d'armoniche posti sull'anodo, dei condensatori di deviazione a bassa induttanza derivati fra anodo e terra, e di altri simili mezzi usati per limitare la generazione di armoniche in prossimità del trasmettitore. Ciò non è sempre vero, ma lo è nella gran maggioranza dei casi in quanto tali metodi di riduzione della *generazione* di armoniche non eliminano le interferenze alla TV causate da *irradiazione* di armoniche.

I metodi per ridurre la *generazione* di armoniche possono bensì effettuare una attenuazione di 10,20 o anche 40 db sul livello energetico delle armoniche entro i pannelli del trasmettitore, ma ciò raramente porta all'eliminazione delle armoniche che interferiscono sulla TV; normalmente è richiesto un più alto grado di attenuazione. È perciò molto più efficace e più immediato affrontare il problema della riduzione delle armoniche dal punto di vista della *schermatura* e del *filtraggio*. Nella gran maggioranza dei casi la schermatura degli apparati e l'inserzione di filtri in tutti i collegamenti interni ai pannelli del trasmettitore, produrranno una sufficiente attenuazione dell'irradiazione d'armoniche. In quei casi speciali in cui si richiederà una ul-

teriore riduzione d'armoniche potranno essere utili quei mezzi che riducono la generazione d'armoniche entro il trasmettitore. È comunque sempre consigliabile provvedere prima alla schermatura ed al filtraggio, poichè questi provvedimenti sono necessari in ogni caso.

Livello di potenza del trasmettitore È bene chiarire che il livello di potenza del trasmettitore non ha grande significato relativamente al problema della riduzione di armoniche. La differenza nel livello di potenza fra un trasmettitore di 20 W ed uno di 1 kW è questione di soli 17 db. Ora il grado di attenuazione d'armoniche necessario per eliminare le interferenze causate dalla loro irradiazione, varia da 80 a 120 db, dipendentemente dall'intensità del segnale TV nelle vicinanze. Ciò non vuol dire che non è cosa più semplice eliminare le interferenze armoniche da un trasmettitore di bassa potenza che non da uno da 1 kW. In effetto è più semplice sopprimere l'irradiazione di armoniche da un trasmettitore di piccola potenza, ma ciò essenzialmente perchè risulta molto più facile schermarlo e perchè i filtri sui collegamenti che attraversano i pannelli del trasmettitore possono essere costruiti di minori dimensioni e con minor spesa nel caso di unità di bassa potenza.

Schermatura Su questo argomento sono state recentemente pubblicate molte informazioni. Non è certamente possibile racchiudere completamente il trasmettitore e l'eccitatore in una scatola di rame saldato. Si tratta di vedere di quanto ci si può allontanare dal caso ideale senza togliere alla schermatura la sua efficacia. La risposta deve naturalmente essere data in senso relativo, ma si può dire sicuramente che fessure, fori e piccole aperture negli schermi si dimostrano nocivi ai fini dell'attenuazione d'armoniche.

È importante ricordare che una fessura in un pannello metallico irradia altrettanto bene quanto un pezzo di filo avente le stesse dimensioni. Questo può apparire a taluno una nuova concezione, ma in effetto la fessura fra lo sportello posteriore ed il pannello di un armadio metallico di 2 metri d'altezza può irradiare onde polarizzate orizzontalmente di circa 80 MHz come un dipolo orizzontale in mezz'onda. Varie cerniere e serrature serviranno ad interrompere la fessura e ad elevare la sua frequenza di risonanza portandola fuori almeno dalla banda TV più bassa. Le aperture di ventilazione sui lati del pannello possono essere effettivi radiatori a frequenze prossime alle bande alte TV. Schermi di rame fissati con saldatura o con bulloni dietro queste fessure si dimostrano efficaci per completare la schermatura.

I quadranti degli strumenti ed i pannelli frontali di vetro possono diventare efficienti radiatori a VHF. Gli strumenti non devono essere installati in posizione tale da rendere inefficace la schermatura dello scomparto relativo. I collegamenti agli strumenti devono essere muniti di filtri e fra i loro morsetti si devono porre condensatori di deviazione; gli strumenti devono poi essere schermati sia frontalmente, sia posteriormente. L'uso di schermi di rame in luogo, o dietro, al vetro dei pannelli

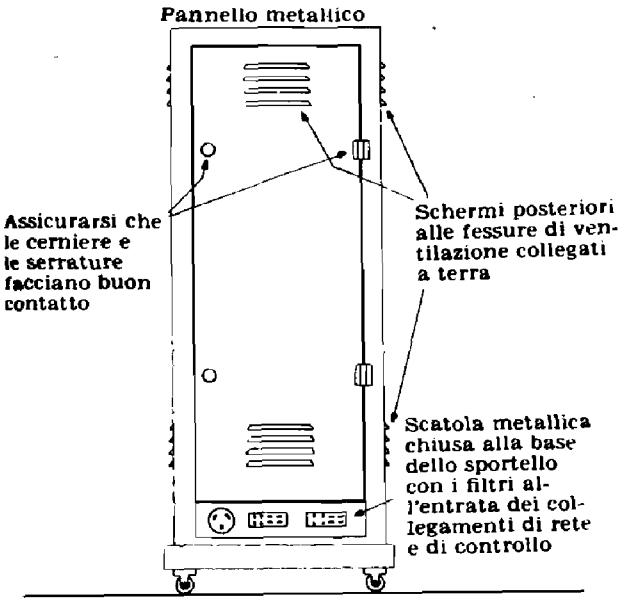


Figura 7.

MISURE DI SCHERMATURA PER TRASMETTITORI RACCHIUSI IN PANNELLO

Può accadere che le cerniere e le serrature dello sportello non offrano un contatto abbastanza buono tra lo sportello posteriore ed il telaio del trasmettitore. In tali casi un certo numero di contatti ben puliti può essere installato tutt'attorno internamente all'apertura posteriore in posizione tale che essi premano contro zone raschiate dello sportello. L'uso di treccie schermanti sul lato delle cerniere, e di viti a pressione sugli altri tre lati, può anche dimostrarsi necessario.

che racchiudono gli strumenti completerà la schermatura.

Anche le finestre di vetro poste sul fronte del pannello di uno stadio amplificatore di potenza devono essere schermate ponendo lamiere di rame in posto dei vetri, o dietro ad essi.

Se lo schermo di rame applicato alle finestre non soddisfa esteticamente, si può usare una rete di ottone o di bronzo con maglie di 3-4 cm.

In generale si può dire che piccoli fori, o gruppi di piccoli fori, non compromettono gravemente la schermatura di uno scomparto. Ma grandi fori, o fessure, presentano una notevole efficacia d'irradiazione. Quando si usa uno schermo per coprire una fessura od un foro, è importante che il metallo dello schermo sia strettamente fissato al metallo del pannello ad intervalli non maggiori di qualche centimetro. Nei punti in cui lo schermo viene fissato con bulloni al telaio, deve essere tolta la vernice per assicurare un buon contatto.

Qualsiasi conduttore che passi attraverso un foro dello schermo e che non sia sicuramente posto a massa nel punto in cui attraversa il foro, può agire come un radiatore molto efficace nella parte più alta del campo delle UHF. Gli alberi di comando dei condensatori variabili si sono dimostrati molto dannosi sotto questo aspetto. Ogni condensatore di sintonia usato in uno stadio finale, o in un eccitatore, che debbano essere schermati, deve avere il cuscinetto dell'albero ben fissato al pannello; altrimenti occorre applicare un prolungamento all'albero del variabile che porti il cuscinetto da fissare al pannello. Molti dei più recenti condensatori per VHF sono particolarmente inadatti sotto questo aspetto, in quanto l'unità capacitiva è montata dietro al pannello con viti e l'albero di sintonia passa attraverso un foro del pannello senza cuscinetto, o boccola. Gli alberi di questi variabili possono annullare completamente l'effetto della schermatura di qualsiasi pannello costruito con ogni cura. Il solo rimedio è forse quello di sostituire tali condensatori con altri che abbiano un buon cuscinetto sul pannello.

Filtri nei collegamenti L'effetto schermante di uno scomparto può essere completamente annullato se i fili ed i collegamenti che esco-

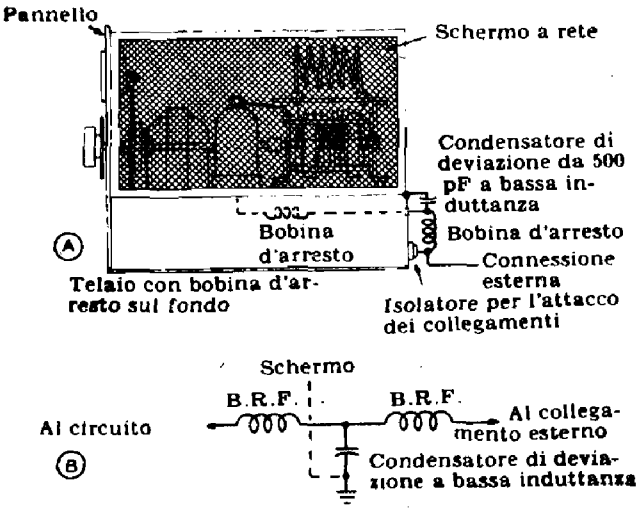


Figura 8.

CIRCUITI DEI FILTRI PER COLLEGAMENTI

Particolari costruttivi e schemi elettrici di un efficace metodo di arresto per i segnali a r.f. convogliati dai collegamenti per l'alimentazione della rete e per controllo. Il filtro passa-basso a « T » si è dimostrato il più efficace per tale applicazione. Un'altra disposizione consiste nell'usare una normale bobina d'arresto a r.f. per l'induttanza interna allo scomparto schermato ed una bobina costituita da circa 40 spire di filo a 2 coperture cotone ∅ 0,4 mm avvolto su una bacchetta di polistirolo per l'induttanza montata esternamente allo scomparto schermato.

no dallo scomparto possono trasferire energia fuori dal pannello. Un filo della lunghezza 8-9 cm può funzionare da radiatore molto efficace nelle bande più basse della TV. È perciò molto importante evitare che i segnali a r.f. si propaghino lungo i collegamenti che escono dai pannelli del trasmettitore e dell'eccitatore.

Il filtraggio dei collegamenti nel trasmettitore può essere eseguito, o singolarmente, o nel complesso del trasmettitore. Quando questo è completamente racchiuso in un pannello metallico, con tutte le avvertenze ricordate nella sezione precedente, è preferibile schermare solo quei collegamenti che escono dal pannello. Tutti i collegamenti che devono uscire dal trasmettitore possono essere condotti all'esterno nel modo solito sul retro del telaio di base mediante uno scomparto isolante e filtrante. Questo agisce così come reoforo terminale per tutti i collegamenti esterni al trasmettitore.

Per localizzare i collegamenti dannosi e per determinarne le frequenze irradiate si è dimostrato utile un ondametro a microampermetro. In molti casi, specialmente quando il trasmettitore eroga una potenza relativamente alta, si può notare una deviazione dello strumento indipendente dalla posizione della manopola dell'ondametro. Tale situazione è dovuta di solito ad un campo piuttosto intenso, sulla frequenza fondamentale, dentro al trasmettitore. Questo inconveniente può essere eliminato ponendo il dispositivo di misura fuori dal trasmettitore con una spira-sonda accoppiata all'indicatore. Una linea di piccole dimensioni a fili attorcigliati lunga circa 1 m, o un'uguale lunghezza di fili per connessioni attorcigliati, con una spira attorno alla bobina dell'ondametro ed un'altra sipra del diametro di circa 2 cm all'altro estremo, dà in generale un sufficiente isolamento della frequenza fondamentale dal circuito risonante dell'indicatore.

In ogni caso, occorre eccedere in accuratezza nelle prove per determinare e misurare l'intensità di campo delle armoniche. Si fissa la spira di sondaggio sull'estremo di una bacchetta isolante di circa 60 cm, cosicchè si possa muovere la spira senza pericolo di contatti con parti ad alta tensione mentre si osserva lo strumento indicatore.

Vi sono due tipi di collegamenti che raggiungono le parti del trasmettitore

ad alta intensità di campo e che possono richiedere l'inserzione di filtri, Sono questi i collegamenti di controllo, quelli che portano le tensioni di polarizzazione di griglia e anodica e tutti gli altri collegamenti che portano correnti relativamente basse; vi sono poi le linee a frequenza industriale che convogliano correnti relativamente intense. I filtri per i due tipi di collegamenti sono talvolta diversi in relazione alla diversa portata di corrente.

La figura 8 mostra in forma semischematica un metodo che si è dimostrato efficace per evitare che l'energia a r.f. si propaghi lungo i collegamenti di alimentazione e possa così essere irradiata. Si noti che si è usata una sezione filtrante a « T » in luogo della più comune sezione a « π ». La ragione di questa scelta ha un logico fondamento. La tensione delle armoniche che appaiono sui fili attivi è relativamente bassa, ma la corrente attraverso il condensatore di deviazione può essere abbastanza alta. Se i collegamenti esterni fossero attaccati direttamente al condensatore, essi potrebbero ancora irradiare come un'antenna la cui lunghezza sia un multiplo dispari del quarto d'onda, essendo alimentata da una sorgente di bassa impedenza. Ma aggiungendo una bobina d'arresto a r.f. in serie fra i collegamenti esterni e il condensatore, la corrente derivata da questo, trova un effettivo arresto verso le connessioni esterne.

Le bobine d'arresto a r.f. usate nel filtro devono essere costruite come è indicato nella figura 8, o devono essere avvolte nelle dimensioni più piccole possibili. L'induttanza di queste bobine deve variare da 10 a 25 μH; esse devono

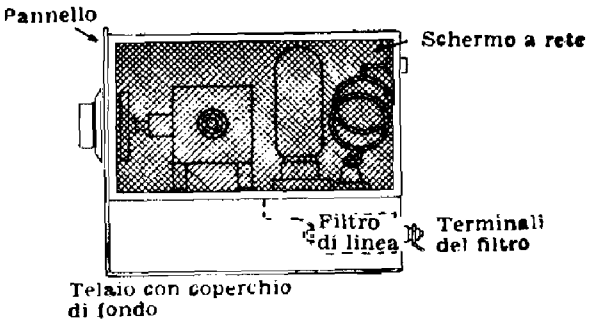


Figura 9.

INSTALLAZIONE DI UN FILTRO DI LINEA

I collegamenti di potenza, come quelli per la rete a frequenza industriale, possono essere protetti installando un normale filtro di linea in scatola metallica in modo che i suoi collegamenti esterni attraversino il telaio. Talvolta l'aggiunta di un condensatore a bassa induttanza (del tipo a disco) e di una piccola bobina d'arresto a r.f. come indicato in figura 8, può perfezionare l'azione filtrante sui collegamenti di alimentazione.

essere avvolte a solenoide con un solo strato col rapporto lunghezza/diametro più alto possibile, spaziando le spire per ridurre l'accoppiamento capacitivo fra gli estremi della bobina.

I condensatori di deviazione usati nel filtro devono avere la minore induttanza possibile nei collegamenti. I condensatori a disco, o tubetto ceramico, sono soddisfacenti purchè si rendano i capofili più corti possibili. Per impiego su circuiti ad alta tensione si possono usare i condensatori ceramici da 500 pF, 10 kV usati negli alimentatori ad alta tensione per TV.

Filtri per collegamenti a correnti elevate

In alcuni casi può essere necessario porre un filtro in serie con la linea a frequenza industriale che alimenta il trasmettitore. I filtri di linea reperibili in commercio possono non essere adatti per l'inserzione illustrata in figura 9. Il fil-

tro può anche essere costituito come indica la figura 8 usando bobine d'arresto per alta corrente in serie alla linea. Occorrono due di queste bobine: una può essere collegata in serie alla linea, internamente al pannello schermato, e l'altra esternamente in serie ai collegamenti esterni.

Filtri passa-basso Dopo aver schermato il trasmettitore e dopo che tutti i collegamenti di potenza sono stati corredati di filtri in modo da non rendere inefficace la schermatura, la sola uscita possibile per le armoniche risiede sulla linea di alimentazione dell'antenna. La maggior parte dell'attenuazione delle armoniche ha sede pertanto nel filtro passa-basso inserito fra l'uscita del trasmettitore ed il sistema d'antenna.

L'esperienza ha dimostrato che il filtro passa-basso può essere installato esternamente al pannello principale del trasmettitore e che la linea di connessione fra il trasmettitore e il filtro deve essere del tipo coassiale. Perciò la maggior parte dei filtri è progettata con un'impedenza caratteristica di 52 Ω.

I filtri passa-basso per i trasmettitori usati dai dilettanti sono generalmente progettati in modo da lasciare passare senza attenuazione le frequenze fino ai 30 MHz. La frequenza di taglio nominale dei filtri è normalmente fra 38 e 45 MHz e sono spesso incluse sezioni ad *m* con attenuazione massima sul canale più basso. Filtri ben progettati adatti per potenze fino ad 1 kW sono reperibili commercialmente. Si trovano anche filtri a forma di scatola a basso prezzo. Filtri di buona efficacia possono essere anche autocostruiti, se si dispone di strumenti di misura e se si ha la dovuta cura nella costruzione e nel montaggio.

Costruzione di filtri passa-basso Le figure 10, 11 e 12 illustrano filtri passa-basso di alta efficacia che possono essere costruiti dal dilettante. Essi sono tutti racchiusi in scatole di alluminio le cui dimensioni sono: 43 × 7,5 × 6,5 cm. Nel telaio vengono sistemate cinque piastre di alluminio per suddividere la scatola in sei scomparti schermati. Per i collegamenti esterni del filtro vengono usati isolatori passanti.

Entrambi i filtri (A) e (B) di figura 10 sono progettati per una frequenza nominale di taglio di 45 MHz, con un massimo di attenuazione a 57 MHz ottenuta mediante le due mezze sezioni estreme. L'impedenza caratteristica è di 52 Ω. Lo schema di figura 10 B è previsto per una sezione trappola centrale che può essere progettata per una massima attenuazione su quel canale TV che più facilmente viene ricevuto nell'area del trasmettitore. I soli componenti che devono essere cambiati per variare la frequenza di massima attenuazione nella sezione centrale del filtro sono le induttanze L_3, L_4 e L_5 ed il condensatore C_3. Un compensatore è stato usato in parallelo a C_3 per accordare esattamente il circuito sulla frequenza di massima attenuazione. Riferendosi alle figure 5 e 6 si potranno individuare le bande per dilettanti che sono più facilmente cause di interferenze nei vari canali TV.

Nella costruzione del filtro disegnato in figura 10 si possono usare componenti per alta o bassa potenza indifferente-

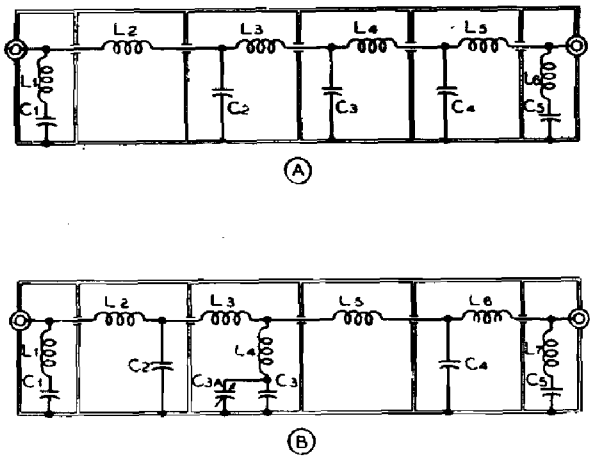


Figura 10.

SCHEMI DI FILTRO PASSA-BASSO

Il filtro disegnato in (A) utilizza ad ogni estremo mezze sezioni derivate ad *m* con tre sezioni intermedie a *k* costante. Il filtro illustrato in (B) è sostanzialmente uguale eccettuata la sezione centrale che è modificata per funzionare come sezione derivata ad *m* che può essere indicata per dare la massima attenuazione nei canali 2, 4, 5 o 6 in relazione alle costanti sotto riportate. La frequenza di taglio è 45 MHz in entrambi i casi. Tutte le bobine, ad eccezione di L_4 in (B) sono avvolte su un diametro interno di 12,5 mm e con 3 spire/cm.

FILTRO (A)

C_1, C_5—41,5 pF (può usarsi anche 40 pF)
C_2, C_3, C_4—136 pF (può usarsi da 130 a 140 pF)
L_1, L_6—0,2 µH; 3,5 spire ∅ 1,6 mm
L_2, L_5—0,3 µH; 5 spire ∅ 2 mm
L_3, L_4—0,37 µH; 6,5 spire ∅ 2 mm

FILTRO (B) con sezione centrale accordata sul canale 2 (58 MHz)

C_1, C_6—41,5 pF
C_2, C_4—136 pF
C_3—87 pF (cond. fisso 50 pF e condens. variabile 75 pF in parallelo)
L_1, L_7—0,2 µH; 3,5 spire ∅ 1,6 mm
L_2, L_3, L_5, L_6—0,3 µH; 5 spire ∅ 2 mm
L_4—0,09 µH; 2 spire ∅ 1,6 mm; diametro spira 12,5 mm lunghezza 6,5 mm

FILTRO (B) con sezione centrale accordata sul canale 4 (71 MHz). Tutti i componenti sono uguali, eccetto:

C_3—106 pF
L_3, L_5—0,33 µH; 6 spire, ∅ 2 mm
L_4—0,05 µH; 1,5 spire, ∅ 1,6 mm; diametro spira 9,5 mm

FILTRO (B) con sezione centrale accordata sul canale 5 (81 MHz). Cambiano soltanto:

L_3—113 pF
L_3, L_5—0,34 µH; 6 spire, ∅ 2 mm
L_4—0,033 µH; 1 spira, ∅ 1,6 - diametro spira 9,5 mm.

FILTRO (B) con la sezione centrale accordata sul canale 6 (86 MHz). Tutti i componenti sono essenzialmente gli stessi eccettuato il valore teorico di L_1, che è 0,03 µH, e la capacità C_3 che è 117 pF.

mente. Usando un piccolo condensatore ceramico a coefficiente di temperatura « zero », si può arrivare ad una potenza d'uscita di 200 W senza pericolo, o danno, per i condensatori *purchè* il filtro alimenti un carico di 52 Ω.

E' possibile usare anche potenze superiori a 200 W con questo tipo di condensatore, ma già a 200 W su 28 MHz il condensatore comincia a rivelare un riscaldamento percettibile al tatto. E' interessante notare che per i condensatori usati nei filtri del tipo qui descritto sarebbe particolarmente significativo il valore della corrente ammissibile. Poichè tale valore non è facilmente rilevabile nei piccoli condensatori, non è possibile stabilire con precisione la potenza massima ammissibile. I tipi per alta potenza illustrati in figura 12, si

sono dimostrati adatti per un livello di potenze di oltre 1 kW.

I condensatori C_1, C_2, C_4 e C_5 possono essere del tipo normale con tolleranza del $\pm$ 5 %. Le bobine per le sezioni estreme, L_1, L_6 e L_7, possono essere avvolte secondo i dati di figura 10. Le frequenze di risonanza dei circuiti serie delle sezioni estreme devono essere verificate, mediante un ondametro — oscillatore a lettura della corrente di griglia, dopo aver cortocircuitato i terminali d'entrata e di uscita con un coliegamento molto corto. Le spire devono essere serrate, o allargate, fino ad ottenere la risonanza su 57 MHz.

La sezione intermedia derivata ad *m* del filtro di figura 10B può ugualmente essere controllata con un ondametro — oscillatore a lettura di griglia dopo aver temporaneamente messo a terra l'estremo « caldo » di L_4 con un collegamento di bassa induttanza. La parte variabile di C_3 può essere regolata fino ad ottenere l'esatta frequenza che si desidera. Si noti che fra le costanti di questa sezione intermedia calcolata per i canali 5 (81 MHz) o 6 (86 MHz) della TV in USA vi è una così piccola differenza che è sufficiente l'accordo di C_3 sulle frequenze medie dei due canali senza nessun'altra variazione sugli elementi del filtro.

Le bobine delle sezioni intermedie del filtro (L_2, L_3, L_4 ed L_5 nella figura 10 A, ed L_2, L_3, L_5 e L_6 nella figura 10 B) possono utilmente essere controllate fuori dal filtro con l'aiuto di un piccolo condensatore ceramico di valore noto e dell'ondametro-oscillatore a lettura di griglia: il condensatore viene derivato sulle piccole bobine tenendo i collegamenti più corti possibili. Poi l'insieme è posto entro una scatole di cartone e si esegue la misura della frequenza di risonanza.

Mediante una delle formule del cap. 3, o con un regolo calcolatore per reattanze, si verifica che la frequenza di risonanza misurata corrisponda a quella pertinente al circuito L-C nei valori di progetto; ove ciò non fosse si modifica la bobina fino ad ottenere il valore voluto della frequenza di risonanza. La bobina viene quindi sistemata nel telaio del filtro assicurandosi che il passo delle spire non venga alterato nel montaggio.

Se le bobine sono avvolte esattamente secondo i dati della figura 10, il filtro può anche essere montato con buona sicurezza di ottenere il funzionamento previsto.

Impiego dei filtri passa-basso

Il filtro passa-basso connesso all'uscita della linea di trasmissione di un trasmettitore può determinare un altissimo grado di attenuazione delle armoniche. Esso però deve essere installato correttamente per ottenere i risultati previsti.

In primo luogo deve essere soppressa ogni radiazione diretta dal trasmettitore e dai collegamenti di alimentazione, come è stato detto nella sezione precedente. In secondo luogo il filtro deve operare su un'impedenza di carico pressocchè uguale alla sua impedenza caratteristica. Il filtro stesso deve avere perdite molto basse (normalmente meno di 0,5 db) quando alimenta un carico resistivo avente il valore voluto. Ma se il carico è male adattato al filtro le perdite di questo diventano eccessive ed esso non presenta al trasmettitore il valore di impedenza voluto.

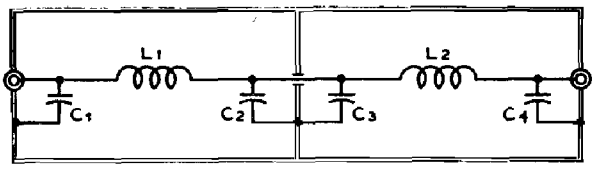


Figura 13.

SCHEMA DI UN FILTRO A MEZZ'ONDA AD UNA SOLA SEZIONE

Le costanti date qui sotto si riferiscono ad un'impedenza caratteristica di 52 Ω, per lo impiego con cavi coassiali. La bobina L_1 deve essere tarata per la risonanza con C_1 alla frequenza di funzionamento e così pure L_2 con C_4. Questa taratura può essere fatta saldando a massa, con una treccia di bassa induttanza, il collegamento fra L_1 e L_2 che attraversa lo schermo. Dopo aver accordato le bobine, il collegamento deve naturalmente essere tolto. Questo tipo di filtro deve dare un'attenuazione di circa 30 db sulla seconda armonica, di 48 db sulla terza, di 60 sulla quarta, di 67 sulla quinta e così via con un aumento di circa 30 db per ottava.

C_1, C_2, C_3, C_4—Condens. a mica argentata, o ceramico per bassa potenza, del tipo ceramico da trasmissione per alta potenza. Le capacità per le diverse bande sono le seguenti:

160 m — 1700 pF
80 m — 850 pF
40 m — 440 pF
20 m — 220 pF
10 m — 110 pF
6 m — 60 pF

L_1, L_2 - Possono essere costituite con sezioni di bobine per radioricevitori nel caso di potenze fino a 200 W, oppure con filo smaltato ∅ 2 mm per potenza fino ad 1 kW. Le dimensioni approssimate per queste bobine sono riportate sotto, ma esse debbono essere sempre accordate mediante un ondametro a deviazione di griglia. Tutte le bobine, ad eccezione di quelle per 160 m, sono avvolte con 3 spire/cm.

160 m—4,2 μH; 22 spire filo smaltato ∅ 1,29, ∅ 25 mm, lunghezza 50 mm

80 m—2,1 μH; 13 spire filo smaltato ∅ 2 mm; ∅ 25 mm

40 m—1,1 μH; 8 spire filo smaltato ∅ 2 mm; ∅ 25 mm

20 m—0,55 μH; 7 spire filo smaltato ∅ 2 mm; ∅ 19 mm

10 m—0,3 μH; 6 spire filo smaltato ∅ 2 mm; ∅ 12,5 mm

6 m—0,17 μH; 4 spire filo smaltato ∅ 2 mm; ∅ 12,5 mm

Se un filtro, alimentato da un trasmettitore di alta potenza, non funziona su un carico adatto, esso può essere danneggiato; le bobine possono riscaldarsi ed i condensatori essere distrutti per le eccessive correnti a r. f. E' perciò prudente quando si monta un filtro per la prima volta, controllare il rapporto di onde stazionarie determinato dal carico connesso all'uscita del filtro. Conseguentemente si regola il circuito di adattamento all'antenna, col trasmettitore funzionante a potenza ridotta finchè detto rapporto non risulti inferiore a 2, o meglio, ad 1,5.

Filtri a mezz'onda I filtri a mezz'onda sono stati illustrati in varie pubblicazioni. Tali filtri sono relativamente semplici ed offrono il vantaggio di presentare all'entrata lo stesso valore d'impedenza che presenta il carico ai loro morsetti d'uscita. Essi sono normalmente usati per una sola banda ed offrono un'alta attenuazione soltanto alla terza armonica ed a quelle più alte. I dati di progetto dei filtri a mezz'onda sono dati in figura 13, e la loro costruzione è illustrata nella figura 14 e nel trasmettitore da 50 MHz descritto nel cap. XXIV.

17-3 Interferenze alle radiodiffusioni

Le interferenze ai segnali ricevuti nella banda di radiodiffusione a modulazione d'ampiezza (540 ÷ 1600 kHz), o a modulazione di frequenza (88 ÷ 108 MHz), dai trasmettitori dilettantistici, costituiscono un serio problema in quelle zone in cui, come in America, i radiodilettanti sono molto numerosi. Benchè

le interferenze alle radiodiffusioni siano un problema meno grave delle interferenze alla televisione, resta tuttavia la necessità di porvi opportuni rimedi.

In generale i segnali di un trasmettitore funzionante regolarmente, non sono captati da un ricevitore accordato su diversa frequenza a meno che esso sia mal progettato, o mal allineato. Perciò se il ricevitore è ben costruito e ben regolato il compito di eliminare i disturbi resta al possessore del trasmettitore interferente.

Tanto le stazioni in fonia quanto quelle telegrafiche possono dar luogo ad interferenze nelle radiodiffusioni ed è particolarmente noioso il ticchettio della manipolazione. L'eliminazione di questo disturbo è stata discussa nel capitolo X.

La conoscenza specifica dei vari disturbi, delle loro cause e dei metodi per eliminarli è condizione necessaria per ottenere un buon risultato generale. Un metodo efficace per combattere un dato tipo di interferenza può infatti essere inefficace per l'attenuazione di un disturbo di diversa origine. Occorre perciò seguire un procedimento sistematico.

Le interferenze esaminate in questa sezione si riferiscono principalmente alla radiodiffusione normale con modulazione in ampiezza (540-1600 kHz). Le interferenze sulla ricezione dei segnali a MF sono molto meno comuni a causa della maggior differenza tra la gamma a MF e le più usate bande per dilettanti ed anche per l'azione limitatrice che esiste in ogni tipo di ricevitore a MF. L'occasionale interferenza sulla ricezione a MF di un'armonica di una trasmittente dilettantistica, può essere eliminata coi metodi esposti nella prima parte di questo capitolo circa le interferenze alla televisione.

L'uso della modulazione di frequenza nelle trasmissioni dei dilettanti generalmente dà luogo a minori interferenze nella ricezione delle radiodiffusioni che non quello delle emissioni radiotelefoniche modulate in ampiezza, o telegrafiche su onde persistenti. Ciò è vero poichè, per quanto concerne il ricevitore di radiodiffusione, le trasmissioni a MF dei dilettanti consiste in una portante uniforme non modulata. Ticchettio di manipolazione, o ricezione di voci, non saranno raccolti dal ricevitore del radio ascoltatore (a meno che non vi sia un ricevitore a MF che possa captare un'armonica del segnale), benchè vi possa essere un piccolo « clik » quando il trasmettitore viene inserito o disinserito.

Questa è una delle ragioni per cui la radiodiffusione a MF con banda ristretta è diventata tanto popolare per i dilettanti in fonia che risiedono in centri ad alta densità di abitanti.

Classificazione delle interferenze In relazione alla possibilità che le interferenze siano direttamente imputabili alla *stazione* o al *ricevitore;* esse possono dividersi in due classi principali. Per esempio il tipo di interferenza a sovramodulazione del trasmettitore è subito classificato fra quelli causati da irregolare funzionamento, mentre un segnale interferente che entra saltuariamente in sintonia con la stazione di radiodiffusione, indica con ogni probabilità la presenza di modulazione incrociata, o di risposta sulla frequenza immagine nel ricevitore il cui circuito d'entrata potrà essere

mal progettato. Nei seguenti paragrafi si esamineranno i vari tipi di interferenze ed i rispettivi rimedi.

Saturazione del ricevitore Questo non è un effetto sintonizzabile, ma un bloccaggio totale del ricevitore. Un'attenuazione più o meno completa si estende sull'intera gamma del ricevitore dal momento in cui si inserisce la portante. Questo produce, o una totale scomparsa di tutte le stazioni di radiodiffusione, o una riduzione della loro intensità di molti decibel. A seconda della potenza del segnale interferente, la modulazione sarà molto distorta, o addirittura inintelligibile. La manipolazione della portante interferente produrrà invece una noiosa fluttuazione del volume dei segnali di radiodiffusione.

La saturazione del ricevitore si verifica in generale nelle immediate vicinanze (campo d'induzione) di un trasmettitore molto potente e la zona di influenza è direttamente proporzionale alla potenza del trasmettitore. E' poi prevalente con trasmettitori che funzionano sull bande di 160 m e di 80 m, più che con quelli funzionanti su frequenze più alte.

I rimedi sono:

1) Accorciare l'antenna ricevente e perciò spostarne la frequenza di risonanza.

2) Trasferire l'antenna nell'interno del fabbricato.

3) Cambiare le direzioni sia dell'antenna ricevente, sia di quella trasmittente per ridurre il mutuo accoppiamento.

4) Evitare che il segnale interferente raggiunga il circuito d'entrata del ricevitore, installando un circuito d'assorbimento accordato sulla frequenza del segnale (figura 15) oppure un filtro passa-basso come illustrato in figura 24.

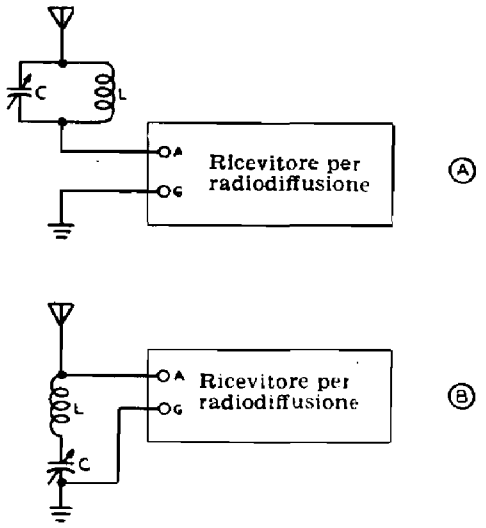


Figura 15.

CIRCUITI « TRAPPOLE D'ONDE »

Il circuito in (A) rappresenta la disposizione più comune, ma il circuito in (B) può dare migliori risultati sotto certe condizioni. Sono reperibili sul mercato trappole d'onda per le varie bande di funzionamento; per la costruzione si usano i dati della figura 17.

Un buon circuito d'assorbimento è di costruzione molto semplice, consistendo soltanto in una bobina e di un piccolo condensatore variabile. Quando questo circuito, detto « trappola d'onde », è accordato sulla frequenza del segnale interferente, solo una piccola parte della relativa tensione raggiunge la griglia del primo tubo. Tali trappole d'onde si trovano anche in commercio, ma la maggioranza dei dilettanti preferisce costruirle scegliendo i componenti fra i ricambi ed i componenti di scorta.

Il circuito di figura 16 è particolarmente efficace perchè consiste in due « trappole ». Il circuito « parallelo » assorbe e blocca le frequenze su cui è accordato, mentre quello « serie », posto fra i terminali di antenna e terra del

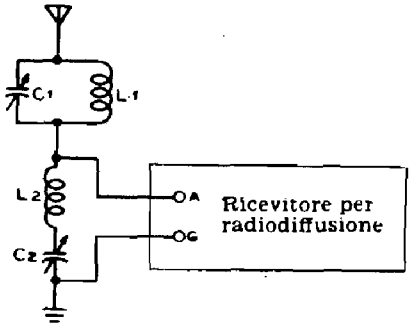


Figura 16.

CIRCUITO TRAPPOLA D'ONDA AD ALTA ATTENUAZIONE

I due circuiti possono essere accordati per la massima attenuazione di un forte segnale, oppure essi possono essere accordati separatamente per diverse bande di lavoro.

ricevitore, costituisce una via verso terra d'impedenza molto bassa alla frequenza su cui è accordato e cioè devia il segnale a terra.

Nei casi di interferenze moderate, si può usare soltanto, o il circuito serie, o quello parallelo, oppure si può accordare uno dei circuiti su una delle frequenze del trasmettitore interferente e l'altro su una frequenza di disturbo. In ogni caso ciascuna trappola è efficace solo in una piccola gamma di frequenze e deve essere nuovamente accordata per frequenze anche poco diverse.

La trappola d'onde deve essere montata per quanto possibile vicina ai terminali d'antenna del ricevitore e perciò deve avere dimensioni molto ridotte. Il condensatore variabile può essere un compensatore in aria e la bobina può essere avvolta con spire di 25 mm. La tavola di fig. 17 fornisce i dati di avvolgimento per trappole d'onda costruite su un normale condensatore variabile.

La figura 18 mostra una trappola a due circuiti accoppiati che è talvolta di sintonia più acuta e quindi di maggior efficacia. I dati per la bobina secondaria L_1 possono essere dedotti dalla tabella di figura 17. Il primario del circuito parallelo consiste in $3 \div 5$ spire avvolte strettamente con lo stesso filo e nella stessa direzione di L_1, ma separati da questa di circa 3 mm.

Sovramodulazione Una portante modulata in ampiezza sopra il 100 % presenta brusche interruzioni ad ogni periodo e perciò il sorgere di regimi transitori. Questi creano una distorsine del segnale e delle frequenze spurie.

I transitori causati dalla sovramodulazione di un segnale radiotelefonico possono nello stesso tempo indurre tensioni sulle antenne vicine, o sulle linee di energia, generando così segnali interferenti.

Le interferenze alle radiodiffusioni dovute a sovramodulazione si verificano frequentemente. Il rimedio consiste nel ridurre la profondità di modulazione, o nell'usare un filtro separatore, o infine un soppressore delle bande laterali spurie ad alto livello nel circuito microfonico del trasmettitore.

Modulazione incrociata La modulazione incrociata è caratterizzata dal passaggio del segnale del radiodilettante sulla portante di una stazione di radiodiffusione. Non si ha in generale una nota d'eterodina in quanto il segnale del dilettante è accordato su frequenza diversa della portante di radiodiffusione.

Questo effetto è frequentemente dovuto ad un difetto dello stadio d'en-

BANDA	BOBINA L	CONDENS. C
1,8 MHz	Lung. 25 mm a spire serrate di filo smaltato ∅ 0,2 su supporto ∅ 25 mm	Variab. 75 pF
3,5 MHz	42 spire filo smalt. ∅ 0,2 avvolte serrate su supporto ∅ 25 mm	Variab. 50 pF
7 MHz	23 spire filo smalt. ∅ 0,5 serrate su supporto ∅ 25 mm	Variab. 50 pF
14 MHz	10 spire filo smalt. ∅ 0,5 serrate su supporto ∅ 25 mm	Variab. 50 pF
21 MHz	7 spire filo smalt. ∅ 0,5 serrate su supporto ∅ 25 mm	Variab. 50 pF
28 MHz	4 spire filo smalt. ∅ 0,5 serrate su supporto ∅ 25 mm	Variab. 25 pF
50 MHz	3 spire filo smalt. ∅ 0,5 spaziate 12,5 mm su supporto ∅ 25 mm	Variab. 25 pF

Figura 17.

BOBINE E CONDENSATORI PER TRAPPOLE D'ONDA DELLE BANDE DILETTANTISTICHE

trata del ricevitore. La modulazione della portante interferente sposta il punto di lavoro del tubo d'ingresso. Questo tipo di disturbo si verifica talvolta quando si usa un tubo a μ variabile nello stadio d'entrata.

Se il ricevitore è di tipo troppo vecchio per avere questo tipo di tubo, ed è anche probabilmente poco schermato, è meglio applicare un circuito trappola del tipo disegnato in figura 15 piuttosto che tentare la ricostruzione del ricevitore. L'aggiunta di una buona terra e di uno schermo sul tubo di entrata spesso giova all'efficacia della trappola di onde.

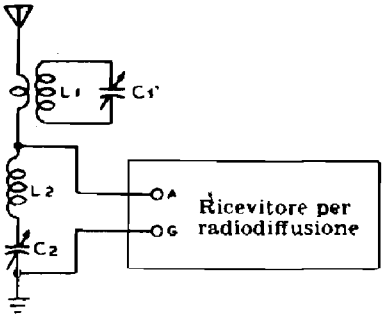


Figura 18.

VARIANTE AL CIRCUITO DI FIGURA 16

In questo schema il circuito risonante parallelo è accoppiato induttivamente al collegamento d'antenna con una bobina di 3 ÷ 6 spire, anzichè essere posto direttamente in serie all'antenna

Trasmissione per accoppiamento capacitivo

Un piccolo accoppiamento capacitivo viene attualmente usato nei trasformatori a r. f. e di antenna dei ricevitori per aumentare il guadagno sulle frequenze più alte della gamma. La capacità di accoppiamento è ottenuta per mezzo di una piccola spira aperta, fissata presso l'estremo di griglia dell'avvolgimento secondario, avente un capo connesso all'estremo di placca, o di antenna, dell'avvolgimento primario (figura 19).

E' facile vedere che un piccolo condensatore in questa posizione faciliterebbe l'accoppiamento delle più alte frequenze. Questo tipo di accoppiamento capacitivo nelle bobine del ricevitore tende a lasciar passare i segnali di alta frequenza del dilettante nel ricevitore accordato sulle frequenze di radiodiffusione.

L'entità dell'accoppiamento capacitivo può essere ridotta, per eliminare l'interferenza, allontanando la spira di accoppiamento dalla bobina secondaria. Però una semplice trappola d'onde, del

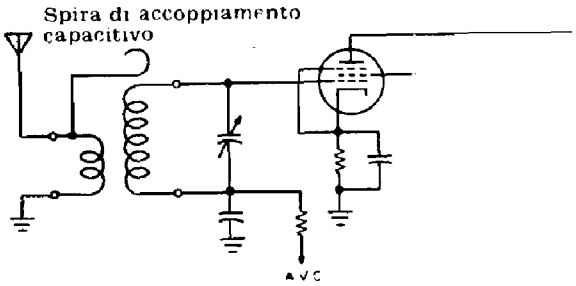


Figura 19.

CIRCUITO AD ACCOPPIAMENTO CAPACITIVO

Questi circuiti, adottati nei ricevitori per radiodiffusione per elevare il guadagno dello stadio sulle più alte frequenze della banda ricevuta, hanno la tendenza ad aumentare la captazione di interferenze causate dai trasmettitori dei dilettanti.

tipo mostrato in figura 15, derivata sui terminali d'entrata dell'antenna, darà generalmente lo stesso risultato ed è più consigliabile della riduzione dell'accoppiamento capacitivo, la quale abbasserebbe il guadagno sulle frequenze più alte della gamma di radiodiffusione. Qualora la sola trappola d'onde non fosse sufficiente, sarà necessario rassegnarsi ad una riduzione dell'accoppiamento capacitivo.

In alcuni semplici ricevitori per radiodiffusione l'accoppiamento capacitivo è ottenuto accoppiando strettamente le spire primarie e secondarie, o facendo correre un lungo collegamento dell'antenna, ossia del primario, vicino alla bobina secondaria di un trasformatore d'antenna non schermato.

Segnale fantasma Con due forti portanti locali applicate ad un'impedenza non lineare, la nota di battimento risultante dalla modulazione incrociata fra di esse, può risultare di frequenza prossima alla banda di radiodiffusione ed essere quindi udibile nel ricevitore. Se questo segnale fantasma capita sulla frequenza locale di radiodiffusione vi sarà interferenza, di tipo eterodina. Questo accade comunemente con ricevitori di radiodiffusione nelle vicinanze di due stazioni di dilettanti, o di una di queste e una della polizia. Accade anche, talvolta, quando solo una delle due stazioni è situata in vicinanza.

Ad esempio se il segnale della stazione di un dilettante di 3514 kHz, batte con l'onda portante della polizia locale di 2414 kHz, si ha una frequenza fantasma di 1100 kHz. Se le due portanti sono abbastanza intense in vicinanza di un circuito che possa dar luogo a rettificazione, la frequenza fantasma di 1100 KHz può essere udita, nella banda di radiodiffusione. Si noti che anche un cattivo contatto tra due fili ossidati può produrre rettificazioni.

Due stazioni debbono trasmettere simultaneamente per produrre un segnale fantasma; quando una cessa di irradiare il fantasma scompare, perciò questo tipo di interferenza risulta molto intermittente e può essere difficile riprodurlo a meno che non si usi un oscillatore di prova in sostituzione per simulare la stazione mancante. Tale interferenza non può essere eliminata al trasmettitore e talvolta la rettificazione avviene a qualche distanza dai ricevitori. In tali casi è molto difficile localizzare la sorgente di disturbo.

E' anche evidente che un fantasma può coincidere con la frequenza intermedia di una semplice supereterodina e causare interferenze di tipo non sintonizzabile se il costruttore non ha provveduto ad inserire una trappola d'onda

accordata sulla frequenza intermedia nel circuito d'antenna.

Questo particolare tipo di fantasma, può, oltre a causare l'interferenza sulla f. i., generare armoniche che possono essere sintonizzate producendo fischi di eterodina da un estremo all'altro del quadrante. E' in questo modo che spesso si verifica un « cinguettio » nella ricezione in vicinanza delle stazioni di dilettanti.

Quando un componente di un'interferenza fantasma è fisso, con portante non modulata, solo la modulazione dell'altro segnale viene raccolta dal ricevitore.

I segnali fantasmi possono quasi sempre essere identificati per la subitaneità con cui si interrompono, segnalando il ritiro di una delle parti componenti. Questo specialmente ostacola l'inesperto cercatore d'interferenze che osserva l'improvvisa scomparsa del disturbo, benchè il suo trasmettitore continui a funzionare.

Se la rettificazione ha luogo nello stesso ricevitore, il segnale fantasma può essere eliminato bloccando uno solo dei due segnali componenti al circuito d'entrata del ricevitore. Una trappola d'onda del tipo disegnato in figura 15, accordata su uno dei due segnali risolve questo problema. Se la rettificazione ha luogo fuori dal ricevitore la trappola d'onda deve essere accordata sulla frequenza del segnale fantasma, anzicchè su uno dei suoi componenti.

Il circuito trappola per f. i. può essere costruito mediante una bobina di arresto di 2,5 mH, come induttanza, e con un compensatore a mica. Questo condensatore deve avere un campo di capacità da 250 a 525 pF per f. i. di 175 ÷ 206 kHz; da 65 a 175 pF per 260 kHz, o per altre f. i. comprese fra 250 e 400 kHz; da 17 a 80 per 456, 465, 495 e 500 kHz.

Emissioni spurie Questo tipo di interferenza deriva dallo stesso trasmettitore. L'irradiazione di qualsiasi segnale (oltre, s'intende, la frequenza portante) da parte di una stazione dilettantistica è proibita dalle norme. Le radiazioni spurie possono essere attribuite ad imperfetta neutralizzazione, ad oscillazioni parassite negli stadi a r. f. o nel modulatore, ad oscillatori a frequenza variabile nella banda di radiodiffusione, o ad oscillatori ad accoppiamento elettronico.

Parassiti a bassa frequenza possono verificarsi sulle frequenze di radiodiffusione o sulle loro subarmoniche, causando un'interferenza diretta nel programma. Un frequenzimetro posto nelle vicinanze del trasmettitore permetterà di rivelare questi segnali spurii.

Il rimedio è generalmente ovvio nei singoli casi. Tuttavia in questo libro sono esposti i metodi per la completa neutralizzazione e soppressione delle oscillazioni parassite negli stadi a r. f. e audio.

Ricevitori alimentati in continua e in alimentata Gli economici radioricevitori a sopramobile, alimentabili sia in corrente continua che in alternata, sono particolarmente soggetti alle interferenze per opera dei trasmettitori per radio dilettanti. Si può dire infatti che la maggior parte delle interferenze causate alla radio ricezione dai trasmettitori dilettantistici nel campo di frequen-

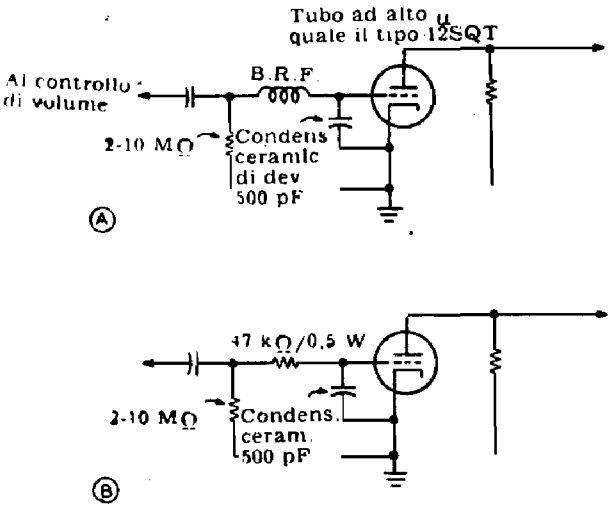


Figura 20.

CIRCUITI PER ELIMINARE LA RETTIFICAZIONE NELLO STADIO AUDIO

ze da 1,8 a 29 MHz, sono lamentate dai possessori di questi ricevitori economici. Nella maggioranza dei casi sono i ricevitori ad essere in difetto; ma questo non assolve il dilettante dalla sua responsabilità di eliminare le interferenze.

Rettificazione anomala dei ricevitori Nella maggior parte dei casi di interferenze nei ricevitori economici, e particolarmente in quelli ad alimentazione in corrente continua o alternata, si è constatato che la causa è dovuta a rettificazione anomala. La causa del disturbo risiede generalmente nel primo stadio audio, seguente il secondo rivelatore, quando viene realizzato con un triodo ad alto μ. I tubi di questo tipo non sono affatto lineari nelle loro caratteristiche di griglia e perciò facilmente rettificano ogni segnale che si presenti fra griglia e catodo. Il segnale a r. f. può giungere al tubo come segnale captato direttamente per insufficiente schermatura, ma più comunemente viene portato al tubo attraverso la rete di energia come effetto dei riscaldatori catodici posti in serie.

Il rimedio per questa situazione consiste semplicemente nell'assicurarsi che il catodo e la griglia del tubo ad alto μ (normalmente un 12 SQ 7, o equivalente) siano allo stesso potenziale ad alta frequenza. Ciò si ottiene ponendo un condensatore di deviazione a r. f. con i terminali più corti possibili, che collegano direttamente griglia a catodo; aggiungendo inoltre un'impedenza nel collegamento dal controllo di volume alla griglia del tubo audio. L'impedenza può essere realizzata con una normale bobina d'arresto a r. f. per le bande dei dilettanti, per ottenere i migliori risultati, ma nella maggioranza dei casi si è rilevato che un resistore di 47.000 Ω, 1/2 W posto in serie al detto collegamento consente un funzionamento soddisfacente. Circuiti adatti per tale operazione sul ricevitore sono dati in figura 20.

In molti ricevitori alimentati a corrente alternata e continua, non vi è un condensatore di deviazione per r. f. derivato sull'uscita dell'alimentatore anodico. Se vi è un notevole livello di segnale a r. f. sulla rete che alimenta il ricevitore, la rettificazione della r. f. nel raddrizzatore può causare un tipo di interferenza particolarmente molesto che può anche essere ricevuto da altri ricevitori vicini oltre che da quello che causa la rettificazione. Saldando un condensatore ceramico a disco di 0,01 μF direttamente fra anodo e catodo del raddrizzatore d'alimentazione (sia esso un tubo elettronico, o un raddrizzatore al

selenio) generalmente potrà cortocircuitare la r. f. e così eliminare il disturbo.

Alberino isolato del controllo di volume In alcuni apparecchi fu notato un debolo segnale interferente; ma esso aumentava notevolmente ponendo una mano sulla manopola del controllo di volume. Si rilevava allora che il controllo di volume era installato con l'albero isolato da terra. Il controllo stesso era poi connesso ad una parte critica del circuito; in molti casi alla griglia di uno stadio audio ad alto guadagno. Il rimedio in questi casi, consiste nel montare un controllo di volume con *tutti* i terminali isolati dall'albero, così da poter mettere questo a terra.

Tubi a schermo spruzzato Per quanto non siano più costruiti, questi tubi si trovano ancora in qualche apparecchio, sia nei circuiti a r. f., sia in quelli audio. In alcune applicazioni audio di questo tipo di tubo il catodo e lo schermo spruzzato sul vetro (che è connesso al catodo), non sono messi a terra, ma dispongono di un condensatore elettrolitico di deviazione verso terra. Questo tipo di condensatore è veramente inadatto a filtrare la r. f. ed anzi, in un forte campo a r. f. può dar luogo a rettificazione producendo interferenze. Il miglior rimedio è quello di sostituire il vecchio tubo, con uno normale di vetro munito di schermo metallico effettivamente posto a terra; è bene inoltre schermare i collegamenti di griglia di questo tubo. Come alternativa si può derivare sul condensatore elettrolitico catodico un condensatore tubolare a carta di 0,05 μF.

Captazione della rete d'energia Quando il segnale a r. f. irradiato da un trasmettitore entra in un ricevitore di radiodiffusione attraverso la rete a frequenza industriale, esso vi è stato convogliato, o direttamente dal trasmettitore attraverso la rete d'illuminazione, oppure perchè captato dallo spazio mediante le linee aeree. Le linee sotterranee difficilmente sono causa di simili interferenze.

Per ricercare il percorso attraverso cui i segnali interferenti raggiungono la linea, è soltanto necessario sostituire l'antenna trasmittente con un'antenna fittizie e regolare il trasmettitore per la massima erogazione. Se l'interferenza cessa, sono le linee aeree che captano l'energia r. f. Il disturbo può allora essere eliminato installando una trappola d'onda, o un normale filtro di linea, sulla presa di corrente del ricevitore. Se il ricevitore è abbastanza vicino al trasmettitore è molto dubbio che cambiando la direzione dell'antenna trasmittente, per disporla ad angolo retto rispetto alla linea aerea, si possa eliminare il disturbo.

Se invece l'interferenza persiste quando il trasmettitore è collegato all'antenna fittizia, l'energia a r. f. è convogliata direttamente dal trasmettitore sulla rete e la stazione deve essere accuratamente ispezionata per stabilirne la causa.

In generale si rileva una delle seguenti ragioni:

1) Gli stadi a r. f. non sono sufficientemente corredati di condensatori di deviazione o di bobine d'arresto.

2) Il sistema d'accoppiamento all'antenna non è perfettamente efficiente.

3) I trasformatori di alimentazione

BANDA	BOBINA L	CONDENS. C
3,5 MHz	17 spire filo smalt. ∅ 1,6 supporto ∅ 75 - lunghezza 55 mm	Variab. 100 pF
7,0 MHz	11 spire filo smalt. ∅ 1,6 supporto ∅ 65 - lunghezza 38 mm	Variab. 100 pF
14 MHz e 21 MHz	4 spire filo smalt. ∅ 2,5 supporto ∅ 75 - lunghezza 57 mm	Variab. 100 pF
27 MHz e 28 MHz	3 spire tubo rame ∅ est. 6 mm Diam. 50 mm - lungh. 25 mm	Variab. 100 pF

Figura 21.
TAVOLA DELLE BOBINE E DEI CONDENSATORI PER CIRCUITI TRAPPOLA SU LINEE A FREQUENZA INDUSTRIALE

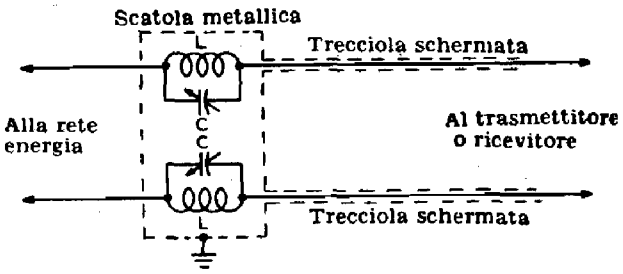


Figura 22.
CIRCUITO A TRAPPOLA D'ONDE RISONANTE PER LINEE DI ENERGIA
Il tipo di filtro risonante per linee di energia è più efficace del più comune tipo di filtro di spianamento, ma richiede l'accordo sulla frequenza di lavoro del trasmettitore.

non hanno schermi elettrostatici, oppure se essi vi sono, manca la loro messa a terra.

4) Le linee a frequenza industriale corrono troppo vicine ad un'antenna, o a circuiti a r. f. percorsi da intense correnti.

Se nessuna di queste cause si verifica, occorre mettere una trappola d'onda nella rete di distribuzione dal lato del trasmettitore, per evitare che l'energia a r. f. passi sulla rete luce.

Le trappole d'onda usate nelle reti d'energia vicino alle prese del trasmettitore o del ricevitore devono prestarsi al passaggio di correnti relativamente elevate. Di conseguenza le bobine sono avvolte con filo di adatta sezione. La figura 21 elenca i dati per le bobine di queste trappole d'onda, mentre la figura 22 indica come esse devono essere collegate. Si osservi che queste trappole d'onda sono racchiuse in una scatola schermata di lamiera di ferro, o di acciaio, di notevole spessore e posta francamente a terra.

Ricevitori plurigamma Ogni ricevitore a copertura completa delle gamme di radiodiffusione è una causa potenziale di noiosità per il radiodilettante.

Il radio-ascoltatore novizio che, disponendo delle gamme d'onde corte, si sintonizza sulla stazione di un dilettante è spesso portato a considerare questo come un segnale interferente ed a fare i conseguenti reclami.

Sia la selettività, sia il bloccaggio della frequenza immagine, in molti di questi apparecchi, lasciano molto a desiderare. Ne segue che il segnale del dilettante viene ad occupare un eccessivo spazio sul quadrante ed appare su più di un punto di esso, dando luogo ad interferenze tanto su canali adiacenti, quanto su altri lontani.

Se sono presenti armoniche della frequenza portante della trasmissione del dilettante, le interferenze assumono un aspetto molto grave in questi ricevitori plurigamma.

Le armoniche possono cadere direttamente, per una sfortunata scelta della frequenza portante, su una delle stazioni di radiodiffusione preferite dal-

l'ascoltatore e suscitare giustificati reclami.

Il dilettante può essere biasimato, inoltre, per trasmissioni di cui non è responsabile, tanto è grande l'ignoranza del pubblico sulla distribuzione delle onde corte. I proprietari di ricevitori plurigamma sono portati ad attribuire subito alle stazioni dei dilettanti tutti i segnali che essi ricevono da trasmettitori telegrafici automatici ed anche per rumori parassiti e tremolio di eterodine.

Il dilettante non può essere ritenuto responsabile se l'ascoltatore deliberatamente si sintonizza sulla sua portante. E nemmeno gli si può imputare la larghezza occupata dal suo segnale sul quadrante del ricevitore, o l'intesità dei segnali ripetuti in più punti della scala per effetto della frequenza immagine, se egli può dimostrare che il progetto del ricevitore non può dare buona selettività e bloccaggio della frequenza immagine.

Se egli lo desidera, il dilettante (o il proprietario del ricevitore) può restringere la zona occupata sul quadrante dal segnale ricevuto accorciando l'antenna ricevente. I rivenditori spesso forniscono, insieme al ricevitore plurigamma, un'antenna affatto eccessiva; ma il più delle volte questi apparecchi funzionano altrettanto bene con pochi metri di antenna interna.

Il dilettante è invece imputabile per le armoniche della sua frequenza portante. Tali emissioni sono anzitutto illegali ed egli deve prendere tutte le misure necessarie per la loro soppressione.

I suggerimenti pratici per l'eliminazione delle armoniche sono stati dati precedentemente in questo capitolo sotto la voce « Interferenze nella TV ».

Interferenza d'immagine Oltre ai tipi di interferenze già esaminati, ve ne sono altri due comuni ai ricevitori a supereterodina. La prevalenza di questi è di notevole interesse per il dilettante, benchè la responsabilità della loro esistenza ricada sul ricevitore di radiodiffusione.

Il meccanismo per cui ha luogo la produzione della frequenza immagine può essere spiegato come segue. Quando il primo rivelatore è accordato sulla frequenza del segnale in arrivo, l'oscillatore locale funziona su un'altra frequenza che differisce dal segnale del valore corrispondente alla frequenza intermedia. Ora, senza spostare l'accordo di questi due stadi, esiste un altro segnale che può far battimento con la frequenza dell'oscillatore e produrre un segnale a frequenza intermedia. Questo secondo segnale, detto *immagine*, differisce dal segnale desiderato del doppio della frequenza intermedia.

Così, se un ricevitore con f. i. di 175 kHz è accordato su 1000 kHz l'oscillatore funziona su 1175 kHz, e quindi un segnale di 1350 kHz ($1000 + 2 \times 175$) potrà battere con la frequenza dell'oscillatore di 1175 kHz per produrre un segnale di f. i. di 175 kHz ($1350 - 1175 = 175$). Similmente quando lo stesso ricevitore è accordato su 1400 kHz, esso può ricevere anche il segnale di un dilettante su 1750 kHz ($1750 - 2 \times 175 = 1400$). Il punto del quadrante in cui un qualsiasi segnale della banda per dilettanti su 160 m può dar luogo ad immagine, viene determinato mediante la formula:

$$F_b = (F_{am} - 2\ f.c.)$$

nella quale sono:

F_b = frequenza sul quadrante del ricevitore

F_{am} = frequenza del trasmettitore dilettantistico

f_c = frequenza intermedia del ricevitore.

Se l'immagine appare a pochi cicli, o chilocicli, da una portante di radiodiffusione si può avere un'interferenza per eterodina. Essa può essere sintonizzata come per una stazione operante nella banda di radiodiffusione. L'acutezza di sintonia deve essere paragonabile a quella delle stazioni di radiodiffusione che producono la stessa tensione di controllo automatico di volume nel ricevitore.

Il secondo tipo di interferenza nelle superetodine risulta dal battimento tra le armoniche dell'oscillatore locale del ricevitore e la portante del dilettante quando esso viene a coincidere con la frequenza intermedia del ricevitore. Il trasmettitore del dilettante dovrà avere una frequenza uguale ad una delle armoniche dell'oscillatore locale del ricevitore, *più o meno la frequenza intermedia.*

Ad esempio: quando una superetodina con frequenza intermedia di 465 kHz è accordata su 1000 kHz, il suo oscillatore opera su 1465 kHz. La terza armonica di questa frequenza dell'oscillatore è 4395 kHz e potrà battere con un segnale di dilettanti di 3930 kHz per inviare un segnale attraverso il circuito accordato sulla frequenza intermedia. (4395 — 3930 = 465). Il segnale di 3930 kHz sarà ricevuto con l'indice del quadrante posto sui 1000 kHz.

Alcune armoniche dell'oscillatore locale sono in tale relazione con le frequenze dei dilettanti che sul quadrante del ricevitore si può avere più di un punto di interferenza. Così un segnale di 3500 kHz può essere sintonizzato in 6 punti sul quadrante di una superetodina poco lontana che abbia una frequenza intermedia di 175 kHz e manchi di stadio a r. f.

Per quanto concerne i rimedi contro le interferenze dovute alle armoniche ed alle immagini delle superetodine è bene ricordare che *se* il segnale del dilettante non raggiunge il circuito d'entrata del ricevitore, non si determina il disturbo.

E' perciò un buon criterio quello di usare una trappola d'onde o un filtro passa-basso. Le superetodine per radiodiffusione, però, non sono sempre modelli di buona schermatura e il segnale del dilettante può raggiungere il circuito attraverso canali diversi dal circuito d'entrata. Se la trappola o il filtro non eliminano il disturbo l'unica alternativa che rimane consiste nel cercare di scegliere per il trasmettitore una frequenza tale che nè le interferenze d'immagine, nè quelle per armoniche, vadano a cadere sulle stazioni preferite per il dato ricevitore. Le equazioni date precedentemente possono essere usate per determinare la frequenza più adatta.

Filtri passa-basso Il maggior inconveniente delle trappole d'onda consiste nel fatto che esse agiscono su una sola frequenza; esse cioè possono bloccare solo una frequenza per volta (o, al più, una banda di frequenza estremamente ristretta). Ogni volta che la frequenza del trasmettitore interfe-

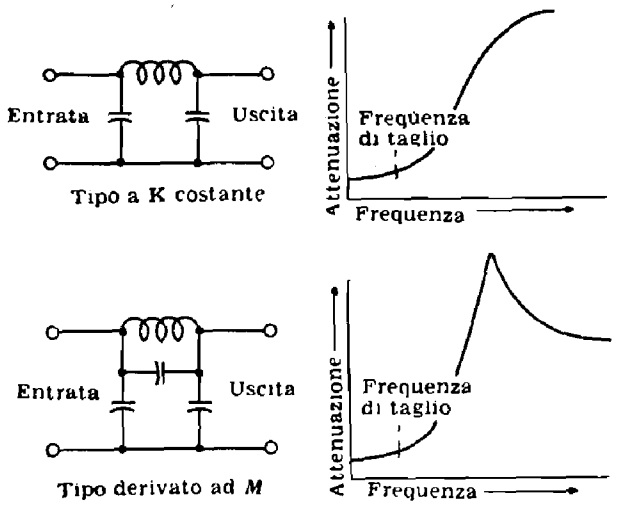


Figura 23.

TIPI DI FILTRI PASSA-BASSO

Filtri di questo tipo possono essere usati nei circuiti tra l'antenna e il circuito d'entrata del ricevitore

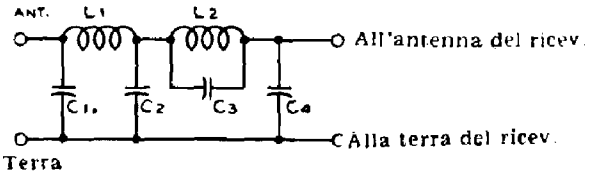


Figura 24.

FILTRO PASSA-BASSO A CIRCUITO COMPOSITO

Questo filtro è molto efficace nella riduzione delle interferenze alle radiodiffusioni da parte di tutte le stazioni ad alta frequenza. I valori dei componenti per un'impedenza tra i terminali di 400 Ω ed una frequenza di taglio di 1600 KHz, sono i seguenti:

L_1—65 spire di filo ∅ 0,6 a 2 cop. cotone avvolte strettamente su supporto ∅ 38 mm

L_2—41 spire come sopra; non accoppiate con L_1

C_1—Condensatore a mica da 250 pF

C_2—Condensatore a mica da 400 pF

C_3, C_4—Condensatore a mica da 150 pF, il primo con tolleranza 5 %.

Con alcuni ricevitori si ottengono migliori risultati inserendo un resistore a carbone di 200 Ω tra il filtro e la presa d'antenna sul ricevitore .Con altri ricevitori l'efficacia viene aumentata ponendo un resistore a carbone fra le prese di antenna e di terra. Il resistore deve essere posto il più vicino possibile ai terminali del ricevitore.

rente viene cambiata, ogni trappola d'onda accordata con esso deve essere nuovamente sintonizzata.

Un dispositivo molto più soddisfacente è il filtro d'onde che non richiede regolazione. Il tipo passa-basso, lascia passare tutte le frequenze inferiori ad un valore critico ed elimina quelle superiori. E' questa proprietà che rende questo dispositivo ideale per eliminare le frequenze dei dilettanti dai ricevitori per radiodiffusione.

Un buon filtro passa-basso progettato per una massima attenuazione attorno ai 1700 kHz lascerà passare tutte le portanti di radiodiffusione, ma bloccherà i segnali generati nelle bande dei dilettanti. Naturalmente un tale dispositivo può essere installato soltanto nei ricevitori per radiodiffusione normalizzati, non in quelli plurigamma.

Due tipi di filtri passa-basso sono illustrati in figura 23. Una disposizione composta, che comprenda una sezione di ciascun tipo, sarà più efficace, che non ogni singolo filtro funzionante da solo.

Un filtro composto di una sezione a K costante ed una sezione derivata ad M è disegnato in figura 24 ed è molto raccomandabile. La sezione ad M è progettata per avere una attenuazione massima a 1700 kHz e per questa ragione il condensatore C_3 deve essere a stretta tolleranza. Per la stessa ragione C_3 non deve essere montato dentro ad L_2, per maggior compattezza, perchè ciò modificherebbe sensibilmente l'induttanza della bobina e conseguentemente la frequenza di risonanza.

Se non è reperibile un condensatore fisso a mica di 150 pF $\pm$ 5 % per C_3, si può usare un compensatore a pressione che copra il campo di 125-175 pF regolandolo per la massima attenuazione sui 1700 kHz.

CAPITOLO DICIOTTESIMO

Pratica costruttiva

Con poche eccezioni possibili, quali i condensatori fissi in aria, i condensatori di neutralizzazione e le bobine per trasmettitori, raramente conviene tentare di costruirsi i componenti richiesti per la costruzione di un trasmettitore per dilettanti. Ciò è specialmente vero quando le parti sono di tipo usato nella costruzione e nei ricambi dei radio-ricevitori per radiodiffusione, giacchè la produzione in gran serie ha reso questi componenti molto economici.

Trasmettitori Coloro che possono e vogliono dedicare il tempo necessario per costruire da sè i trasmettitori partendo dai componenti, realizzano un notevole risparmio. I dati necessari sono esposti nei relativi capitoli di questo libro.

Per molti dilettanti la costruzione di un trasmettitore è altrettanto appassionante quanto il funzionamento della stazione finita; infatti molti di essi traggono tale soddisfazione nel costruire una parte dell'apparato ben funzionante, che dedicano più tempo nel fare e rifare il complesso che non nel suo impiego per trasmettere.

Quelli che non sono portati per la meccanica, e traggono maggior soddisfazione nel superare grandi distanze sulle onde, che non in esperimenti e costruzioni possono trovare sul mercato ottimi trasmettitori che richiedono solo la linea d'alimentazione e l'antenna. Chi appartenga a questa categoria di dilettanti, troverà scarso interesse in questo capitolo.

Ricevitori Vi è ampia possibilità di discutere se è economico costruirsi da sè un ricevitore per comunicazioni. La richiesta di questo tipo di ricevitori da parte del governo, dei dilettanti, delle società di navigazione aerea, degli ascoltatori d'onde corte e di altri è diventata tanto grande che non vi è più vantaggio nel costruire tali apparecchi di quanto non vi sia nel costruire quelli normali per radiodiffusione. Tuttavia, molti dilettanti preferiscono ancora costruirsi i propri ricevitori — non ostante che esso costi

almeno quanto uno equivalente costruito da una fabbrica — sia perchè essi si divertono nell'attività costruttiva e sono orgogliosi dei frutti delle loro fatiche, sia perchè il ricevitore deve soddisfare particolari condizioni e tuttavia costa il meno possibile.

Il ricevitore di fabbrica che dia sicurezza di soddisfare ai requisiti di ogni dilettante o ascoltatore di onde corte è sempre un costoso apparecchio di lusso con ogni possibile rifinitura. Chi sia principalmente interessato a comunicazioni speciali su poche bande, generalmente può ottenere migliori risultati, con minor spesa, costruendo speciali convertitori, o adattatori, da far funzionare insieme ad un economico ricevitore commerciale. Così il dilettante in VHF può costruire un convertitore pilotato a cristallo da disporre all'entrata di un ricevitore per comunicazioni d'occasione; quello che si dedica alle comunicazioni in fonia o su banda laterale singola può costruirsi un adattatore ad unica banda da applicare all'uscita del suo ricevitore; e così via per i singoli casi speciali.

18-1 Tipi costruttivi

La preparazione ed il montaggio dei componenti richiede di solito la maggior parte di tempo e di lavoro. Si possono usare vari metodi di montaggio a partire dalla semplice tavola di legno fino ai complessi telai e pannelli metallici.

Costruzioni provvisorie su tavola Il metodo più semplice per costruire un radiocomplesso consiste nel realizzarlo in modo provvisorio e cioè fissando i vari componenti su una tavola di legno di opportune dimensioni con viti a legno, o bulloni, e disponendo le varie parti in modo che i collegamenti più importanti risultino molto corti.

Tale montaggio è adatto per provare una disposizione sperimentale, oppure talvolta per montare un'unità sperimentale di un complesso di misura, Ma nessun apparecchio permanente, o stazione trasmittente, deve essere lasciato in tale forma provvisoria. Il montaggio su tavola è pericoloso perchè i componenti sottoposti a tensioni elevate sono tutti esposti. Inoltre tale montaggio non deve mai essere usato per parti a r. f. di un trasmettitore poichè sarebbe praticamente impossibile schermarlo per l'eliminazione delle interferenze alla TV dovuto all'irradiazione di armoniche.

Telai metallici La costruzione di telai metallici richiede pochi utensili in più, ed un tempo molto maggiore, ma consente un'estetica ed un funzionamento nettamente superiori. Questo tipo di costruzione è poi imposto quando è necessaria la schermatura dell'apparato. Un pannello frontale ed uno schermo posteriore riducono i pericoli di scosse e completano la schermatura del telaio.

La costruzione a ripiani è praticamente uguale a quella a telai metallici in quanto la principale differenza consiste nel modo in cui i telai sono fissati al pannello.

Intelaiature speciali Per stadi a r. f. di alta potenza molti costruttori preferiscono scostarsi dal più usuale tipo di costruzione, usan-

do invece intelaiature metalliche a mensole che essi progettano specificatamente per le parti a cui debbono servire. Essi sono generalmente disposti in modo da consentire i più corti collegamenti a r. f. e vengono fissati direttamente dietro ad un telaio scomponibile per mezzo di pochi bulloni, con spine di controllo che si inseriscono nei corrispondenti fori del pannello.

18-2 Utensili

Ottimi lavori possono essere fatti su telai a pannelli metallici con l'aiuto di pochi ed economici utensili. Tuttavia, il tempo richiesto per la costruzione viene molto ridotto se si può disporre di un completo assortimento di attrezzi per la lavorazione del metallo. La dotazione di utensili va scelta in relazione a vari fattori. Chi già si divertiva a lavorare dispone di molti utensili utili per le radio costruzioni: giravite, martello, sega, squadra, lime ecc. Nel preventivo di spesa la parte relativa agli utensili si deve perciò limitare a quelli speciali per le costruzioni radio come punzoni per zoccoli, seghetti per fori, viti e dadi, ecc. La mole di lavoro che ci si propone di svolgere in questo campo è decisiva per stabilire se è conveniente comprare un ampio assortimento di strumenti, che faccia guadagnare tempo nel lavoro, e se essi debbono essere della migliore qualità, oppure di tipo economico.

Gli attrezzi ed i materiali sotto elencati sono quelli più utili per un laboratorio personale.

UTENSILI E MATERIALI INDISPENSABILI

1 *buon* saldatore elettrico da 100 W
1 bobina di filo di lega saldante con disossidante incorporato
4 giraviti: grande, medio, piccolo e « midget »
1 *buon* trapano a mano e due velocità
1 serie di punte da trapano (da 2 mm fino a 6 o 10 mm secondo la capacità del mandrino)
1 pinza normale da 15 cm
1 pinza a becco lungo da 15 cm
1 tronchesino diagonale da 15 cm
1 punzone per zoccoli ∅ 26 mm
1 chiave per il punzone da zoccoli
1 temperino tipo « Boy Scout »
1 righetto ed una squadra d'acciaio di 30 cm
1 metro (millimetrato) a righetto o a nastro
1 punzone segna-centri
1 pietra per affilare
1 oliatore (per olio fluido)
tela smeriglio
1 archetto per sega con alcune lame
1 lima media con manico
1 scalpello da ferro con punta da 12 mm
1 martello

UTENSILI E MATERIALI MOLTO UTILI

1 morsa da banco (apertura di almeno 80 mm)
1 bobina di piattina di lega saldante
1 trapano da falegname (gira barchino)
1 fresa conica a stelo quadro
1 alesatore conico piccolo a stelo quadro

1 alesatore conico grande a stelo quadro (i due alesatori devono sovrapporsi: ad esempio ∅ 12 e ∅ 22 mm)
1 punzone per condensatori elettrolitici ∅ 23 mm
1 punzone per zoccoli di valvole ∅ 30 mm
1 punzone per zoccoli di valvole ∅ 16 mm
1 taglia-cerchi regolabile fino a 80 mm
1 piccola serie di chiavi a forcella
1 cesoia per lamiera di 25 ÷ 30 cm
1 scalpello da legno (punta da 12 mm)
1 compasso a punte fisse
1 lima grossa piatta 30 cm
1 lima grossa tonda 12 ÷ 18 cm
1 serie di chiavi a esagono (Allen)
6 ÷ 8 piccole lime assortite: tonda, mezzo-tonda, tripolare piatta, quadrata, a coda di topo
4 piccoli morsetti a C.
Lana d'acciaio, grossa e fine
Carta vetrata e tela smeriglio: grossa, media, fine
Cemento duco
Spazzola di ferro

UTENSILI E MATERIALI UTILI MA NON INDISPENSABILI

1 sega (piccola) con lame per metalli
1 piccola sega da legno (a denti trasversali)
3 punte da trapano a stelo quadro: ∅ 10, 11, 12 mm
Corredo di viti e dadi
4 morsetti a C di medie dimensioni
Grasso (in tubetto)
Petrolio
Lacca, o vernice, trasparente
Spazzola
Pennello
Lastre di celluloide, lucide, o pilistirolo
1 giravite per viti a testa incassata.

Gli assortimenti di utensili e materiali sopra elencati presumono che il costruttore non voglia acquistare i più costosi utensili meccanici, come un trapano meccanico, una smerigliatrice ecc. Se avesse acquistato macchine utensili, ovviamente alcuni degli utensili a mano sopra elencati risulterebbero superflui. Un trapano meccanico facilita notevolmente il lavoro di costruzione, ma purtroppo se di buona qualità costa quanto un piccolo trasmettitore.

Nel prospetto non sono stati elencati vari utensili di speciale impiego radiotecnico che possono sembrare un lusso, ma nondimeno sono molto pratici; ad esempio cacciaviti, chiavi e punte speciali per saldatori, ecc. Questi possono trovarsi nei principali negozi di radio accessori e sono normalmente elencati nei loro cataloghi. Non è raro vedere dilettanti, che hanno sufficiente esperienza come meccanici, progettare e costruire utensili per scopi speciali.

Se è previsto l'uso delle più nuove e diffuse serie di tubi « miniatura » (6AK5, 6C4, 6BA6 ecc.), nella costruzione di apparati, saranno necessari alcuni altri utensili per montare i piccoli componenti. Gli zoccoli dei tubi miniatura si montano in un foro di 16 mm, mentre gli zoccoli a 9 spine richiedono un foro di 19 mm. Esistono in commercio punzoni di queste dimensioni, se no si deve allargare un foro più piccolo fino alle dimensioni volute. Le viti per il montaggio degli zoccoli miniatura hanno generalmente le dimensioni di 2,5 ÷ 3 mm.

18-3 Pratica costruttiva

Piano di montaggio sul telaio Il telaio deve essere anzitutto coperto con un foglio di carta che aderisca strettamente su tutti i lati fermandolo con nastro gommato. Ciò permette di tracciare tutte le linee di quote e i centri dei fori senza fare alcun segno sul telaio stesso. Si pongono su questo le parti da montare e, giocando con esse una partita a scacchi, si tentano diverse disposizioni finchè tutti i collegamenti di placca e di griglia risultino della minima lunghezza possibile, i tubi siano fuori dai campi creati dalle bobine, le induttanze d'arresto a r.f. siano in posizione sicura, ecc. Occorre specialmente ricordarsi, quando si usa un telaio per la prima volta, che una buona sistemazione dei componenti può completare un buon progetto elettrico, ma che a quest'ultimo deve essere data la principale attenzione. Molto spesso le parti sono disposte per ottenere un pannello simmetrico, senza riguardo al lato funzionale.

Quando si è ottenuta una disposizione soddisfacente, si possono segnare i fori di montaggio. Lo stesso procedimento deve ora essere seguito per la parte inferiore, avendo cura di evitare interferenze fra le due parti (e cioè, ad esempio, che la punta delle viti di montaggio scenda nel mezzo di un condensatore a carta, o che il rotore di un condensatore variabile urti qualche parte nella rotazione ecc.). Segnati tutti i fori, si traccerà il loro centro sul telaio col punteruolo, attraverso la carta. Non si dimentichi di tracciare anche i fori per i collegamenti che devono passare attraverso il telaio.

Per i trasformatori che hanno le viti di fissaggio sulla base, si può segnare la posizione dei fori facendo pressione sulla carta col trasformatore stesso, e punzonando, per i centri, sul telaio come sopra.

Punzonatura Per eseguire i fori per gli zoccoli si può usare, o un tranciante per cerchi, o un punzone. Questo è di facile uso e richiede solo qualche precauzione. La spina di guida deve essere infilata nel foro praticato con esattezza; ciò accresce la precisione di montaggio dello zoccolo. Se ciò non ha grande importanza si può usare una punta da trapano di diametro maggiorato di $0{,}5 \div 1$ mm rispetto a quello della spina. Alcuni punzoni possono funzionare senza foro di guida, ma questi rendono l'operazione più facile e precisa. La sola uteriore precauzione consiste nell'assicurarsi che il pezzo sia ben allineato prima di colpire col martello. In mancanza di ciò il punzone può scivolare lateralmente quando si colpisce e così non solo curvare il telaio, ma anche asportare parte del maschio. Questo si evita facilmente verificando sempre che il pezzo da forare sia parallelo alle faccie del punzone, del maschio e della base. Quest'ultima può essere costituita da un incudine, o da altro corpo pesante e solido.

Un tranciante tipo « Greenlee » esegue il foro attraverso il telaio per mezzo di una vite serrata mediante una chiave. Esso non dà inconvenienti ed opera con molto maggiore esattezza e semplicità. Il maschio del tranciante deve essere potso nella morsa col bordo tagliente verso l'alto e la femmina viene forzata contro il metallo mediante

Figura 1.
PUNZONE PER ZOCCOLI DEL TIPO « GREENLEE » METODO CORRETTO DI USARE IL

una chiave come mostra la figura 1. Questi trancianti si possono avere nelle dimensioni adatte a tutti gli zoccoli per tubi ed anche nelle maggiori dimensioni per eseguire i fori per gli strumenti. Negli zoccoli octal essi richiedono un foro centrale di 10 mm per il passaggio del bullone.

Finestre per trasformatori L'esecuzione delle aperture per trasformatori e bobine non è altrettanto semplice. Dopo aver tracciato le parti da tagliare si esegue, con punta di circa 6 mm, un foro internamente ad ogni angolo e tangente al profilo esterno dell'apertura. Si serra poi il pezzo nella morsa insieme ad un blocco di ghisa o acciaio e quindi con lo scalpello inserito in uno dei fori si taglia il metallo lungo un lato picchiando col martello, con colpi frequenti ma leggeri, in testa allo scalpello. Lo scalpello deve agire contro il blocco di ghisa come le due lame di un paio di forbici agiscono l'una contro l'altra. Si ripete l'operazione per gli altri lati e si finisce il lavoro con una lima.

Un altro metodo consiste nel fare i fori agli angoli abbastanza grandi per potervi inserire la lama di una sega.

Per i pannelli di ferro piuttosto grosso e disponendo di un trapano elettrico si può usare il metodo di figura 2, che è il preferito.

Eliminazione delle bavature Usando il trapano, o il punzone, per eseguire fori, restano generalmente delle bavature. Vi sono tre semplici metodi per toglierle. Si può usare uno scalpello da ferro, disposto con la faccia inferiore parallela al piano del pezzo, colpendolo leggermente col martello. Si ottiene generalmente un lavoro ben finito anche con poca pratica.

Chi possa disporre di un accecatoio può pure eseguire un buon lavoro. Si

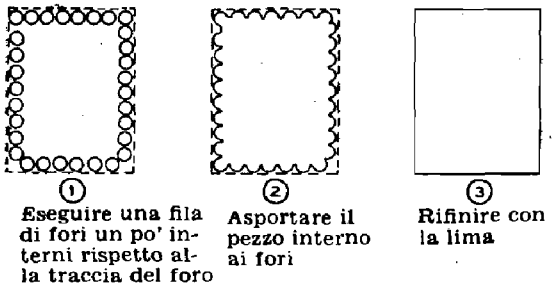


Figura 2.

può anche usare una fresa conica benchè essa smussi gli spigoli.

Il terzo metodo consiste nell'asportare le bavature con la lima, che dà un risultato soddisfacente benchè provochi brutte graffiature sulle superfici adiacenti.

Montaggio dei componenti Per il fissaggio sul telaio di trasformatori, bobine e simili componenti si seguono generalmente due metodi. Il primo che impiega bulloni con dado è lento e la pratica delle fabbriche di usare viti autofilettanti si va diffondendo anche fra i dilettanti. Per il montaggio di piccoli componenti, come resistori e condensatori, è opportuno creare, per la maggior rigidità, dei punti di ancoraggio. Questi contribuiscono anche ad una migliore estetica dell'apparato.

Nei fori del telaio, attraverso cui devono passare dei collegamenti, è opportuno mettere anelli di gomma di dimensioni adeguate che, oltre a migliorare l'aspetto del montaggio riducono la possibilità di corto-circuiti.

Saldatura Fare una saldatura solida e di bassa resistenza non significa soltanto lasciar cadere una goccia di stagno tra le due parti da unire e credere di averle così attaccate. Vi sono alcune regole precise che *occorre* osservare.

Tutte le parti da saldare devono essere assolutamente pulite. Per pulire un filo, un capocorda, o qualsiasi altra cosa da saldare, occorre raschiare perfettamente col temperino fino a mettere a nudo il metallo. Non è sufficiente fare alcune graffiature; occorre raschiare finchè le parti da saldare non sono lucenti.

Si deve fare una buona giunzione meccanica prima di applicare lo stagno. La saldatura ha principalmente lo scopo di assicurare un buon collegamento elettrico; la solidità meccanica deve essere ottenuta piegando l'estremità del filo a gancio ed avvolgendolo strettamente sull'altra parte, cosicchè esso sia ben saldo anche prima di applicare lo stagno.

La punta del saldatore deve essere ben stagnata. È impossibile rendere il pezzo abbastanza caldo per incorporare adeguatamente lo stagno se il saldatore è sporco. Per ricoprirlo di stagno occorre limarlo, a caldo, su un lato fino a scoprire la superficie metallica; vi si applica subito la lega con anima di resina finchè un sottile strato non scorre completamente sulla superficie scoperta; si ripete l'operazione per l'altro lato e infine, con un cencio pulito si toglie lo eccesso di stagno e di resina. Il saldatore deve essere pulito frequentemente durante il lavoro; ciò riduce la corrosione della punta.

La lega saldante deve essere applicata al pezzo e non alla punta del saldatore. La punta deve essere tenuta contro le parti da saldare finchè esse non si sono compeltamente riscaldate. Si applica allora lo stagno sulle parti, tenendovi sempre contro il saldatore finchè lo sta-

gno non scorre facilmente e ricopre il pezzo. Se lo stagno si comporta come l'acqua su una superficie unta e forma delle gocce, ciò significa che il pezzo non è stato ben pulito.

La giunzione saldata deve essere tenuta perfettamente ferma finchè lo stagno non sia completamente solidificato. Se il pezzo viene mosso prima, si ha una cosidetta saldatura « fredda ». Questo si può rilevare immediatamente perchè lo stagno acquista un aspetto « bianco » opaco, anzicchè « argenteo » lucente. Tale giunzione avrebbe alta resistenza elettrica e potrebbe influire dannosamente sul circuito. Il rimedio è semplice: si riscalda ancora il giunto lasciandolo ben fermo durante la solidificazione dello stagno.

Tutto l'eccesso di flusso disossidante deve essere tolto quando il giunto è raffreddato se si usa una pasta disossidante. Occorre assicurarsi che essa non sia corrosiva ed usarla con lega in bacchette (senz'anima di resina).

Finitura Se l'apparato è costruito su un telaio verniciato (comunemente reperibile con vernice increspata nera o grigia), non è necessario nessun rivestimento protettivo a lavoro finito, purchè si sia avuto cura di non graffiare, o rovinare le finiture, nell'eseguire fori, o nel montare i componenti. Tuttavia molti dilettanti preferiscono usare telai non verniciati, ma zincati, o cadmiati, essendo più semplice effettuare i collegamenti di massa. Un sottile strato di lacca « linoleum » trasparente può essere applicata su tutto il telaio, dopo aver completato il cablaggio, per ritardarne l'arruginimento. Nelle località vicino al mare è bene laccare tutti i fori e tagli fatti sul telaio, anche se questo è verniciato, perchè la ruggine trova punti favorevoli di attacco dove la sega, o il trapano hanno scoperto il metallo. Se si applica uno strato troppo grosso di lacca, esso tende a staccarsi. La lacca deve essere allungata con l'apposito diluente per consentire l'applicazione di uno strato sottile. Uno strato sottile aderisce a qualsiasi superficie metallica *pulita* che non sia troppo lucida.

Un'attraente finitura liscia, ma opaca, quasi vellutata, si può ottenere sull'alluminio mediante sabbiatura e successiva laccatura. Lo stesso aspetto si può ottenere immergendo l'alluminio in una soluzione di liscivia.

Vi sono anche, sul mercato, diverse marche di smalti neri lisci-opachi che aderiscono bene ai metalli e di bella estetica. Le vernici increspanti ad essiccazione in aria danno talvolta buoni risultati, ma il trattamento di cottura è normalmente preferibile. La verniciatura increspata, se bene eseguita, ha grande durata e piace molto. Chi abiti in un centro importante trova facilmente chi vernicia a fuoco per conto di terzi con modica spesa. Una finitura molto attraente, specialmente adatta per pannelli, si ottiene spruzzando con vernice di alluminio, una verniciatura increspata. In qualsiasi operazione di verniciatura ,il pezzo deve essere accuratamente pulito da ogni traccia di grasso, o olio.

Per proteggere l'ottone dall'annerimento si lava d'apprima accuratamente con acqua e potassa per togliere le ultime traccie di grasso; si risciacqua lungamente con acqua e si asciuga ed infine si vernicia con lacca trasparente. Nell'operazione di lavaggio occorre fare at-

tenzione di non toccare con le mani nude o con qualsiasi cosa unta.

Foratura del vetro Si opera con una comune punta da trapano usando una miscela di trementina e canfora. Quando la punta del trapano è passata, la si toglie dal foro e questo viene rifinito con la punta di una lima triangolare dagli spigoli molto vivi. Si usano gli spigoli della lima raschiando il vetro e non come un punteruolo. Si deve fare molta attenzione di non incrinare il vetro o di scheggiarlo nel rifinire il foro dopo aver tolto la punta del trapano. Si dovrà impiegare abbondantemente la miscela suddetta sia nel forare, che nel raschiare. Tale miscela è utile anche nel forare la ghisa. Nel forare il vetro occorre procedere molto lentamente e sarebbe bene fare un po' di pratica su altri pezzi di vetro prima di approntare quello da usare nel montaggio.

Soluzione per incisione Si uniscono tre parti di acido nitrico con una di acido muriatico. Si copre il pezzo da incidere con cera d'api; questo può farsi riscaldando il pezzo su una fiamma di gas, o alcool, e distendendo poi il grasso sulla superficie. Con una punta d'acciaio, o una punta di matita dura si tracciono i segni voluti sulla cera e con un contagoccie di vetro si fa cadere la soluzione nelle posizioni volute. Dopo aver lasciato agire la soluzione per due o tre minuti, la si toglie con carta assorbente e si versa invece un po' d'olio; si riscalda infine il pezzo per togliere il grasso.

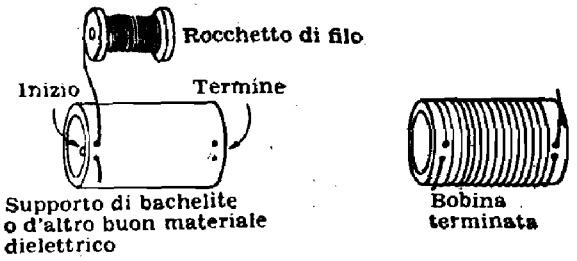


Figura 3.

Pulitura del cromo Le cromature sono ora tanto usate negli apparati radio e nei pannelli che è bene conoscere come si possa pulirle. Il materiale necessario si limita a cotone assorbente, o stoffa soffice, alcool e comune nero fumo.

Un batuffolo di cotone, o di stoffa, viene imbevuto di alcool e premuto sul nerofumo; si frega poi vigorosamente sulla cromatura. La miscela si secca subito e può essere asportata con un altro batuffolo di cotone. Tale miscela serve bene anche per pulire le superfici nichelate. Occorre fare attenzione che nel nero fumo non vi siano particelle dure che potrebbero produrre graffiature durante la pulitura.

Avvolgimento delle bobine Le bobine per r.f. possono dividersi in due tipi: quelle con supporto e quelle « in aria ». Nessuno dei due offre particolari difficoltà costruttive. La figura 3 mostra il procedimento usato per avvolgere una bobina su un supporto. Se l'avvolgimento deve essere spaziato, ciò può essere fatto avvolgendo contemporaneamente uno spago, o un altro filo, di diametro corrispondente alla spaziatura, che viene poi tolto ad avvolgimento finito. Il procedimento usuale è di stringere un capo del

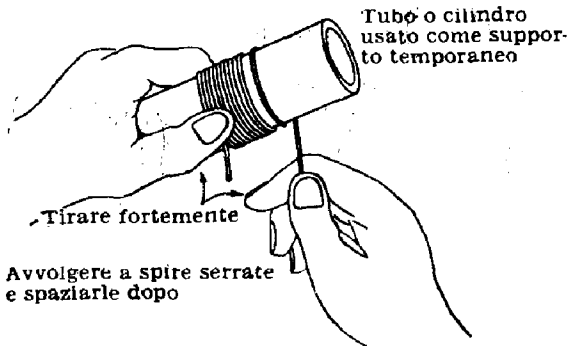


Figura 4.

filo in una morsa e di fissare l'altro al supporto; tenendo questo in mano lo si ruota lentamente in modo che il filo si avvolga restando sempre ben teso. Finito l'avvolgimento, se vi è possibilità che le spire si svolgano, si vernicia con cemento Duco tutta la bobina o solo quella parte in cui le spire possono allentarsi.

Le bobine per frequenze altissime e ultra alte sono comunemente avvolte con grosso filo smaltato su un supporto, che viene poi tolto, come indica la figura 4. Se la bobina è lunga, o tende a deformarsi si possono cementare internamente alla bobina strisciette di polistirolo o simile materiale. Nel scegliere il diametro del supporto si deve tener conto della tendenza delle spire ad aprirsi elasticamente quando la bobina viene tolta dal supporto stesso.

Nelle bobine in aria di questo tipo la spaziatura fra le spire si attua, dopo averle tolte dal supporto, facendo scorrere a spirale da un estremo all'altro della bobina, una matita, il gambo di un cacciavite, o altro oggetto rotondo.

Bobine in aria con aspetto simile a quelle fabbricate commercialmente possono essere costruite usando una forma rotonda di legno che sia segata diagonalmente da un estremo all'altro. Striscie di materiale isolante vengono temporaneamente fissate su questo supporto e sopra le striscie viene avvolto il filo, con la voluta spaziatura fra le spire, e cementato ad esse. Dopo essiccato il cemento il mandrino tagliato a cunei può essere sfilato senza sforzo.

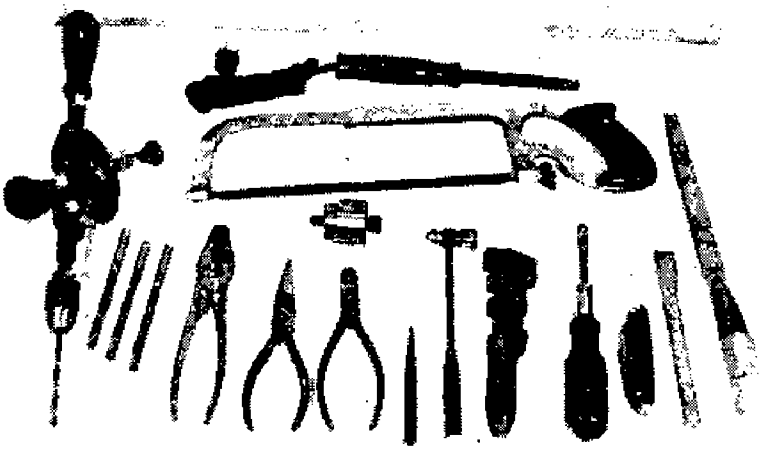


Figura 5.
ATTREZZI PER RADIO-COSTRUTTORI

CAPITOLO DICIANNOVESIMO

Apparecchiature mobili e loro installazione

Benchè il funzionamento di apparati mobili sia permesso anche su altre bande, attualmente esso è limitato a quelle di 80, 20, 10-11, e 2 metri e pertanto l'esposizione seguente si limiterà a considerare il funzionamento su queste bande.

I problemi che sorgono nell'attuare una soddisfacente installazione a due vie, variano in relazione alla banda considerata, ma molti di essi sono comuni a tutte le bande. Per esempio i disturbi dovuti all'accensione dei motori a scoppio sono più gravi sui 10 m, che non sui 75 m mentre un efficiente sistema d'antenna è più facile da realizzare sui 10 m che non sui 75 m; invece l'ottenere una notevole potenza irradiata dal trasmettitore senza eccedere nella capacità delle batterie è un problema comune a tutte le bande.

19-1 Ricevitori mobili

Quando nell'automobile esiste un ricevitore per radiodiffusione la realizzazione più pratica per ricevere su 75, 20 e 10 m, si ottiene mediante un convertitore che alimenti l'apparecchio installato. I vantaggi di una buona selettività e di una sicura interdizione della frequenza immagine ottenibile con una doppia conversione a supereterodina si conseguono nella maggioranza dei casi senza che risulti eccessivo il « cinguettìo »; disturbo frequente nelle supereterodine a doppia conversione costruite integralmente in un unico pannello. Tuttavia è utile che i ricevitori per radiodiffusione usino uno stadio a r.f. allo scopo di separare adeguatamente il convertitore dall'oscillatore ad alta frequenza. Lo stadio a r.f. è anche desiderabile dal punto di vista della soppressione del segnale immagine se il convertitore non utilizza un circuito d'uscita accordato sulla frequenza dell' apparato dell'auto (che è normalmente di 1500 kHz). Alcuni degli ultimi modelli di ricevitori per auto, anche delle migliori fabbriche, non usano uno stadio a r.f.

Per il funzionamento su 10, 20 e 75 m gran parte dei dilettanti, mentre si costruisce il proprio trasmettitore, acqui-

sta invece il convertitore per la ricezione. Per quelli che preferiscono costruirlo da sè, viene descritto in questo paragrafo un semplice convertitore monovalvolare da 10 a 75 m.

Normalmente si preleva la tensione anodica del convertitore dal ricevitore dell'auto. L'esperienza ha dimostrato che se il convertitore non assorbe più di 15 o, al massimo, 20 mA di corrente anodica, non si ha nessun danno o minor rendimento nel ricevitore, salvo una lieve riduzione nella durata del vibratore. L'assorbimento del convertitore può essere ridotto evitando il tubo regolatore di tensione sull'oscillatore ad alta frequenza del convertitore. Su 10 m e su frequenze più basse è possibile progettare un oscillatore di stabilità sufficiente per non richiedere il regolatore di tensione nel convertitore.

Con alcune auto si può ottenere un soddisfacente funzionamento su 75 m senza separatore di disturbi se si usa un resistore a spina del tipo a scintilla. Tuttavia un attenuatore di disturbi è utile, anche se non assolutamente necessario, e si consiglia di installarlo anche senza che ne appaia la necessità. Si è infatti rilevato che sui 75 m si può talvolta ottenere una ricezione silenziosa usando semplicemente i resistori a spina, ma dopo qualche migliaio di chilometri queste spine diventano spesso meno efficaci e non danno più un risultato soddisfacente. Inoltre un attenuatore dei disturbi di accensione protegge contro i rumori provenienti dal passaggio di autocarri e automobili non silenziati. Sui 10 m il soppressore di disturbi è sempre una necessità.

Modifiche al ricevitore dell'auto Quando un ricevitore per auto viene usato con convertitore, occorre apportarvi alcune modifiche che è bene eseguire in una sol volta benchè lo smontaggio dell'apparecchio dall'auto, per lavorarvi internamente, richieda un tempo relativamente breve.

Occorre quindi esaminare anzitutto il circuito del ricevitore per vedere se non si tratti di uno dei pochi per cui il collegamento del limitatore di disturbi, o del convertitore, diventa un lavoro complicato. Se il ricevitore deve ancora essere comprato è bene esaminarlo in tempo sotto questo punto di vista.

Se il ricevitore usa per la polarizzazione negativa un resistore a nastro (come è messo in evidenza dall'essere messo a terra il catodo dello stadio d'uscita audio), allora la corrente addizionale derivata dal convertitore invertirebbe le tensioni di polarizzazione dei vari stadi con probabile causa di perturbazioni nel funzionamento. Poichè il convertitore non è sempre inserito, non è sufficiente modificare semplicemente la resistenza di polarizzazione, ma occorreranno più sostanziali varianti nel circuito.

Se il ricevitore usa una cassetta di comando separata, i fili che corrono dal ricevitore ai controlli di volume, di tono, ecc. possono captare i disturbi d'accensione « aggirando » il limitatore e riducendone così notevolmente l'efficacia.

I migliori tipi di ricevitori, ai fini del collegamento ad un convertitore e al limitatore di disturbi, sono quelli che impiegano: uno stadio a r. f.; l'accordo a permeabilità variabile; una costruzione in unico telaio (eccetto per l'altoparlante); il sintonizzatore a pulsanti,

piuttosto che a motore; un raddrizzatore ad alto vuoto tipo 6X4 (piuttosto che un OZ4, o un raddrizzatore sincrono); un tubo 6SQ7 (o l'equivalente nelle serie « miniatura » o « Loctal ») con catodo a massa, quale rivelatore, primo stadio audio e c.a.v.; il negativo dell'alimentatore di potenza posto direttamente a terra (senza resistenze comuni di polarizzazione); l'altoparlante a magnete permanente (per ridurre l'assorbimento di corrente); un controllo interno di guadagno a r. f. (che indichi il margine disponibile di guadagno che può utilizzarsi se necessario). Molti modelli correnti di auto-radio hanno tutti i precedenti requisiti, o la maggior parte di essi, e ciò deve essere tenuto presente se l'apparecchio deve ancora essere comprato.

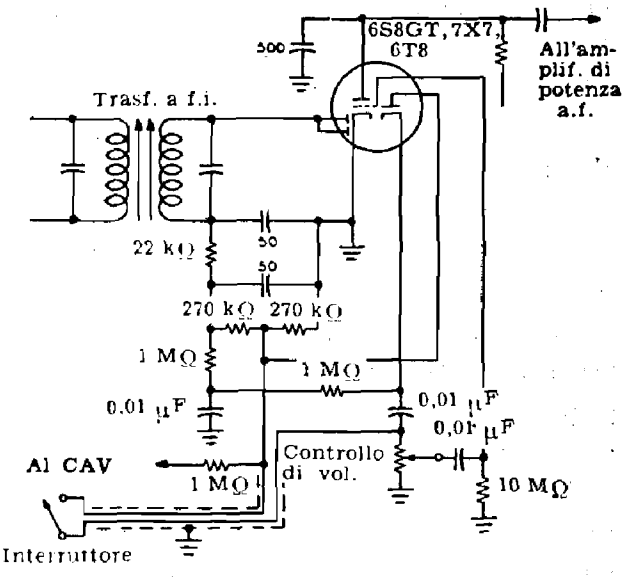


Figura 1.

LIMITATORE DI DISTURBI PER AUTO RICEVITORI

I ricevitori per auto che usano uno dei tubi 6SQ7, 7B6, 7X7 o 6AT6 come secondo rivelatore e controllo automatico di volume possono essere modificati secondo lo schema qui riportato con piccole modifiche nei collegamenti Questo circuito ha il vantaggio di non richiedere uno zoccolo supplementare pel diodo limitatore.

Limitatore di disturbi Un limitatore di disturbi può essere costruito entro il ricevitore, o essere comprato come unità isolata da collegarsi con fili schermati. Se il ricevitore usa una 6SQ7 (o l'equipollente nelle serie « miniatura » o « Loctal ») con circuito usuale, è cosa semplice costruire il limitatore di disturbi sostituendo il tubo con un 6S8 octal, o con un 7X7 loctal, o infine col 6T8 miniatura a 9 spine, come indica la figura 1. Quando si sostituisce il tubo 6T8 ad un 6AT6, o simile miniatura a 7 spine, occorre cambiare lo zoccolo in uno per 9 spine. Ciò richiede una leggera alesatura del foro dello zoccolo.

Se il ricevitore usa la polarizzazione catodica sul tubo 6SQ7 (o su un equivalente) ed un c.a.v. ritardato, il circuito può normalmente essere modificato nel circuito con catodo a massa di figura 1 senza incorrere in inconvenienti.

Alcuni ricevitori prelevano l'eccitazione per il diodo del CAV dall'anodo dello stadio a FI. In questo caso si lascia solo il CAV e non si esegue il collegamento al CAV indicato in figura 1 (eliminando il resistore di disaccoppiamento da 1 MΩ). Se l'apparecchio impiega un diodo separato per il CAV che riceve l'eccitazione a r. f. tramite un piccolo condensatore connesso al diodo rivelatore, allora si modifica semplicemente il circuito secondo quello di figura 1.

Qualora fosse usato un diodo a cristallo come limitatore di disturbi in collegamento col tubo già esistente nell'apparecchio, si deve considerare che il diodo a cristallo migliora assai

poco l'efficienza dell'attenuatore di disturbi del tipo descritto.

Si osserverà che non è indicato nessun controllo di tono. I controlli di tono a più posizioni connessi al circuito del secondo rivelatore consentono spesso una eccessiva dispersione. Si consiglia perciò di eliminare completamente i componenti del controllo di tono a meno che essi non siano concentrati sul circuito di griglia dello stadio d'uscita audio. I toni alti possono poi essere attenuati finchè si vuole collegando un condensatore a mica tra la placca e lo schermo nello stadio d'uscita. Normalmente una capacità da 0.005 a 0,01 pF darà un buon compromesso tra una buona fedeltà ed una soddisfacente riduzione del fruscio di fondo con segnali deboli.

Normalmente l'interruttore per onde corte deve essere montato abbastanza lontano dal limitatore di disturbi. Se i collegamenti al commutatore hanno una lunghezza superiore a 7 ÷ 8 cm, occorre schermarli e mettere lo schermo a massa. La stessa precauzione si deve usare per i collegamenti « caldi » del controllo di volume. La chiusura del commutatore rende inefficace il limitatore. Ciò può essere desiderabile per ridurre la distorsione sulla gamma di radiodiffusione e quando si controlla l'intensità dei disturbi d'accensione per determinare l'efficacia delle misure prese sul veicolo per la soppressione dei disturbi. Inoltre l'interruttore permette di verificare il comportamento del limitatore.

Il resistore di disaccoppiamento da 22 kΩ sull'estremità inferiore del secondario del trasformatore a FI, non ha valore critico e se un diverso valore è già incorporato entro lo schermo esso può essere lasciato purchè non superi i 47 kΩ. Un più alto valore, in quanto produrrebbe un'eccessiva riduzione nel guadagno, deve essere sostituito con altro più basso. Questo tipo di limitatore determina una certa diminuzione di guadagno (circa 6 db) ed è necessario ridurre ogni altra perdita.

È importante che la capacità totale nel filtro di disaccoppiamento a r. f. RC non superi i 100 pF circa. Con un valore più alto si verifica un prolungamento degli impulsi e l'efficacia del limitatore di disturbi risulta diminuita. Una capacità eccessiva riduce l'ampiezza degli impulsi di accensione, ma ne prolunga la durata prima che essi giungano al limitatore. La riduzione d'ampiezza non porta alcun vantaggio in quanto essi alimentano comunque il limitatore, ma la maggior durata degli impulsi ne aumenta l'udibilità e gli intervalli di estinzione associati ad ogni impulso.

Se si usa un collegamento schermato per il limitatore esterno, il condensatore di deviazione posto sul lato inferiore del filtro RC può essere eliminato poichè la capacità di pochi decimetri di filo schermato assolverà alla stessa funzione.

L'interruttore per onde corte è collegato in modo che non si verifichi praticamente alcuna variazione di guadagno col limitatore inserito, o escluso. Se l'apparecchio del veicolo non ha margini di guadagno, mentre un maggior guadagno è richiesto sui segnali deboli di radiodiffusione, l'interruttore può essere connesso fra il lato « caldo » del controllo di volume ed il punto di congiunzione delle resistenze da 0,27, 0,002 e 1 MΩ, anzicchè nel modo disegnato. Ciò porterà ad un maggior gua-

dagno di circa 6 db quando il limitatore è escluso.

Molti recenti modelli di ricevitori sono muniti di controllo interno del guadagno a r. f., posto sul catodo dello stadio a r. f., o su quello a f. i., o su entrambi. Questo controllo deve essere portato al massimo per assicurare un miglior funzionamento del limitatore di disturbi e compensare le perdite nel guadagno a frequenze audio che esso introduce.

L'inserzione del limitatore di disturbi disaccorda spesso il secondario dell'ultimo trasformatore a f. i.. Questo deve essere accordato nuovamente prima che l'apparecchio sia sistemato permanentemente sull'auto, a meno che il trimmer non sia accessibile anche con l'apparecchio installato.

Selettività Mentre non si hanno preoccupazioni per la gamma sui 10 m, la minor selettività propria dei normali ricevitori per auto sui 20 e sui 75 m porta a qualche difficoltà per interferenze. Un ricevitore tipico per auto possiede normalmente solo due trasformatori a f. i. con fattore di qualità (Q) relativamente basso; inoltre il secondo è caricato dal rivelatore a diodo. La curva di selettività è spesso tanto appiattita che un forte segnale locale può deprimere il c.a.v., quando si ascolta una stazione debole, anche se essa ha una frequenza differente di 15 kHz.

Una soluzione consiste nell'aggiungere uno stadio a f. i. esterno usando due trasformatori a doppio accordo di buona qualità (non del tipo miniatura) connessi in contrapposizione mediante una piccola capacità d'accoppiamento. Il tubo amplificatore, ad es. un 6RA6, deve essere polarizzato al punto in cui il guadagno dell'unità esterna è relativamente piccolo (1 o 2 db) presupponendo che il guadagno del ricevitore sia già sufficiente. Se invece fosse richiesto un maggior guadagno, esso può venire fornito dall'unità esterna. Per l'accoppiamento di tale unità, che deve essere fortemente schermata, si usa un cavo schermato a bassa capacità.

Questa unità aggiuntiva deve rendere poco acuto il vertice della curva di selettività ed invece rendere più ripidi i lati. Il funzionamento diventa così paragonabile a quello di un ricevitore fisso.

Un'altra soluzione del problema della selettività si potrebbe avere disponendo di un ricevitore del tipo usato dalla polizia americana (Motorola P69-18). Questi ricevitori, controllati a quarzo, hanno una selettività molto buona e dispongono di un limitatore di disturbi interno. Questi ricevitori hanno anche un circuito appianatore dei disturbi, ma questo deve essere eliminato nell'uso per dilettanti.

Se un simile ricevitore viene usato insieme ad un convertitore normale per le bande dilettantistiche, non è necessario nessun ritocco nel ricevitore dell'auto risultando un'installazione ricevente del tutto indipendente. Tale disposizione è particolarmente desiderabile per chi cambi spesso la propria auto. Per determinare la frequenza del quarzo necessaria per uno di questi ricevitori, si addiziona alla frequenza di uscita del convertitore a f. i., (generalmente compresa fra 1430 e 2500 kHz) la frequenza di 262 kHz.

Alimentatore del convertitore Quando l'apparecchio è sul banco per l'inserzione del limitatore di disturbi, si deve provvedere alle tensioni anodica e catodica del convertitore ed a quelle per l'eccitatore e l'amplificatore microfonico del trasmettitore, se si usa una siffatta disposizione di controllo. Per consentire di smontare dall'auto il convertitore, o il ricevitore, indipendentemente, si deve utilizzare un connettore a spina. Il metodo migliore è quello di montare una piccola custodia sul mobile, o sul telaio, del ricevitore effettuando il collegamento per mezzo di una spina di adattamento. Un astuccio di Amphenol tipo 77-26 è abbastanza compatto per essere sistemato in uno spazio ristretto e portare 4 connessioni (compresa la terra per la treccia schermata). La spina di adattamento è del tipo 70-26. Per evitare la possibilità che lo scintillio del vibratore possa indursi nel convertitore tramite i collegamenti di adduzione delle tensioni delle placche e dei filamenti, è importante che tali tensioni siano derivate da punti ben lontani dall'alimentatore di potenza del ricevitore. Se si usa uno stadio d'uscita audio dissimetrico, le tensioni del convertitore si possono prelevare, con sicurezza dallo schermo. Nel caso di uno stadio di uscita in controfase, gli schermi sono talvolta alimentati dal lato d'entrata del filtro dell'alimentatore. La componente alternativa, in questo punto, mentre è sufficientemente bassa per uno stadio di uscita audio in controfase, è troppo alta per il convertitore senza un filtro addizionale. Se lo schema indica che gli schermi dello stadio in controfase sono collegati all'entrata del filtro di alimentazione anzicchè all'uscita, (normalmente si usa un filtro R-C costituito da due condensatori elettrolitici derivati su un resistore) allora, seguendo il circuito dall'uscita del filtro verso la parte r. f. del ricevitore si effettua il collegamento nel punto più accessibile prima però delle resistenze addizionali di caduta, o di disaccoppiamento.

La tensione all'uscita del filtro è generalmente compreso fra 200 e 250 V con normale assorbimento del convertitore ed a motore fermo. Si avrà un aumento del 10 % quando il generatore carica. L'assorbimento del convertitore abbasserà la tensione di polarizzazione di 15 ÷ 25 V all'uscita del filtro, ma questa riduzione non è sufficiente per avere un effetto apprezzabile sul funzionamento del ricevitore. Se la tensione di polarizzazione è più alta di quanto necessario, o desiderabile, per un buon funzionamento del convertitore, si dovrà inserire un resistore al carbone da 2 W e di adatto valore resistivo in serie al collegamento della tensione anodica. Normalmente un valore tra i 2200 e 4700 Ω si dimostra adatto.

Disinserzione del ricevitore durante la trasmissione Quando l'assorbimento dalla batteria è elevato da parte del trasmettitore, come nel caso di un tubo PE103A portato alla massima erogazione, e si deve tener conto di altri assorbimenti, quali per l'accensione dei filamenti e per i fanali dell'auto, è desiderabile disinserire l'alimentazione del vibratore nel ricevitore durante la trasmissione. L'alimentazione del vibratore deriva normalmente parecchi ampere, e siccome il ricevitore deve comunque essere disin-

serito durante la trasmissione, interrompendo l'alimentazione a 6 V del vibratore si raggiungono entrambi gli scopi. Ciò ha l'ulteriore vantaggio della introduzione di un lieve ritardo nella ripresa del ricevitore, a causa dell'inerzia del filtro d'alimentazione, evitando così la possibilità di una reazione quando si commuta dal trasmettitore al ricevitore.

Per evitare i disturbi dovuti allo scintillio del commutatore, è meglio aprire il collegamento di terra del vibratore, per mezzo di un relè unipolare a due vie del tipo minatura da 6 V, isolando così il circuito del vibratore dai fili di collegamento dei controlli e dei commutatori. Il relè è inserito come indica la figura 2. Contatti normali da 8 A. sono sufficienti per questa applicazione.

Il relè deve essere montato il più vicino possibile al vibratore. Un terminale della bobina d'eccitazione viene messo a terra, e l'altro viene collegato, con un conduttore schermato ad uno dei capofili dell'alimentatore, mettendo a terra lo schermo ad entrambi gli estremi, tra ciascuno dei quali e la terra viene derivato un condensatore da 0,1 μF usando collegamenti molto corti, per quanto possibile. Un collegamento viene portato dal corrispondente terminale alla spina dello zoccolo per i circuiti di controllo come si vedrà in seguito.

Se il contatto del relè che è normalmente aperto è connesso al lato caldo dell'avvolgimento della bobina mobile dell'altoparlante, (l'altro lato essendo a terra come d'uso), il ricevitore verrà spento istantaneamente quando si commuta dalla ricezione alla trasmissione,

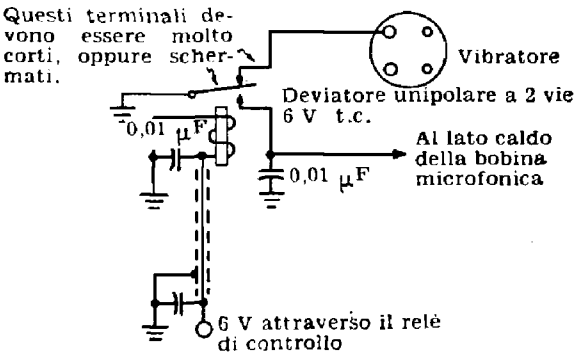


Figura 2.

METODO PER ELIMINARE L'ASSORBIMENTO DALLA BATTERIA DA PARTE DEL VIBRATORE DEL RICEVITORE DURANTE LA TRASMISSIONE

Se nel telaio del ricevitore vi è posto per un relè unipolare a due vie, questa disposizione non solo silenzia il ricevitore, ma consente anche l'erogazione di una minor corrente di alcuni ampère da parte della batteria.

benchè il filtro di alimentazione si scarichi rapidamente. Tuttavia, se si usa un generatore a lento avviamento (come una dinamo, o un vibratore con un grosso filtro) per il trasmettitore, può non essere richiesto il corto-circuito della bobina mobile.

Uso dell'alimentatore anodico del ricevitore anche per il trasmettitore

Un altro procedimento molto consigliabile consiste nell'usare l'alimentatore anodico del ricevitore anche per il trasmettitore, anzicchè disinserirlo. Uno svantaggio del gruppo motore-dinamo PE103A, molto popolare in America, sta nel fatto che la tensione erogata di 450-500 V è troppo alta per gli stadi a r. f. di bassa potenza e per quelli a frequenza acustica del trasmettitore. Abbassando questa tensione al valore più adatto di circa 250 V per mezzo di una resistenza di caduta, si ha uno spreco di potenza ed inoltre la tensione anodica dell'oscillatore e

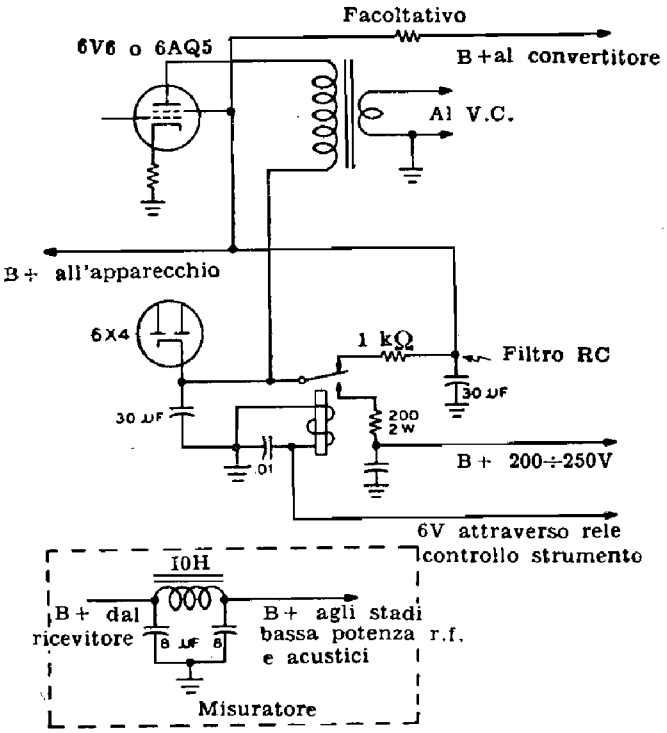


Figura 3.

IMPIEGO DELL'ALIMENTATORE ANODICO DEL RICEVITORE ANCHE PER IL TRASMETTITORE

Questo circuito elimina le interferenze del ricevitore sul trasmettitore ed inoltre rende possibile l'uso dell'alimentatore anodico del ricevitore per dare tensione allo stadio eccitatore ed all'amplificatore microfonico del trasmettitore.

degli stadi separatori varia notevolmente con l'accordo. Per mezzo di un commutatore miniatura a 6 V, unipolari a due vie, montato sul ricevitore e collegato come mostra la figura 3, l'alimentatore di polarizzazione del ricevitore è usato per alimentare l'oscillatore e gli altri stadi di bassa potenza (e possibilmente la tensione di schermo del modulatore). Passando in trasmissione la tensione di polarizzazione viene tolta dal ricevitore e dal convertitore, spegnendo così automaticamente il ricevitore. Quando si commuta per ricevere l'oscillatore del trasmettitore si interrompe istantaneamente, evitando così i disturbi dovuti al gruppo motore-dinamo.

L'efficienza di questa disposizione è buona poichè alla corrente assorbita dell'alimentatore principale dell'alta tensione per l'amplificatore modulato e per la placca del modulatore, non si aggiunge la corrente asosrbita dal ricevitore. Da quasi tutti gli autoradio si possono derivare 80 mA, almeno per un periodo di tempo limitato, senza inconvenienti.

Si deve notare che con la disposizione della figura 3, la tensione anodica resta sempre applicata allo stadio d'uscita audio. Tuttavia, quando si toglie la tensione di schermo, la corrente anodica cade praticamente a zero.

Il resistore da 200 Ω in serie con il contatto normalmente aperto, serve a prevenire un eccessivo scintillìo quando si chiudono i contatti. Anche con lo schema illustrato vi sarà un notevole scintillìo ai contatti; ma i contatti del relè possono soportarlo per molto tempo prima che comincino ad essere tanto consumati o bruciati da richiedere una revisione. Il resistore da 200 Ω serve anche ad aumentare l'efficacia del condensatore di deviazione a r. f. da 0,01 μF.

Compensatore ausiliario d'antenna Un'altra variante dell'autoradio che può essere, o meno, desiderabile a seconda delle circostanze, è l'aggiunta di un compensatore ausiliario sull'antenna.

Se il convertitore usa un circuito di uscita non accordato e il compensatore d'antenna è regolato al massimo rendimento sull'apparecchio radio dell'auto quando il convertitore è inserito è molto

probabile che la regolazione del compensatore non dia un ottimo per la ricezione delle bande di radiodiffusione quando il convertitore è escluso. Per la ricezione di forti segnali di radiodiffusione, ciò non sarà generalmente grave, ma quando si desidera ricevere deboli segnali nella banda di radiodiffusione la diminuzione di guadagno può spesso non essere tollerata; ciò specialmente in considerazione del fatto che la maggior lunghezza del cavo d'antenna richiesto per il convertitore, tende a ridurre l'intensità dei segnali della banda di radiodiffusione.

Se il convertitore ha un considerevole margine di guadagno, può essere conveniente regolare il compensatore sull'autoradio sull'ottimo per la ricezione delle bande di radiodiffusione, piuttosto che accordarlo sul circuito d'uscita del convertitore. Ma spesse volte ciò porta ad un insufficiente guadagno del convertitore, ad eccessivi disturbi d'immagine da parte di forti stazioni locali di dilettanti.

La difficoltà può essere ovviata incorporando un compensatore ausiliario di antenna connesso tra il collegamento « caldo » dell'antenna sull'autoradio e la terra, con un commutatore in serie per inserirlo, o disinserirlo. Questo condensatore, col relativo commutatore può essere connesso, o sui terminali del convertitore, o sull'estremità verso il ricevitore del cavo che collega questo al convertitore. Questo compensatore ausiliario deve avere un campo di capacità da 3 a 50 pF circa, e può essere del tipo economico a mica con mollette di compressione.

Con il compensatore disinserito ed il convertitore escluso (essendo cortocircuitato dal commutatore), si accorda il compensatore normale d'antenna dell'autoradio a circa 1400 kHz; poi si inserisce il convertitore col ricevitore accordato su 1500 kHz, si include il compensatore ausiliario e si accorda questo compensatore sul massimo dei rumori di fondo. Il compensatore può allora essere lasciato sempre inserito salvo quando si ricevono stazioni di radiodiffusioni molto deboli. Uno dei più recenti convertitori portatili (il Gonset a tre bande), presenta questa disposizione.

Alcuni apparecchi autoradio, e segnatamente certi ricevitori usuali della General Motors, usano un circuito di entrata ad alto Q ed alta impedenza che è molto critico rispetto alla capacità d'antenna. A meno che la capacità derivata dell'antenna (incluusavi quella dell'antenna per cui l'apparecchio è stato progettato, il compensatore di antenna sull'auto-radio non può conseguire la risonanza col convertitore escluso. Ciò è particolarmente vero quando si ha un lungo cavo d'antenna per raggiungere uno stelo montato sulla parte posteriore dell'auto. Normalmente le condizioni possono essere modificate non saldando il conduttore interno al morsetto d'antenna sull'auto-radio e disponendo in serie un condensatore a mica di 100 pF. In alternativa si può sostituire questo condensatore fisso con un compensatore regolabile che copra almeno da 50 a 150 pF. La regolazione di questo trimmer e di quello normale dell'antenna, può essere effettuata per tentativi fino ad ottenere la condizione in cui il circuito d'entrata dell'autoradio risuoni tanto se il convertitore è inserito, quanto se è escluso. Ciò porterà

al massimo guadagno ed alla massima attenuazione d'immagine in tutte le condizioni d'impiego.

Riduzione del consumo di corrente del ricevitore

Quando l'installazione ricevente è usata frequentemente e particolarmente quando il ricevitore è usato con l'auto ferma, è utile ridurre al minimo il consumo della corrente erogata dalla batteria. Una sostanziale riduzione nel consumo si può ottenere in molti ricevitori, senza influenzare apprezzabilmente il loro funzionamento. Il risparmio dipende naturalmente dal progetto del particolare ricevitore e da quanto si è disposti a fare ed a spendere. Alcuni ricevitori assorbono normalmente (con convertitore escluso) circa 10 A. In molti casi questo assorbimento può essere ridotto a 5 A eseguendo tutte le possibili modifiche. Ciascuna delle seguenti modifiche è applicabile a molti apparecchi auto-radio.

Se il ricevitore usa un altoparlante con bobina di campo, lo si sostituisce con un altoparlante equivalente a magnete permanente.

Praticamente tutti i tubi da 0,3 A per amplificatori a radio frequenza o ad audio frequenza hanno il tipo equivalente a 0,15 A. In molti casi non è nemmeno necessario cambiare i collegamenti agli zoccoli. Però quando si sostituiscono i tubi a f. i. è consigliabile verificare la regolazione dei compensatori. In generale non è opportuno cambiare il tubo convertitore, o quello di uscita ad audio.

Se il tubo d'uscita audio usa la polarizzazione catodica convenzionale, si sostituisce un resistore catodico di valore doppio di quello usato originariamente, o si aggiunge in serie a quello esistente un identico resistore. Ciò riduce sensibilmente l'assorbimento della corrente anodica senza ridurre in modo grave la massima potenza d'uscita indistorta. Poichè il rendimento dell'alimentatore di potenza a vibratore è molto inferiore al 100 %, un risparmio di un watt nell'assorbimento anodico determina un risparmio di quasi 2 W nell'erogazione della batteria. Ciò riduce anche il sovraccarico dell'alimentatore anodico, quando viene inserito il convertitore, nel caso in cui il convertitore utilizzi la tensione dell'auto-radio. Se il ricevitore usa uno stadio d'uscita in controfase, e se si ammette una lieve riduzione nel massimo volume ottenibile senza distorsione, la sostituzione con uno stadio dissimetrico è semplice se il ricevitore usa normale polarizzazione di griglia. Si elimina un tubo, si raddoppia il valore della resistenza di polarizzazione catodica, e si aggiunge un condensatore di deviazione di 25 μF in parallelo al resistore catodico se già non esiste.. In alcuni casi è possibile eliminare uno dei tubi invertitori di fase insieme con uno dei tubi dello stadio d'uscita in audio frequenza.

Se il ricevitore utilizza un selettore di stazioni a motore con tubo di controllo (amplificatore a corrente continua) il tubo può essere generalmente eliminato senza sconvolgere il funzionamento del ricevitore. Si dovrà naturalmente usare l'accordo manuale.

Mentre le precedenti sostituzioni sono costose, i 0,6 A assorbiti da una raddrizzatrice 6X4, o 6X5, possono essere eliminati sostituendovi sei radrizzatori al selenio da 115 V efficaci, 50 mA (ad esempio del tipo Federal 402D3200). Tre

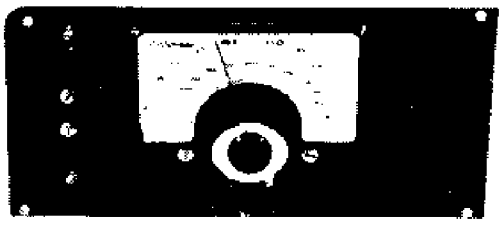


Figura 4.
VISTA FRONTALE DEL CONVERTITORE MOBILE PER DUE BANDE

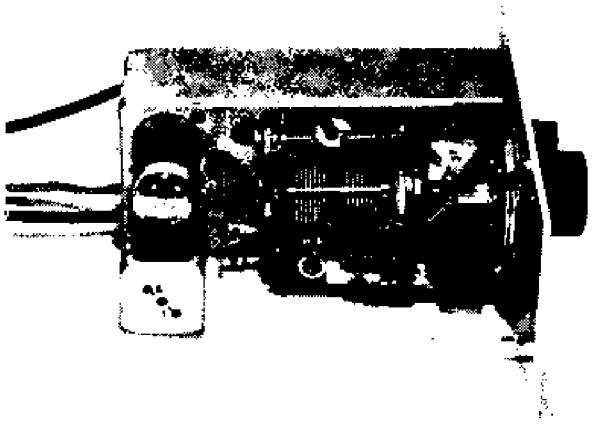
elementi in serie vengono sostituiti a ciascuna metà del tubo radrizzatore a piena onda. È necessario assicurarsi di osservare l'esatta polarità. I raddrizzatori al selenio consentono anche una buona sostituzione dei tubi 0Z4 o 0Z4-GT che causano complesse difficoltà quando si usa il convertitore.

A compensare il costo complessivo di circa L. 3000, sta il fatto che questi radrizzatori durano probabilmente quanto l'intera vita dell'auto-radio. Prima di scegliere i raddrizzatori, bisogna assicurarsi che vi sia spazio sufficiente per montarli. Benchè queste unità siano piccole, molti dei più recenti auto-radio usano costruzioni molto compatte.

Ricezione sui due metri Per la ricezione sulla banda dilettanti di 144 MHz, e su quelle di maggior frequenza, la semplice combinazione convertitore-auto-radio, non si dimostrata molto soddisfacente. Prima ragione di ciò è il fatto che la relativa ristrettezza dei canali a f. i. dell'auto-radio impone limitazioni troppo severe alla stabilità dell'osicllatore di a. f. del convertitore. E se si usa nel convertitore un oscillatore a battimento controllato a quarzo, solo una parte della banda può essere coperta dall'accordo dell'auto-radio.

Si è constatato che la disposizione più soddisfacente consiste in un sistema di stadi, montati separatamente, di f.i., audio e alimentazione, con la scatola di comando del convertitore montato presso l'asse dello sterzo. Il sistema a f.i. deve avere una larghezza di banda di 30 ÷ 100 kHz con una frequenza centrale di 10,7 MHz, se si usano trasformatori normali per f.i. La scatola di comando deve contenere la sezione a r.f. di 144 MHz, il mescolatore, l'oscillatore e, talvolta, anche il primo stadio a f.i. La scatola di controllo può invece contenere soltanto l'oscillatore ad alta frequenza, con l'unità a larga banda r.f. inclusa nel ricevitore principale insieme agli stadi a f.i. ed audio. In commercio si trovano unità e apparecchi

Figura 5.
VISTA LATERALE DEL CONVERTITORE



completi che seguono questi criteri generali.

Un altro tipo di disposizione consiste nel costruire un convertitore, un canale a f.i. di 10,7 MHz, ed una seconda unità rivelatrice e quindi far funzionare queste unità, in collegamento con l'alimentatore dell'autoradio, il sistema audio e l'altoparlante. Tale sistema porta ad un'economia di spazio e di assorbimento di potenza e può inoltre essere commutata per consentire la normale audizione delle radio diffusioni oppure la ricezione delle bande dilettantistiche, tramite il convertitore.

Il semplice convertitore mostrato nelle figure da 4 a 7, consente la ricezione sulle gamme di frequenza da 26,5 a 30 MHz e da 3,5 a 4 MHz, quando funziona con un normale ricevitore autoradio per le bande di radiodiffusione. Il convertitore usa un solo tubo, tipo Loctal 7S7, e funziona su una f.i. compresa fra 1500 e 1600 kHz. Le esigenze di alimentazione del convertitore sono abbastanza basse perchè la potenza possa essere fornita dall'alimentatore dell'autoradio.

Circuito del convertitore Un tubo tipo 7S7 è stato scelto per il convertitore, in primo luogo per la sua alta conduttanza di conversione di 525 μS. Questo valore di conduttanza porta ad un guadagno medio del convertitore sensibilmente più alto di quello che si può ottenere con tubi più comuni quali il 6K8 o il 6KA7. Inoltre la costruzione Loctal con tutte le connessioni allo zoccolo, contribuisce ad un migliore schema di montassio e ad una più alta stabilità in relazione alle vibrazioni meccaniche.

Il tubo 7S7 è un convertitore a triodo-eptodo, con iniettore interno fra la griglia del triodo e la 3ª griglia dell'eptodo. Circuiti d'accordo in serie sono usati sia nella parte oscillatrice sia nel circuito d'antenna. Con l'uso della disposizione ad accordo in serie si può ottenere un più basso valore di perdite poichè l'estremo ad alto potenziale del circuito accordato per la banda ad alta frequenza è efficacemente isolato dal commutatore di selezione. Perciò, quando il commutatore è posto nella posizione per la banda a bassa frequenza, il circuito accordato per l'alta frequenza risulta in serie con quello per la bassa frequenza. L'effetto di avere il circuito accordato ad alta frequenza in serie con quello di bassa frequenza è relativamente minore. Lo schema di fig. 7 indica i particolari del circuito di commutazione secondo questo metodo.

I circuiti accordati dell'oscillatore, L_1 ed L_2, devono essere costruiti solidamente e montati rigidamente. Tutti i compo-

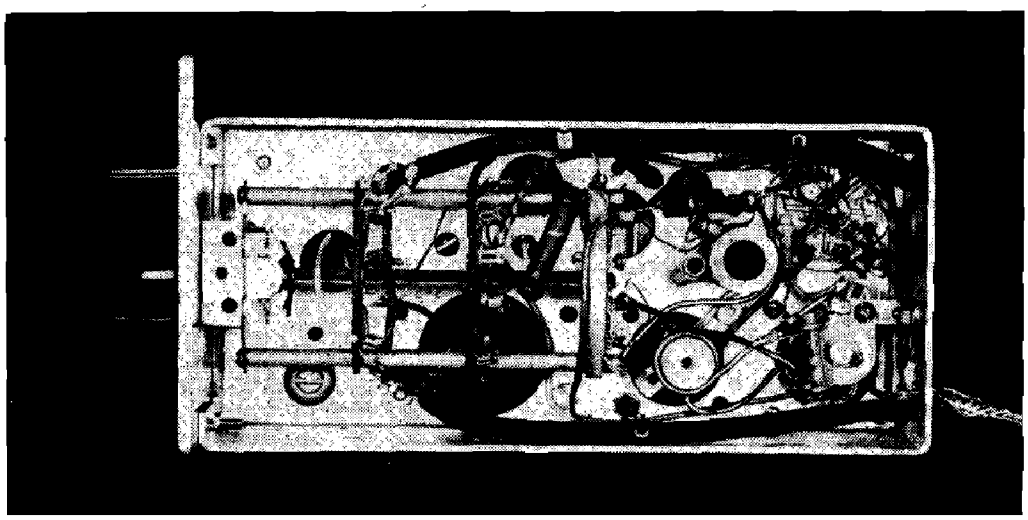


Figura 6.
VISTA DI SOTTO DEL TELAIO DEL CONVERTITORE

nenti devono essere fissati in modo da non poter vibrare quando l'auto è in moto. Quetsa esigenza è particolarmente importante per i componenti della banda a 28 MHz. Qualsiasi vibrazione nel circuito d'accordo dà luogo ad una intensa modulazione di frequenza sul segnale in arrivo quando l'auto è in movimento. Anche una piccola vibrazione dei componenti può dar luogo ad un grado di modulazione in frequenza tale da rendere completamente inintellegibile il segnale captato quando il veicolo si muove. Questo effetto scompare, naturalmente, non appena l'auto si ferma.

Il circuito d'antenna Si deve osservare che nel circuito di antenna si hanno due circuiti accordati disposti in serie. Il circuito risonante sulla banda dei 3,5 MHz è dal lato del potenziale più basso, e viene cortocircuitato quando il commutatore passa sulla banda di 28 MHz. Il condensatore principale d'accordo C_{1B}, è connesso permanentemente ad una presa della bobina da 28 MHz. L'impedenza trascurabile di questo circuito accordato, quando si funziona sulla banda di 3,5 MHz, fa sì che il condensatore di sintonia risulta allora praticamente connesso all'estremo superiore della bobina di accordo.

Sulla banda di 28 MHz è usato il convenzionale accoppiamento induttivo fra la linea di trasmissione d'antenna e la bobina d'accordo. Risultati pienamente soddisfacenti si sono ottenuti con una comune asta flessibile di lunghezza compresa fra 1,5 e 3 m per la ricezione sulla banda di 28 MHz. Però per la banda di 3,5 MHz sussiste una situazione completamente diversa. Le comuni antenne flessibili presentano un valore troppo basso di capacità e presentano un valore trascurabile di resistenza di radiazione dal lato della linea di trasmissione. Sulle antenne per stazioni mobili funzionanti sui 3,5 MHz si è detto in particolare all'inizio di questo capitolo. Basta qui dire che se si deve usare un normale stilo non caricato in ricezione i risultati non saranno certamente soddisfacenti, in quanto soltanto i segnali più intensi potranno essere uditi. Inoltre la linea di trasmissione che dai morsetti del convertitore va alla base dell'antenna deve essere la più corta possibile e deve presentare la più bassa capacità. Anche con ciò, l'intero sistema linea-antenna deve essere considerato come una capacità che preleva una piccola parte del segnale. Da ciò deriva il circuito risonante indicato sullo schema di fig. 7 per la banda di 3,5 MHz. Se una buona antenna deve essere installata sull'auto per il funzionamento su 3,5 MHz (quale un tipo caricato), allora si può usare lo stesso accoppiamento induttivo, tra la linea di alimentazione e la bobina d'antenna L_1 usato per la banda dei 28 MHz con L_3. Il lato inferiore del condensatore C_4 deve essere posto a terra con questo tipo d'accoppiamento d'antenna cosicchè questo condensatore può agire come compensatore per il circuito accordato d'antenna. Una ricezione molto migliore si otterrà con questo tipo d'antenna e col metodo d'accoppiamento induttivo. Ma ogni antenna corta caricata per la banda di 3,5 MHz avrà necessariamente una caratteristica di risonanza piuttosto acuta. Perciò solo una parte della banda dilettanti potrà esse-

sere ricevuta con il massimo segnale per una data condizione d'accordo sulla bobina di antenna.

Circuito d'uscita del tubo 7S7 Il circuito accordato d'uscita sulla placca dello stadio convertitore realizzato col tubo 7S7 può essere un qualsiasi trasformatore per f.i. con un avvolgimento primario capace di accordarsi sui 1500 kHz. Alcuni tentativi sono necessari per determinare il numero di spire sul secondario di L_5. Il circuito d'entrata di molti apparecchi autoradio per radiodiffusione presenta una impedenza elevata ed è progettato per funzionare con una sorgente di segnale con una moderata capacità verso terra. Così la prima prova può essere fatta con un normale trasformatore a f.i. per 1500 kHz col primario invariato e senza la capacità d'accordo sul secondario. È probabile che si rilevi nel circuito un eccesso di capacità per l'accordo sul circuito secondario sotto queste condizioni, cosicchè si dovranno togliere alcune spire dall'avvolgimento secondario. Lo effettivo procedimento di accordo dell'installazione verrà descritto nei seguenti paragrafi.

Allineamento del convertitore Il procedimento di allineamento del convertitore è relativamente semplice, ma esso può essere condotto molto più convenientemente e con migliori risultati sul tavolo del laboratorio piuttosto che con il convertitore installato nell'auto. Si collegano le prese di tensione dell'alimentatore al convertitore e si porta un breve collegamento dal posto d'antenna del ricevitore per comunicazioni della stazione fino in vicinanza dei circuiti oscillatori del convertitore. Si deve ora fissare la frequenza intermedia da usarsi col convertitore. È solo necessario scegliere una frequenza fra 1450 e 1550 kHz che non sia in uso da parte di una stazione locale di radiodiffusione e che possa essere sintonizzata dal ricevitore nell'auto. Se supponiamo di dover usare la frequenza di 1500 kHz, questo valore deve essere sommato alle frequenze delle gamme coperte dall'oscillatore del convertitore. L'oscillatore funziona, per entrambe le bande, sul lato alto. Ciò significa che l'oscillatore deve coprire da 5000 a 5500 kHz con un po' di margine a ciascun estremo, per la banda da 3,5 a 4 MHz; e da 28,0 a 31,5 MHz per la ricezione della banda da 26,5 a 30 MHz.

La regolazione della copertura di gamma dell'oscillatore deve essere fatta dapprima sulla gamma di 28 MHz. Sarà necessaria solo una registrazione del compensatore ceramico C_2 (a coefficiente di temperatura nullo) se la bobina e le sue prese sono eseguite come è stato specificato. Poi si dispone il commutatore sulla posizione 3,5 MHz e si varia la spira d'accordo in L_2 fino ad ottenere la copertura da circa 4950 a 5550 kHz.

Il cavo coassiale d'uscita dal convertitore viene ora connesso all'entrata del ricevitore per comunicazioni ed il ricevitore viene sintonizzato alla frequenza scelta come f.i. - 1500 kHz nell'esempio fatto. Il circuito risonante sulla placca del tubo 7S7 viene accordato fino ad ottenere la massima uscita di disturbi. Si ruota poi il commutatore sulla posizione 28 MHz e si accorda il condensatore C_3 sul massimo livello di disturbi nella banda di 28 MHz. Se si dispone di un generatore di segnali esso

può essere usato per una correzione del convertitore sulla banda di 28 MHz e per avere un'idea della sensibilità relativa del convertitore. Se non è disponibile il generatore di segnali, il convertitore può essere regolato con l'aiuto dei segnali ricevuti nel campo da 27 a 29,7 MHz.

L'allineamento della banda 3,5 MHz del convertitore deve essere effettuata con apparecchiature installate sull'automobile qualora si usi il circuito d'entrata di antenna indicato in fig. 7. Però, se la linea di trasmissione dall' antenna al convertitore opera effettivamente come linea adattata e non come una capacità (come si è esposto nel precedente paragrafo), si può usare un circuito d'entrata induttivo. Con questo il convertitore può essere regolato ed allineato sul banco prima del montaggio sul veicolo. Col tipo di circuito d'entrata indicato in fig. 7 il convertitore deve essere installato ed il condensatore C_4 regolato sul massimo livello dei disturbi al centro della banda desiderata, circa 3925 kHz, con l'antenna allungata normalmente.

Adattamento del convertitore al ricevitore per radiodiffusione

I normali ricevitori autoradio sono progettati per funzionare con un'antenna di data capacità verso terro. Un compensatore è previsto su questi ricevitori per compensare le differenze di capacità verso terra presentate dall'antenna effettivamente installata. Col ricevitore accordato per una particolare capacità verso terra, si ha una notevole diminuzione di efficienza quando il valore di tale capacità è diverso e non viene compensato sul posto mediante il compensatore del ricevitore. Conseguentemente è importante che l'entrata del ricevitore di radiodiffusione presenti lo stesso valore di capacità sia quando funziona il convertitore, sia quando il ricevitore è alimentato direttamente dall'antenna.

Dopo avere installato il convertitore, prelevando le tensioni anodica e di filamento dell'autoradio per mezzo di cavo schermato e spine, il commutatore del convertitore viene posto sulla posizione di ricezione delle radiodiffusioni. Se si usa un'antena a stilo per la ricezione, si dovrà probabilmente variare il compensatore del ricevitore per ottenere la massima sensibilità, sulla banda di radiodiffusione. Se si usa una lunga linea di trasmissione a bassa impedenza per l'antenna posta sul retro del veicolo, sarà forse necessario un condensatore addizionale C_6 in serie col collegamento tra le due sezioni del commutatore. Questo condensatore è in serie con la linea di alimentazione sulla banda di radiodiffusione; la variazione di questa capacità attorno ad un valore di 75 pF, consentirà di regolare al massimo di sensibilità il ricevitore dell'auto nonostante la piuttosto elevata capacità della linea di alimentazione. Ulteriori dati su questo problema sono stati già dati nel paragrafo « Compensatori ausiliari d'antenna ».

Dopo che l'apparecchiatura è stata regolata per la massima sensibilità sulla banda di radiodiffusione con la combinazione antenna-linea esistente, il convertitore deve essere commutato nella posizione di 28 MHz. Il compensatore derivato su L_5 deve essere regolato al massimo livello dei disturbi sulla banda di 28 MHz, o per la massima inten-

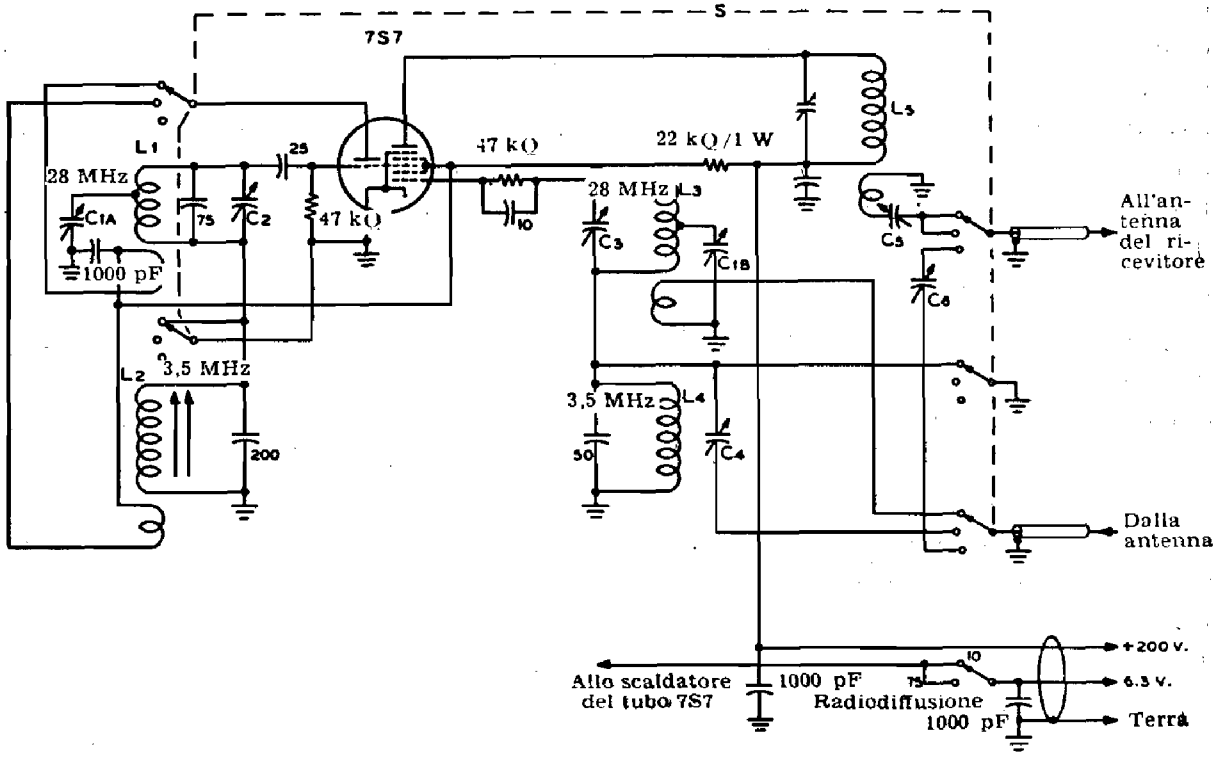


Figura 7.

SCHEMA DEL CONVERTITORE A DUE BANDE

C_1A, C_1B—Condensatore variabile da 100 pF, a cui vengono tolte 3 lamine per ciascuna sezione di statore

C_2—Compensatore ceramico a coefficiente termico nullo da 4,5 ÷ 25 pF

C_3—Compensatore ceramico da 7 ÷ 35 pF

C_4—Compensatore ceramico da 10 ÷ 100 pF

C_5—Compensatore ceramico da 20 ÷ 125 pF

C_6—Compensatore ceramico da 10 ÷ 100 pF Da omettere se si usa un'antenna a stilo.

L_1—Bobina di 5 spire di filo stagnato ∅ 1,6 mm su isolatore di ∅ 12,5 mm, spaziate di 12,5 mm, con una presa a 3,5 spire; 4 spire di filo smaltato ∅ 0,6 mm poste alle estremità inferiore servono per reazione

L_2—Bobina di 20 spire di filo smaltato ∅ 0,6 mm avvolte strettamente su un nucleo di ferro polverizzato accordabile

L_3—Bobina di 9 spire di filo smaltato ∅ 1,6 mm avvolte in aria con ∅ di 12,5 mm e lunghezza di 25 mm, con una presa a 4 spire dal lato a terra e 4 spire di accoppiamento all'antenna

L_4—Bobina di 38 spire di filo smaltato ∅ 0,6 mm avvolte strettamente su un nucleo isolante di ∅ 19 mm

L_5—Trasformatore a f.i. di 1500 kHz senza compensatore sul secondario

S—Commutatore a 5 poli e 3 posizioni.

sità del segnale ricevuto. È molto probabile che un guadagno insufficiente dipenda da un disaccordo del circuito di entrata del ricevitore di radiodiffusione. Procedendo per tentativi nel modificare il numero di spire della bobina d'accoppiamento a L_5 e nel variare la capacità di C_5 è possibile ottenere l'accoppiamento ottimo per il trasferimento del segnale dal convertitore al ricevitore autoradio, e nello stesso tempo regolare il primo circuito nel ricevitore di radiodiffusione per il massimo guadagno.

Costruzione L'unità illustrata è costruita su un telaio di 7,5x16,5 x5 cm del tipo usato nei ricevitori per radio-fari e reperibile fra i residuati di guerra. Una modesta variazione nello schema di montaggio è possibile in quan-

to si usa un solo tubo e lo schermaggio interno non è critico. La forma e le dimensioni del complesso possono essere variate anche notevolmente se ciò è richiesto per introdurre l'intero apparato nello scomparto disponibile sotto il cruscotto, o dietro l'asta dello sterzo. È di massima importanza che l'unità sia completamente schermata e la sua custodia chiusa da un coperchio metallico. È anche molto importante che i collegamenti che portano tensione alle placche e ai filamenti del convertitore siano accuratamente schermati, per tutta la loro lunghezza dall'auto radio al convertitore, e che essi siano corredati ad entrambi gli estremi di condensatori di deviazione, del tipo ceramico a bassa induttanza. Ci si deve inoltre assicurare che il coperchio dello schermo sia rigidamente fissato al pannello frontale ed al telaio. Se il coperchio potesse vibrare rispetto al telaio si avrebbe probabilmente una notevole modulazione di frequenza del segnale in arrivo quando il veicolo è in moto.

I fattori che interessano l'installazione del limitatore di disturbi, e la derivazione delle tensioni di placca e di filamento dall'auto-radio, sono già stati discussi in un precedente paragrafo.

19-2 Trasmettitori mobili

Come nel caso di trasmettitori per stazioni fisse, vi sono diversi criteri sulla progettazione del trasmettitore più adatto al funzionamento su veicoli. Un primo criterio stabilisce che un trasmettitore mobile deve avere un basso consumo di corrente, affinchè non si richiedano modifiche dell'impianto elettrico dell'automobile, ed affinchè il funzionamento non implichi una scarica troppo rapida della batteria quando la auto è ferma, o un sovraccarico della dinamo quando è in moto.

Però la moggioranza dei trasmettitori mobili sono alimentati dal dinamotore PE-103, che può funzionare sia ad un livello molto inferiore alla sua prestazione nominale, sia ad uno molto superiore. Nel presente capitolo saranno date molte precisazioni sulle caratteristiche di conversione e di funzionamento del gruppo PE 103.

Trasmettitore mobile da 12 W per 3,9 e 28 MHz

Con l'adozione della banda di 75 m per il funzionamento delle stazioni radiofoniche mobili, molti dilettanti hanno aggiornato le proprie idee in merito. Tutte le stazioni funzionavano in passato sulla banda di 28 MHz o sulla gamma delle frequenze altissime. Il piccolo trasmettitore illustrato nelle figure 8, 9, 10 è stato progettato per aiutare il dilettante che voglia ottenere un buon funzionamento con l'apparato mobile, senza incontrare una spesa ecces-

Figura 8.

VISTA DALL'ALTO DEL TRASMETTITORE MOBILE A DUE BANDE DA 12 W

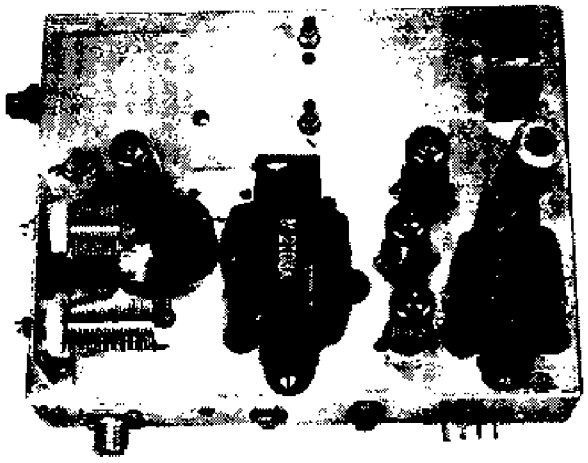


Figura 9.

VISTA DI SOTTO DEL TELAIO DEL TRASMETTITORE MOBILE DA 12 W

siva. Tanto le esigenze dei componenti, quanto l'assorbimento di potenza di questo piccolo trasmettitore, sono molto modeste; infatti esso assorbe 12 W di alimentazione per lo stadio finale ed é adatto a commutare istantaneamente dalla banda di 10 m a quella di 75 m.

Il trasmettitore è stato progettato per il funzionamento con un singolo alimentatore di 300 V, 100 mA. Due tipi di alimentatore che si sono dimostrati adatti per questo trasmettitore sono il vibratore Mallory VP-552 e il dinamotore a 9 V nei modelli ABK, o SCR-595-IFF. Il dinamotore a 9 V sarebbe previsto per erogare 450 V, ma quando sia alimentato a 6 V esso eroga circa 100 mA a 280 V. Una fotografia dell'unità alimentatrice per questo trasmettitore è illustrata in figura 11, mentre nella figura 12 ne è riportato lo schema. Si noti che come contattore di controllo del dinamotore si è usato un economico relè per tromba.

Progetto del circuito Una caratteristica di questo trasmettitore, che si aggiunge favorevolmente ai vantaggi economici di costruzione, è rappresentata dal fatto che esso può essere completamente pre-accordato per il funzionamento sia sulla banda di fonia su 75 m, sia sulle bande di 10 m e di 11 m. Il commutatore S_1 seleziona il cristallo ed il circuito pre-accordato per ciascuna delle bande di funzionamento. Un tubo 6AQ5 viene usato come normale oscillatore a cristallo con un quarzo a 3,9 MHz per la banda di 75 m, mentre lo stesso tubo agisce come oscillatore su armonica con un cristallo nella gamma da 13,5 a 14,85 MHz per dare un'eccitazione all'amplificatore finale, realizzato pure con un 6AQ5, nel campo da 27 a 29,7 MHz. Il circuito oscillatorrio C_1L_1 è accordato sulla banda di 10 m, mentre il circuito C_2L_2 lo è sulla banda di 3,9 MHz.

Per l'anodo del tubo amplificatore finale 6AQ5 è stata usata l'alimentazione in parallelo cosicchè fra la placca di questo tubo e l'antenna si possono usare i diversi tipi di circuiti d'uscita. Il circuito L_3C_3 per la gamma di 10 m è un normale circuito risonante in parallelo con una bobina d'accoppiamento avvolta presso l'estremità a basso potenziale della bobina d'accoppiamento all'antenna. Può anche dimostrarsi necessaria la inserzione di un condensatore da 75 pF (C_7) in serie con il collegamento fra la spira d'accoppiamento e la parte « antenna » del selettore. Con l'uso di questo condensatore (indicato con tratteggio in figura) la potenza assorbita dall'amplificatore finale del trasmettitore, può essere variata modificando l'accoppiamento d'antenna. Questo condensa-

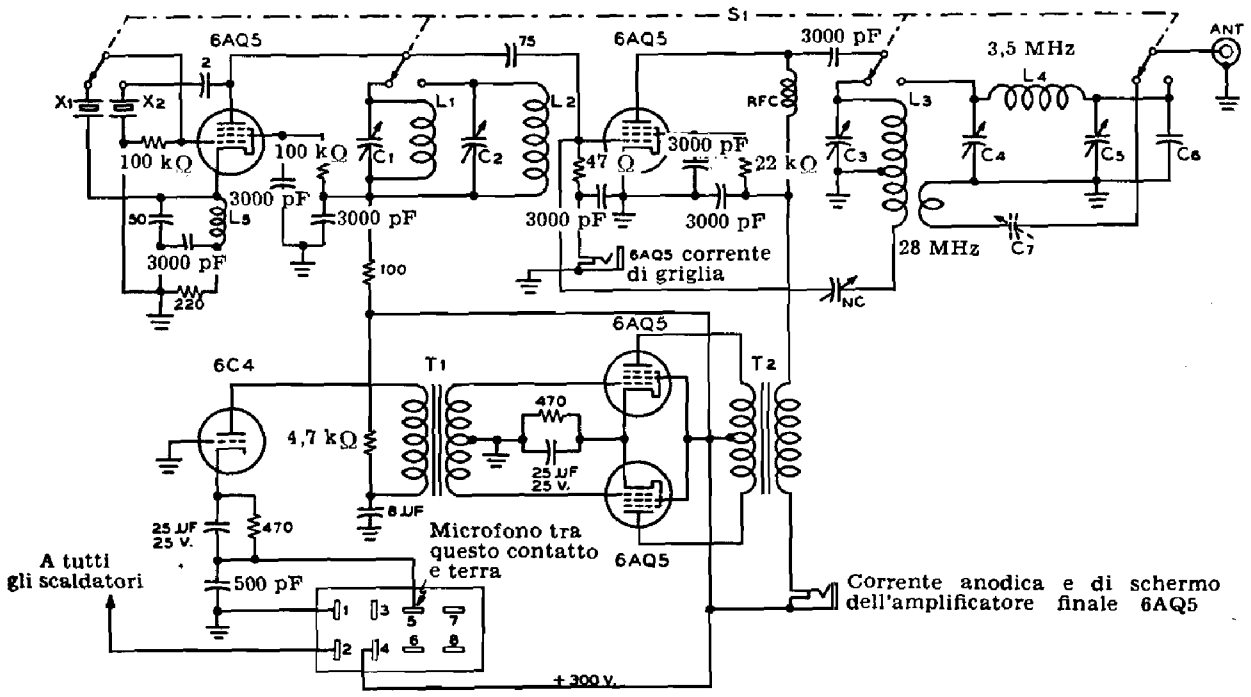


Figura 10.

SCHEMA DEL TRASMETTITORE MOBILE SU 10 E 75 m.

C_1—Condensatore da 50 pF
C_2—Condensatore da 100 pF
C_3—Condensatore da 25 pF
C_4—Condensatore da 75 pF
C_5—Condensatore da 140 pF
C_6—Compensatore ceramico (v. testo)
C_7—Condensatore da 75 pF
L_1—Bobina di 6 spire di filo ∅ 1 mm avvolte con ∅ 10 mm e lunghezza di 19 mm
L_2—Bobina di 42 spire di filo ∅ 0,5 mm avvolte strettamente su un ∅ 19 mm
L_3—Bobina di 6 spire di filo ∅ 19 mm e lunghezza 19 mm, con un accoppiamento di 3 spire e 2 spire aggiunte sul lato di terra per metallizzazione
L_4—Bobina di 32 spire di filo smaltato ∅ 0,6 mm avvolte su ∅ 25 mm e lunghezza 25 mm
L_5—Bobina di 9 spire di filo ∅ 1 mm avvolte strettamente su un ∅ 12,5 mm
NC—Compensatore ceramico da 2,5 ÷ 6 pF
X_1—Cristallo per 14 MHz
X_2—Cristallo per 3,9 MHz
T_1—Trasformatore anodico da 10.000 Ω sulle griglie dello stadio in controfase
T_2—Trasformatore di modulazione con 10.000 Ω primari e 8.000 Ω secondari.
BRF—Bobina a r.f. da 2,5 mH
S_1—Deviatore ceramico a 4 poli e 2 vie.

tore può anche servire a compensare quelle reattanze che potessero sussistere nel circuito d'antenna sulla banda di 28 MHz. Un'antenna normale a stilo di lunghezza variabile da 2,4 a 3,6 m si è dimostrata la più adatta per il funzionamento sulla banda di 10 m. Un cavo coassiale di uno dei tipi RG-8/U, RG-58/U, o RG-11/U risultò soddisfacente per il collegamento tra la base dell'antenna ed il trasmettitore.

Un normale quadripolo a π viene inserito come circuito d'accoppiamento quando il trasmettitore è portato a funzionare sulla banda di 75 m. Questo tipo di accoppiatore è stato usato in quanto presenta un elevato grado di flessibilità nel valore dell'impedenza d'antenna che può essere adattato all'anodo del tubo amplificatore finale. Le antenne per stazioni mobili sono discusse nella sezione 19-3 di questo capitolo.

Il modulatore per questo trasmettitore è del tipo normale, ad eccezione di un aspetto; il microfono a carbone è connesso al circuito catodico del primo tubo di fonia. Il tubo 6C4 funziona come amplificatore con griglia a massa e il suo circuito anodico alimenta le griglie dei tubi modulatori 6AQ5 attraverso un trasformatore d'entrata in controfase. Il circuito catodico del tubo 6C4 si chiude a terra attraverso il microfono a carbone. Si elimina così il trasformatore di microfono ed il filtro della tensione microfonica che è quasi sempre necessario quando il microfono è alimentato a 6 V. I tubi 6AQ5 operano su un carico, posto tra placca e placca, avente un'impedenza di circa 10.000 Ω, mentre l'amplificatore finale presenta un carico di circa 7500 Ω al secondario, quando assorbe 40 mA sotto una tensione anodica di 300 V. I tubi 6AQ5 hanno una potenza d'uscita più che sufficiente per modulare i 12 W d'entrata nello stadio amplificatore finale.

Il trasmetttiore è costruito su un telaio di alluminio di 18x23x5 cm. Si può naturalmente usare anche l'acciaio, ma l'alluminio dà più basse perdite per effetto del campo creato attorno le bobine dei circuiti d'accordo ed è inoltre più facile da lavorare, La struttura dell'unità è illustrata dalla fotografia. Il commutatore ed i circuiti accordati occupano più della metà del telaio, mentre il modulatore ed i tubi si suddividono lo spazio rimanente.

Il cablaggio è effettuato con normale treccia per collegamenti radio, per tutti i circuiti a corrente continua o ad audio frequenza, mentre per quelli a r.f. si è usato filo stagnato ∅ 1,5 mm.

La bobina L_5 è autoportante, mentre L_1 ed L_2 sono avvolte sul supporto di polistirene (tipo Anphenol N. 24). L_3 è una parte di una bobina Miniductor B-W N. 3010, mentre L_4 è avvolta sul supporto National XR-2.

Procedimento d'accordo Due prese di corto-circuito sono montate sul telaio dell'unità trasmittente. Una presa è impiegata per misurare la corrente di griglia del tubo amplificatore 6AQ5, mentre l'altra serve per misurare la somma delle correnti anodica e di schermo dello stesso tubo. Un milliampermetro per corrente continua (0-050 mA) può essere inserito nell'una, o nell'altra delle due prese, per rilevare se i valori di corrente sono appropriati, mentre si accorda il trasmettitore. Quando si accorda il sistema d'antenna, è spesso preferibile montare una presa isolata sul paraurti posteriore del veicolo. Una spina inserita in questa presa può collegarsi con quella che va inserita nella presa della corrente anodica del trasmettitore. Con questa disposizione il tronco può essere chiuso per accordare il sistema d'antenna e la corrente anodica dell'amplificatore finale può ancora essere misurata con un milliampermetro inserito nella presa esterna.

La corrente normale di griglia dell'amplificatore finale 6AQ5 è di circa 3 mA, per quanto anche 2-2,5 mA siano adatti per un soddisfacente funzionamento dello stadio. Sulla banda di 3,9 MHz, ove lo stadio a cristallo funziona come un normale oscillatore con circuito accordato anodico, si troverà necessario disaccordare leggermente C_2 sul circuito anodico dell'oscillatore dal lato

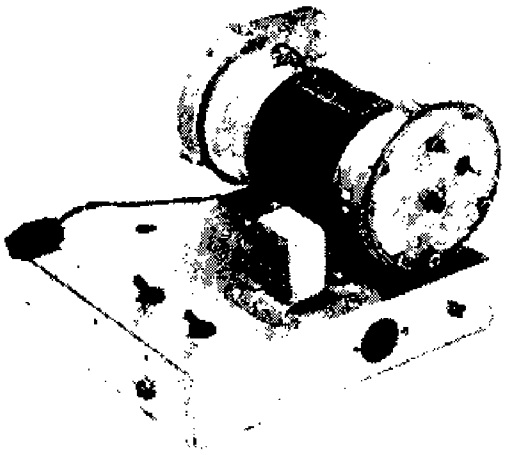


Figura 11.
IL DINAMOTORE PER L'ALIMENTAZIONE DEL TRASMETTITORE DA 12 W
Il dinamotore è un'unità funzionante da 9 V a 450 V usata ia npparati miiltari. Il ventilatore è stato tolto pur restando visibile metà della sua sede. E' stato pure tolto il gruppo riduttore a ingranaggi montato sulla fiancata in primo piano. La spina ed il cavetto sul retro collegano il dinamotore al trasmettitore mobile da 12 W.

delle capacità più basse per ottenere la massima uscita. Questo procedimento è normale per un oscillatore lineare a cristallo onde assicurare l'innesco delle oscillazioni del cristallo. Sulla banda di 28 MHz il circuito risonante anodico dell'oscillatore a cristallo viene accordato in relazione alla massima corrente di griglia dell'amplicatore finale. Si è riscontrato che è bene ascoltare la frequenza di uscita del circuito risonante anodico dell'oscillatore mediante un ricevitore accordato sui 28 MHz al fine di assicurarsi che l'accordo è stato fatto sulla voluta armonica del quarzo.

Neutralizzazione dell'amplificatore finale

Effettuata l'eccitazione dell'amplificatore finale su entrambe le bande, il successivo procedimento consiste nel neutralizzare lo stadio del tubo 6AQ5 sulla banda di 28 MHz. Su quella di 3,9 MHz la neutralizzazione non è richiesta.

Il procedimento di neutralizzazione è il seguente: Si inserisce una spina telefonica a circuito aperto nella presa di corrente anodica ed il milliampermetro nella presa di corrente di griglia. Si applica poi la tensione anodica al trasmettitore e si accorda sul massimo della corrente di griglia della 6AQ5 sulla banda di 28 MHz. Si varia ora la regolazione del condensatore C_3 nel circuito di carico anodico per la banda di 28 MHz annotando i valori indicati dal milliampermetro di griglia: si noterà quasi sempre che si verifica un notevole guizzo della corrente di griglia in corrispondenza della risonanza del circuito anodico. Si varia ora la posizione del condensatore di neutralizzazione NC e si accorda nuovamente C_1 per la massima risonanza. Si accorda parimente C_3 sulla risonanza e si rileva se il guizzo di corrente in griglia si è ridotto. Se così è si sposta ancora NC nello stesso senso; se il guizzo risulta aumentato si muove NC nella direzione opposta. Dopo alcuni tentativi si troverà una posizione di NC per cui l'accordo di C_3 alla risonanza non dà luogo a variazioni nella corrente di griglia del tubo 6AQ5. Lo stadio finale è allora neutralizzato.

Accordo del circuito d'uscita

Il procedimento per fare assumere il voluto carico all'amplificatore finale nella banda di 28 MHz è quello normale. Il circuito oscillatorio anodico viene portato alla risonanza, con l'antenna scollegata. Si inserisce quindi l'antenna e l'accordo del circuito oscillatorio viene leggermente rego-

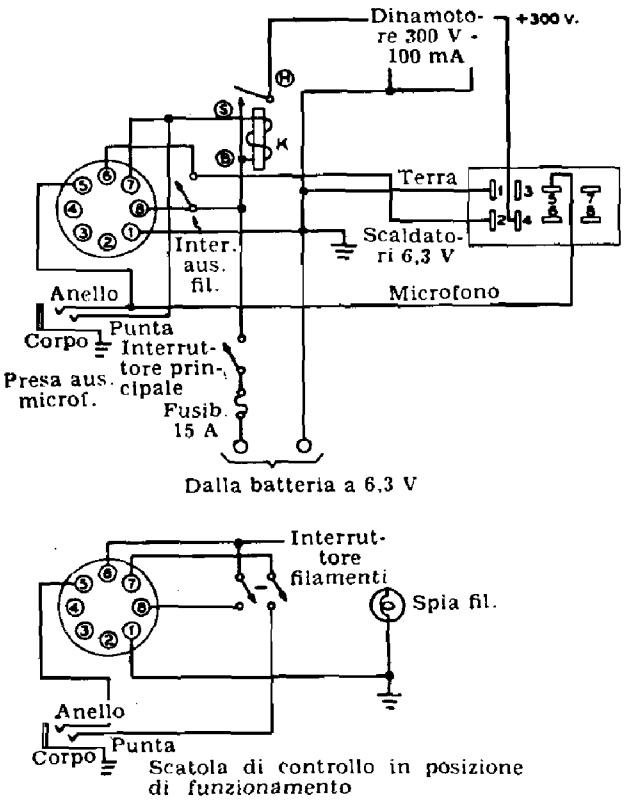


Figura 12.

SCHEMA DEL DINAMOTORE E DEL CIRCUITO DI CONTROLLO DEL TRASMETTITORE

Benchè il comando principale del trasmettitore sia sistemato nel posto dell'operatore, è previsto un commutatore ausiliario per i filamenti ed una presa sussidiaria per il microfono, onde facilitare l'allineamento del trasmettitore. L'interruttore a due circuiti per i filamenti nella posizione di lavoro evita l'inserzione sul dinamotore finchè i filamenti sono accesi. Un relè economico del tipo da tromba d'auto è posto in K per comandare il dinamotore. I tre collegamenti del relè sono indicati da tre lettere entro cerchietti. La lampada spia dei filamenti sarà accesa se gli scaldatori del trasmettitore sono inseriti, ossia nella posizione di lavoro.

lato, per assicurarsi che esso sia alla risonanza, prendendo nota della corrente anodica. Si variano poi le spire d'accoppiamento su L_3 e la posizione del condensatore in serie C_7 finchè il milliampermetro posto sul circuito placca-schermo non indica circa 45 mA alla risonanza.

Un quadripolo a π del tipo indicato in figura 10 è adatto, sulla banda di 3,9 MHz, per alimentare il sistema d'antenna che presenta un valore di impedenza nel punto di alimentazione relativamente basso. Una simile antenna può consistere di un radiatore caricato al centro in cui il valore dell'induttanza di carico può essere variato finchè l'impedenza alla base dell'antenna è approssimativamente adattata alla linea coassiale d'alimentazione.

Se il sistema di carico a π indicato in figura 10 viene usato insieme ad un'antenna che presenti un valore d'impedenza relativamente basso, si rileverà che è necessario agire sul condensatore C_6. Per un primo tentativo è bene porre un condensatore ceramico da 500 pF in questo punto. Poi, collegato il carico, si accorda C_4 alla risonanza e si nota il minimo di corrente. Lo scopo del procedimento d'accordo è di ottenere il valore nominale di crica 45 mA della corrente totale anodica e di scehrmo nel tubo 6AQ5 col valore più alto possibile della capacità totale C_5+C_6. Se il minimo della corrente anodica alla risonanza è troppo basso, si diminuisce C_5 e quindi C_4. Se il minimo è ancora troppo basso, benchè la corrente anodica fuori risonanza risulti superiore al valore voluto, si riduce la capacità del condensatore in derivazione C_6. Se l'antenna presenta al trasmettitore un valore di impedenza molto basso può essere necessario ridurre il numero delle spire di L_4 per ottenere carico adatto. Quando il trasmettitore è opportunamente caricato si noterà che la corrente anodica alla risonanza è inferiore a quella fuori risonanza solo del 10 % circa.

Non si incontrano solitamente difficoltà nella regolazione del modulatore.

Tuttavia si noterà che occorre parlare molto vicino ad un microfono del tipo T-17 se si vuole ottenere la piena modulazione. Altri microfoni a carbone a singola capsula, contenenti l'unità F-1, ed i tipi militari osteofonici, danno una maggiore modulazione a pari livello di voce. Un circuito di controllo per il trasmettitore è indicato nello schema di figura 12.

Trasmettitore mobile o portatile tipo De-Luxe da 50 W

Dopo un prolungato periodo di funzionamento col tipo normale di trasmettitore mobile l'operatore di tale unità raccoglie un insieme di conclusioni sui perfezionamenti da apportare nel suo prossimo trasmettitore mobile. Tra queste conclusioni egli certamente comprenderà quelle qui riportate:

1) Il trasmettitore non deve essere installato sotto il cofano posteriore. Un trasmettitore posto in una posizione inaccessibile come questa è difficile da accordare in qualsiasi momento ed assolutamente impossibile da regolare in caso di cattiva stagione.

Inoltre vi è sempre il dubbio che il circuito d'uscita non sia ben accordato quando il cofano è chiuso e l'automobile è in aperta campagna. L'antenna caricata è molto critica da accordare e può essere praticamente disaccordata dalla presenza di fabbricati e fili aerei nel luogo in cui il trasmettitore è stato messo a punto. La sistemazione preferibile per il trasmettitore è nello scomparto frontale sotto il cruscotto dell'auto.

2) Il trasmettitore deve poter funzionare sulla bande in fonia per dilettanti di 10,20 e 75 m, preferibilmente mediante commutatore posto sul pannello frontale dell'unità e non mediante sostituzione di bobine.

3) Il trasmettitore deve comprendere un oscillatore a frequenza variabile e deve poter effettuare un controllo automatico di frequenze, o mediante quarzo, su tutte le tre bande. Il controllo a quarzo è utile per il funzionamento su frequenza fissa e il controllo con oscillatore a frequenza variabile è indicato per scostarsi dalle frequenze interferenti e per portarsi su ogni altra frequenza nelle bande di 10,20 e 75 m a scopo di collegamento. È infatti intollerabile viaggiare attraverso un centro in cui un gruppo di dilettanti siano in collegamento locale ed essere impossibilitati ad eliminare dalla ricezione queste stazioni per l'inamovibilità della frequenza di funzionamento.

4) Il trasmettitore deve essere completamente chiuso e facilmente amovibile per le prove sul banco. Come estensione di questo criterio il trasmettitore deve poter essere usato come apparato portatile semplicemente collegandolo ad un appropriato alimentatore.

5) Il trasmettitore non deve causare interferenze alla televisione. I disturbi alla televisione devono essere talmente eliminati, dato che la ricezione televisiva va estendendosi a tutte le zone più abitate. Ciò è pertanto necessario sia per apparecchi portatili, sia per trasmettitori di stazioni fisse funzionanti intermittentemente.

6) I circuiti di controllo del trasmettitore devono essere flessibili. Deve essere possibile accordare l'eccitatore sulla frequenza desiderata senza dover applicare la tensione anodica a tutti gli stadi ad alto livello di potenza. Inol-

Figura 13.

VISTA FRONTALE DEL TRASMETTITORE MOBILE DE-LUXE

L'unità d'accordo con oscillatore a frequenza variabile si vede a lato. Il regolatore di guadagno dell'amplificatore microfonico, il cavo di alimentazione ed il collegamento al microfono sono sul lato sinistro; il cavo di antenna è a destra. Lo zoccolo per il cristallo è visibile in alto a sinistra sul pannello frontale. Questo porta, dall'alto al basso sul lato sinistro, i comandi: commutatore cristallo, oscillatore a frequenza variabile, accordo del moltiplicatore per 14 MHz, accordo del moltiplicatore per 28 MHz, commutatore di banda del pilota. Sul lato destro in alto è posto il condensatore del circuito d'uscita a π, sotto il commutatore di banda di tale circuito ed in basso il condensatore d'accordo del circuito anodico della 807.

tre deve essere possibile commutare sull'oscillatore a frequenza variabile per individuare una frequenza, senza disinserire il ricevitore o cambiare lo stadio di uscita del trasmettitore.

7) Non sono desiderabili i circuiti che richiedono quarzi speciali per alta frequenza per ottenere l'eccitazione sui 10 m nello stadio finale. Un'unità eccitatrice normale che usi comuni quarzi da 3,5 e 7 MHz, è sempre preferibile, ma l'eccitatore deve richiedere un minimo di potenza per filamenti e per la placca.

Il trasmettitore descritto nei seguenti paragrafi ed illustrato dalle figure 13÷22 riunisce tutti requisiti ora elencati ed offre molti altri vantaggi di funzionamento, quali il quadripolo a π in uscita su tutte le bande, la possibilità di far funzionare l'intera unità eccitatrice con l'alimentatore da 200÷250 V dell'auto-radio, e la possibilità di usare un microfono dinamico, o a cristallo.

L'unità eccitatrice La parte eccitatrice e r.f. del trasmettitore costituisce il cuore dell'intero apparecchio ed è il risultato di un notevole lavoro di sviluppo. Benchè l'eccitatore richieda un totale di quattro tubi, questi sono tutti del tipo a bassa corrente cosicchè l'intero eccitatore richiede soltanto un'alimentazione anodica di 40 mA a 225 V per il funzionamento a frequenza variabile nella banda di 28 MHz. Parimenti il totale assorbimento di corrente per i filamenti quando tutti i tubi funzionano, come sulla banda di 28 MHz, è di soli 0,75 A. Ciascun tubo dell'eccitatore richiede circa 10 mA a 225 V. Così, tolto il tubo oscillatore a frequenza variabile (6CB6) per i 28 MHz, il funzionamento con cristallo riduce l'assorbimento a 30 mA e così sulla banda di 75 m si ha un consumo totale dell'eccitatore di 10 mA per il funzionamento con quarzo e di circa 20 mA nel funzionamento a frequenza variabile.

I filamenti del tubo oscillatore a frequenza variabile 6CB6, dello stadio a quarzo 6AK6 e del primo moltiplicatore sono sempre inseriti. Per i moltiplicatori 6AK6 per i 14 e 28 MHz i filamenti vengono accesi solo quando il trasmettitore deve funzionare su una di

queste due bande. La tensione anodica viene tolta dalla 6CB6 quando non si usa l'oscillatore a frequenza variabile. I tubi 6AK6 sono stati usati in ogni parte dell'eccitatore (ad eccezione dell'oscillatore a frequenza variabile il cui tubo deve avere una più alta *gm*) in relazione alla loro caratteristica di basso consumo di placca e di filamento (150 mA per i filamenti a 10 mA per gli anodi) ed anche perchè questi tubi richiedono una modesta tensione di eccitazione per un buon funzionamento come moltiplicatori. Il tipo di triodo miniatura 6C4 fu pure preso in esame; mentre assorbe le stesse correnti per il filamento e per la placca, esso richiede un'eccitazione sensibilmente maggiore per un efficiente funzionamento come moltiplicatore precludendo con ciò l'uso di circuiti oscillatori a larga risonanza negli stadi da 3,5 e 7 MHz.

Lo stadio oscillatore-moltiplicatore 6AK6 Col commutatore S_1 nella posizione più bassa il primo tubo 6AK6 funziona come un oscillatore Colpitt sulle armoniche del cristallo. Il circuito oscilla con qualsiasi cristallo la cui frequenza fondamentale sia compresa fra 2 e 10 MHz, indipendentemente dalle condizioni del circuito anodico. È solo necessario inserire il cristallo ed applicare tensione; se il cristallo è in detto campo di frequenze ed ha un'attività normale, esso entrerà in oscillazione.

I cristalli nel campo da 3,5 a 4 MHz sono generalmente usati per il funzionamento sulle bande da 80 a 75 m, e sia i cristalli da 3,5, sia quelli da 7 MHz possono essere usati per il funzionamento su 14 e 28 MHz. Le bobine L_2 ed L_3 nel circuito anodico di questo tubo hanno una risonanza larga e sono accordate con contatto a elicoidale. Con il commutatore S_2 nella posizione di 80 m, la bobina a larga risonanza L_3 viene connessa in modo da portare la corrente anodica al tubo 6AK6, e l'eccitazione è fornita direttamente dalla placca di questo tubo alla graglia dell'amplificatore finale 807.

Nessun accordo della parte eccitatrice è richiesto per il funzionamento nel campo fra 3,5 e 4 MHz. La corrente di griglia dell'807 deve essere tra 3,5 e 5 mA per un normale funzionamento del

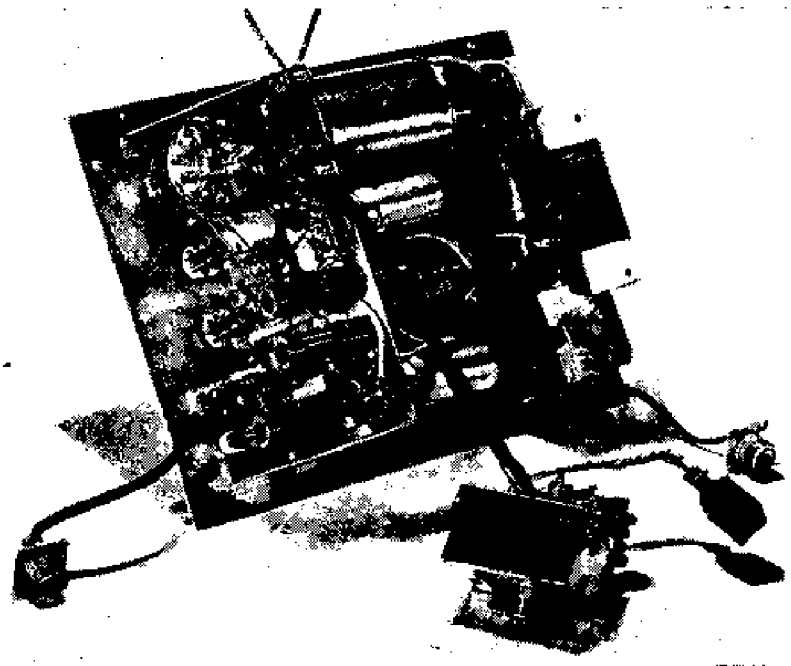


Figura 14.

L'UNITA' A R.F. DEL TRASMETTITORE

Gli elementi di collegamento ed il filtro di alimentazione sono stati tolti dalla custodia per questa foto. Si noti lo schermo sul retro del milliampermetro. La piccola spina a quattro contatti alimenta l'amplificatore microfonico. La maggior parte dell'insieme dell'eccitatore è montata sulla parte piegata del telaio d'alluminio. Il moltiplicatore 6AK6 per 28 MHz è sistemato fra lo schermo del tubo 807 ed il pannello frontale.

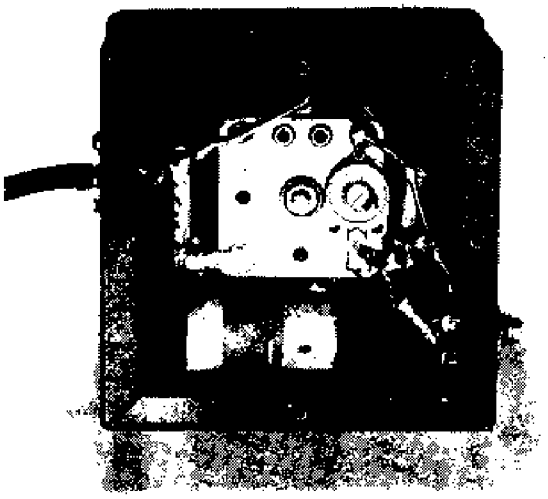


Figura 15.
VISTA INTERNA DELL'UNITA' D'ACCORDO DELL'OSCILLATORE A FREQUENZA VARIABILE

trasmettitore, sia col cristallo sia con l'eccitazione a frequenza variabile, su qualsiasi frequenza di questa gamma.

Moltiplicatori a 14 e 28 MHz I riscaldatori dei due tubi successivi 6AK6 sono accesi solo quando il commutatore di banda dell'eccitatore S_2 è nella posizione in cui è richiesto il funzionamento di questi tubi. Perciò quando uno di questi tubi viene inserito mediante il commutatore di banda, deve trascorrere un periodo di 10 secondi prima che i riscaldatori raggiungano la loro temperatura di regime.

Con S_2 nella posizione di 20 o di 10 m, nel circuito anodico del tubo oscillatore-moltiplicatore 6AK6 viene inserita la bobina L_2 a larga risonanza su 7MHz e l'uscita di questo tubo alimenta la griglia del tubo moltiplicatore 6AK6 su 14 MHz. Il tubo oscillatore-moltiplicatore 6AK6 agisce come duplicatore quando l'oscillatore funziona a frequenza variabile su questa banda, o quando si usa il cristallo a 3,5 MHz; funziona invece direttamente con cristallo a 7 MHz.

Per il funzionamento con il commutatore S_2 sulla posizione di 14 MHz il circuito di filamento del duplicatore da 28 MHz è aperto ed il circuito anodico del duplicatore a 14 MHz è accoppiamento capacitivamente alla griglia del tubo 807. Il condensatore d'accordo derivato su L_4 nel circuito di placca del duplicatore 6AK6 per 14 MHz è accordato per la frequenza di funzionamento mediante un quadro di controllo. Ma poichè la capacità d'entrata del tubo 807 e dei relativi circuiti di commutazione con lunghi collegamenti è maggiore di circa 7 pF di quella del successivo stadio 6AK6, è stato derivato un compensatore fra la griglia del moltiplicatore 6AK6 per 28 MHz e la massa. Questo compensatore viene regolato in modo che il condensatore d'accordo derivato su L_4 non richiede variazioni quando il commutatore di banda passa da 14 a 28 MHz. La bobina L_5 nel circuito anodico del moltiplicatore per 28 MHz viene pure accordato sul quadro di controllo. La corrente di griglia del tubo 807 nelle condizioni normali di funzionamento con 225 V sull'eccitatore, è compresa fra 3 e 4,5 mA per tutte le frequenze nelle bande di 20,11 e 10 m.

L'oscillatore 6CB6 con accordo a distanza L'oscillatore Clapp a frequenza variabile del trasmettitore ha il proprio circuito risonante separato dal trasmettitore e ad esso connesso mediante un cavo coassiale. Ciò porta ad un notevole

vantaggio nel funzionamento, specialmente per apparati mobili, poichè il trasmettitore può essere installato anche a distanza dal posto del pilota, mentre il pannello di comando dell'oscillatore a frequenza variabile può essere posto a fiianco del ricevitore. Nell'unità illustrata il cavo per l'unità d'accordo ed il trasmettitore è di soli 50 cm, poichè il trasmettitore è montato sotto il cruscotto. Ma in un montaggio sperimentale detto cavo coassiale fu portato fino ad una lunghezza di 7-8 m senza effetti dannosi. Fu soltanto necessario compensare la capacità del cavo, dal lato trasmettitore diminuendo la capacità dei condensatori griglia-catodo e catodo-terra dell'oscillatore 6CB6.

Il principio dell'accordo a distanza dell'oscillatore a frequenza variabile, che è reso possibile dall'uso del circuito oscillatore Clapp, è anche molto utile nell'installazione di apparecchi fissi poichè la piccola unità d'accordo può essere posta vicino al ricevitore sul tavolo dell'operatore con un cavo coassiale che corre da essa al trasmettitore schermato posto in qualsiasi parte della camera, o anche in altra stanza. In tal modo la testa d'accordo è effettivamente isolata dal calore e dai campi intensi del trasmettitore semplificando così sia la compensazione termica, sia i problemi di schermatura. Inoltre, date le piccole dimensioni dell'unità d'accordo, essa può essere sistemata in modo conveniente sul tavolo dell'operatore.

Come si è detto nel capitolo VII, la stabilità dell'oscillatore Clapp, per quanto concerne le variazioni del tubo, è funzione dei condensatori griglia-catodo e catodo-terra del tubo oscillatore. Maggiori sono queste capacità, migliore sarà la stabilità dell'oscillatore rispetto le variazioni del tubo. Ma una grande capacità di tali condensatori richiede un tubo ad elevata *gm* perchè il circuito oscilli. Perciò il tubo 6AG7 con *gm* = 11.000 circa, è l' ideale per questa applicazione. Ma per apparati mobili

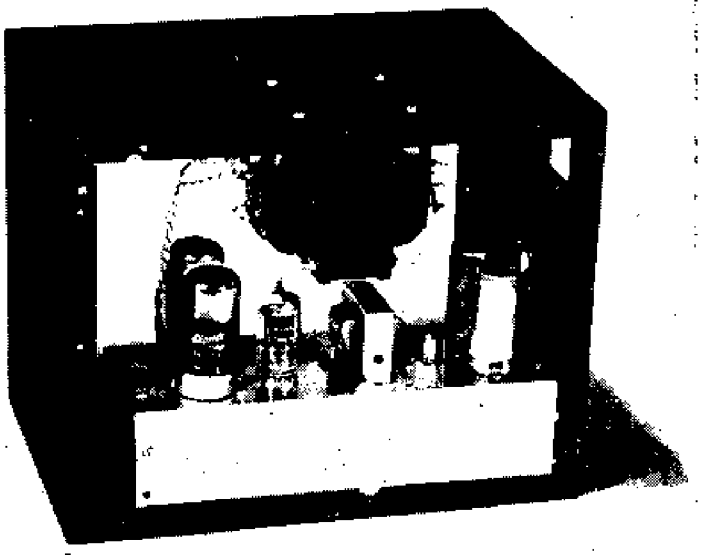


Figura 16.

VISTA POSTERIORE DEL MODULATORE INSTALLATO

L' unità a r.f. è stata tolta dalla custodia prima di eseguire la foto.

il tubo 6AG7 richiede eccessive correnti di accensione e anodica e perciò fu scelto il tubo 6CB6. Questo pentodo per TV relativamente recente ha $gm = 6200$ e richiede circa 10 mA di corrente anodica e di schermo con un assorbimento del filamento di 300 mA. Nell'unità illustrata una bobina a larga risonanza sull'anodo del tubo 6CB6 eccita il primo tubo 6AK6 quando S_1 è nella posizione di oscillatore a frequenza variabile. Questa bobina è accordata su 3750 kHz e fornisce un'adeguata eccitazione al tubo 6AK6 sul campo tra 3,5 e 4 MHz.

L'unità d'accordo dell'oscillatore a frequenza variabile

La figura 15 è una fotografia dell'interno dell'unità d'accordo. Essa racchiude i componenti indicati in figura 18, compreso il commutatore per variare le frequenze coperte dall'oscillatore. Nella posizione di 75 m l'unità d'accordo copre da 1910 a 2015 kHz per dare una buona larghezza di banda alle trasmissione in fonia su 75 m (A piena scala il quadrante copre da 3810 a 4030 kHz). Nell'altra posizione del commutatore l'unità d'accordo copre da 1760 a 1870 kHz per dare una indicazione di quadrante da 3520 a 3740 kHz. Questo campo di sintonia estende la banda fonica di 10 m su quasi tutta la scala d'accordo. Così la banda fonica di 20 m occupa solo una piccola parte del campo.

L'unità d'accordo comprende un condensatore a compensazione termica di 40 pF, un condensatore di sintonia ceramico con foro di passaggio per la regolazione con cacciavite nel coperchio posteriore dell'unità, ed un compensatore ceramico a coefficiente di temperatura nullo. Vi è inoltre un uguale condensatore ceramico derivato sul terminale coassiale d'uscita dell'unità. La capicità di questo condensatore deve essere diminuita per aumentate lunghezze della linea coassiale di collegamento al tra-

Figura 17.

UNITA' DEL MODULATORE VISTA DA SOTTO IL TELAIO

Il trasformatore di modulazione è montato esternamente al telaio del modulatore, sul fondo della custodia principale come mostra la fig. 16. Il cavetto schermato ed il resistore dal lato che esce dalla sommità del telaio è saldato alla capsula del microfono.

smettitore. Con un cavo RG-58/U di 3-4 m questo condensatore deve essere eliminato completamente. Con una linea più corta di 50 cm la capacità di questo condensatore deve essere aumentata adeguatamente (la capacità del cavo suddetto è di 95 pF per metro). Riducendo le capacità griglia-catodo e catodo-terra del tubo 6CB6 si possono usare lunghezze di cavo molto maggiori tra l'unità d'accordo e il tubo oscillatore. Però il cavo coassiale usato in questa posizione deve essere del tipo in polietilene come RG-58/U, o RG-59/U. Non si devono usare cavi per microfono detti a bassa capacità, o i cavi auto-antenna; in questi tipi di cavo il conduttore interno non è rigidamente centrato e si può avere instabilità dell'oscillatore col movimento del cavo, o per vibrazioni. È inoltre importante che tutti i componenti dell'unità d'accordo siano montati in modo da non poter vibrare.

L'amplificatore finale 807 Lo schermo per il tubo d'uscita 807 è del tipo cilindrico, fissato alla base sotto lo zoccolo. Nell'unità illustrata si notò la necessità di inserire una bobina di 6 spire di filo stagnato di ∅ 1 mm avvolte attorno un resistore di carbone di 47 Ω - 2 W in serie col collegamento al cappellotto di placca dell'807 per ottenere una completa soppressione di ogni tipo d'oscillazioni parassitiche. Con questo circuito antiparassita lo stadio risulta completamente stabile su tutte le bande sia che si usi il tubo 807, sia quello, di minori dimensioni, 807 W. Senza questo circuito soppressore l'807 dava luogo a forti oscillazioni parassite, mentre con l'807 W esse risultano solo leggermente meno intense.

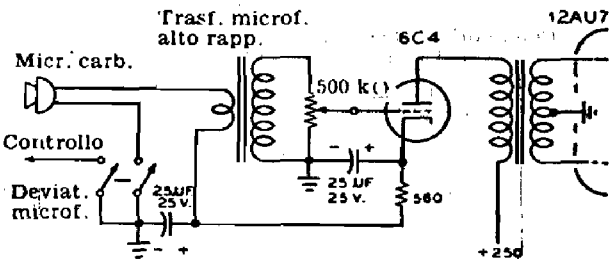


Figura 19.
DIVERSO CIRCUITO D'ENTRATA PER MICROFONO A CARBONE

Non vi è quindi, sotto questo aspetto, una sostanziale ragione di scelta fra i due tubi. A pari erogazioni l'807 W richiede una tensione di schermo leggermente più alta ed una eccitazione un po' minore del normale 807.

Il tubo 807 funziona normalmente con una tensione anodica di 500 V ed una corrente di 100 mA, fornite da un generatore PE-103A per veicoli, o da un normale alimentatore in alternata per installazioni fisse. Si possono usare anche tensioni più alte o più basse purchè la massima corrente nominale dell'807 di 100 mA non sia superata.

Il circuito anodico a π Dopo aver sperimentato con diversi tipi di circuiti di carico anodico sul tubo 807, fu scelto il circuito a π in quanto esso consente una notevole riduzione d'armoniche ed un conveniente adattamento del carico e si adatta all'impiego di un'unica bobina con prese per il funzionamento su tutte le tre bande di frequenze. Il condensatore principale d'accordo sull'anodo della 807 ha una capacità di 100 pF; in parallelo ad esso viene posto un condensatore a mica da 150 pF-1.200 V per il funzionamento sulla banda di 4 MHz. La bobina del circuito oscillatorio è

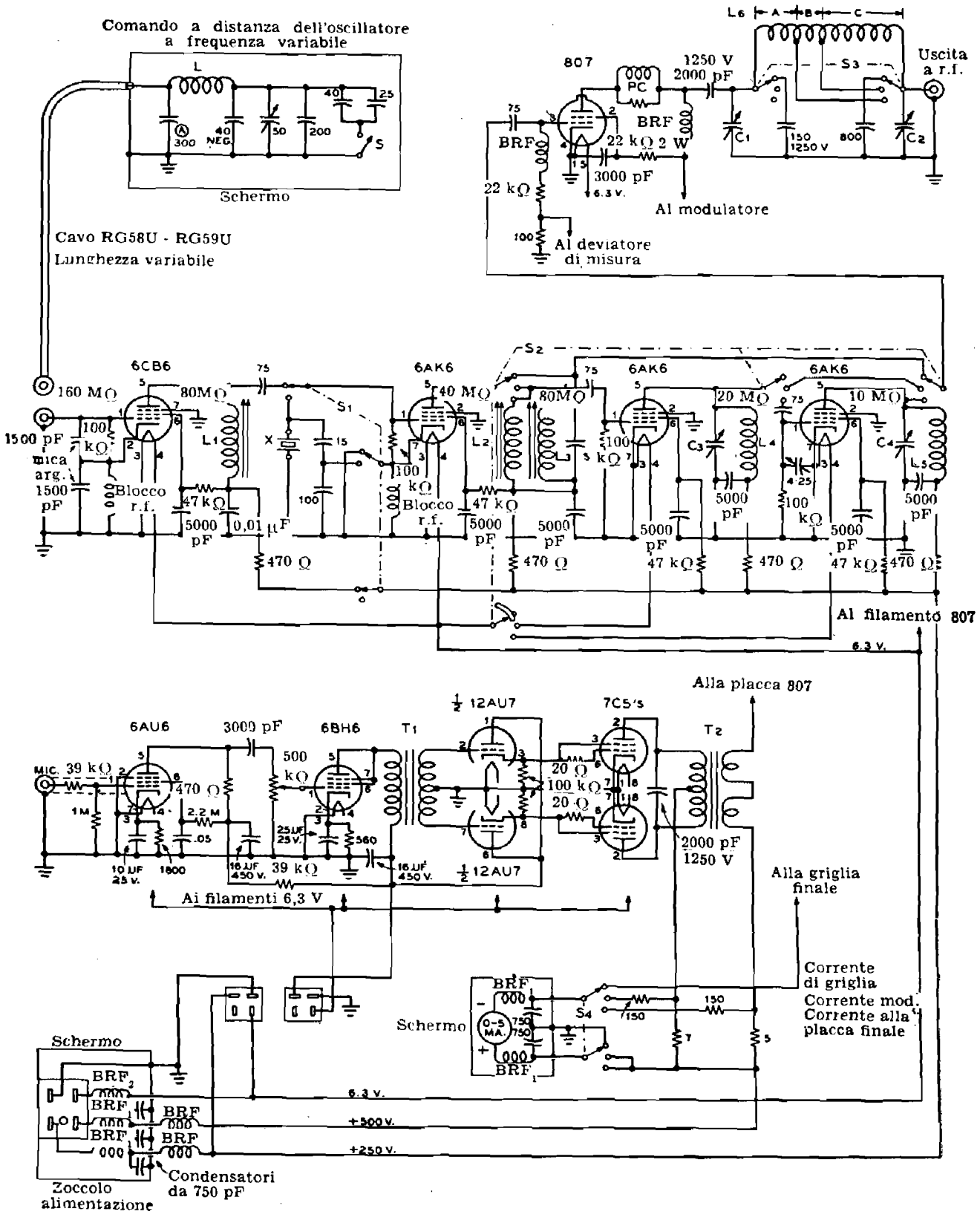

Comando a distanza dell'oscillatore a frequenza variabile
Schermo
Cavo RG58U - RG59U
Lunghezza variabile
807
1250 V
2000 pF
BRF
22 kΩ 2 W
3000 pF
Al modulatore
Al deviatore di misura
Uscita a r.f.
160 MΩ
1500 pF
mica arg. 1500 pF
Blocco r.f.
6CB6
6AK6
6AK6
6AK6
Al filamento 807
6.3 V.
Alla placca 807
6AU6
3000 pF
6BH6
T1
½ 12AU7
7C5's
T2
2000 pF 1250 V
Alla griglia finale
Ai filamenti 6,3 V
Corrente di griglia
Corrente mod.
Corrente alla placca finale
Schermo
Schermo
+500 V.
+250 V.
Condensatori da 750 pF
Zoccolo alimentazione

Figura 18.

SCHEMA DEL TRASMETTITORE

L—30-μH: 35 spire di filo smaltato ∅ 0,03 mm avvolte strettamente su un supporto di ∅ 25 mm. L'avvolgimento viene poi paraffinato

L_1—Bobina di uno strato di filo ∅ 0,2 mm avvolto strettamente sul supporto National XR-50

L_2—36 spire di filo smaltato ∅ 0,4 mm sul supporto National XR-50

L_3—Come L_1

L_4—22 spire avvolte su un supporto ∅ 16 mm in ragione di 6 spire per cm

L_5—8 spire avvolte con un ∅ 16 mm a 16 sp/cm

L_6—33 spire di filo ∅ 1,3 su supporto National XR-13: Sezione A = à sp., sez. B = 4 sp., sez. C = 23 sp. Trecciole sono saldate nei punti di giunzione fra A e B e fra B e C

T_1—Rapporto fra primario e totale secondario 3:1

T_2—Trasformatore di modulazione adattabile da 15 a 20.

BRF—Bobina di blocco per a.f. 2,5 mH 125 mA

BRF_2—Bobine d'arresto per correnti elevate a v.h.f.

BRF_1—Bobina d'arresto per frequenze ultra alte

S—Interruttore unipolare ad una via

S_1—Interruttore a levetta, 4 poli - 2 contatti (usati 3 poli)

S_2—Interruttori raggruppati. Posteriormente su basetta ceramica 3 poli, 3 posizioni. Davanti su basetta fenolica per inserire successivamente i circuiti dei filamenti

S_3—Interruttore ceramico a 2 poli, 4 posizioni su 90°

S_4 Interruttore a levetta a 2 poli, 3 posizioni

C_1—Condensatore variabile 100 pF - 1500 V

C_2—Piccolo variabile tipo radioricevitori di buona qualità a due sezioni poste in parallelo

C_3, C_5—Variabile miniatura 20 pF

PC—6 spire di filo stagnato ∅ 1 mm avvolte su un resistore da 40 Ω/2 W

avvolta con filo smaltato ∅ 1,6 mm su supporto tipo National XR-13A, con prese applicate nei dovuti punti. Il condensatore d'uscita del circuito a π è un condensatore variabile a due sezioni che vengono collegate in parallelo per dare una capacità massima di circa 600 pF. Questo condensatore è posto in parallelo ad un condensatore fisso ceramico da 800 pF per il funzionamento su un carico di 50 Ω nella banda di 4 MHz. L'efficienza del quadripolo a π come circuito anodico si è dimostrata molto buona su tutte le bande. Per il tubo 807 l'efficienza anodica è del 75 % circa e non si verifica riscaldamento in nessuno dei componenti del circuito d'uscita su qualsiasi banda.

Verifica del trasmettitore per le interferenze alla televisione

Il trasmettitore è completamente schermato e tutti i collegamenti che entrano negli scomparti schermati sono provvisti di filtro come mostra la figura 18.

La custodia è costituita da una scatola metallica di 18 × 20 × 25 cm ed il pannello frontale è realizzato con una lamiera di duralluminio dello spessore di 2,5 mm. La scatola schermata attorno al filtro sul collegamento posta sul lato della custodia è costruita con un foglio di latta ricuperato da un barattolo. Il milliamperometro da 0,5 mA chiuso ermeticamente, è schermato con un fondo di barattolo con una flangia saldata ad un estremo e fissata con le tre viti di montaggio dello strumento. I componenti del filtro sui collegamenti allo strumento sono racchiusi in questa scatola.

Come è stato spiegato nel capitolo XVII, è importante che l'albero di comando del variabile abbia buoni cuscinetti sul pannello. Poichè era disponibile solo un piccolo spazio per condensatori d'accordo dell'eccitatore, e richiedendosi i cuscinetti sugli alberi dei variabili, fu impiegato un piccolo condensatore Johnson tipo 20 M11 da 20 pF.

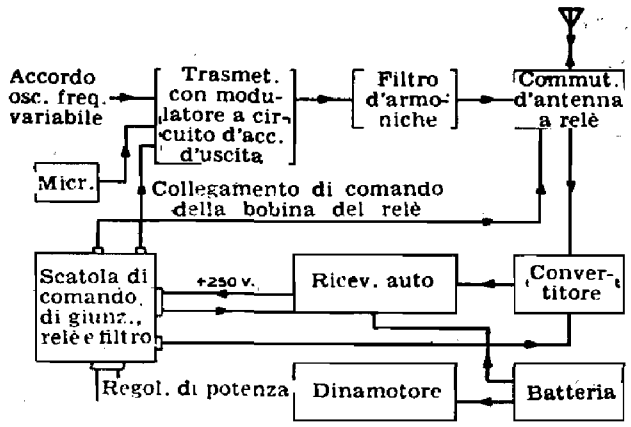


Figura 20..
SCHEMA A SEZIONI DELL'INSTALLAZIONE

È interessante far notare che i commutatori a leva Centralab usati in due posizioni nel trasmettitore, consentono una notevole riduzione d'ingombro rispetto ai normali tipi e che essi inoltre non annullano la schermatura della custodia pur non avendo gli alberi su cuscinetti fissati al pannello.

Il collegamento a terra delle leve dei commutatori si è dimostrato abbastanza buono.

Con la schermatura ed il filtraggio già descritto ed illustrato nelle fotografie e negli schemi il trasmettitore non dovrebbe irradiare armoniche. Tuttavia è sempre utile usare una completa sezione filtrante a T con le normali bobine di blocco a r. f., montate internamente alla custodia metallica dell'intero trasmettitore, su ciascuno dei collegamenti alle placche per essere sicuri di ottenere una totale soppressione d'armoniche. Tra l'uscita del terminale coassiale del trasmettitore ed il commutatore a relé d'antenna, è poi opportuno inserire un normale filtro passa-basso autocostruito, o di tipo commerciale.

Modulatore in classe B ad alto rendimento

Uno dei più importanti problemi del progetto delle stazioni mobili alimentate da un gruppo PE-103 ed il cui trasmettitore ha 40-50 W d'entrata nello stadio finale, risiede nello studio di un modulatore da 25 W che deve rispondere ai seguenti requisiti:

1) funzionamento con minimo assorbimento di corrente;

2) funzionamento con bassa corrente anodica in assenza di segnale e con buon rendimento anodico a pieno segnale;

3) possibilità di non richiedere batteria di polarizzazione;

4) possibilità di non richiedere una alimentazione di schermo con le relative esigenze di regolazione;

5) minimo assorbimento di corrente negli stadi piloti;

6) minimo numero di trasformatori.

L'unità modulatrice usata insieme a questo trasmettitore risponde a tutti i precedenti requisiti. L'assorbimento totale di corrente per i filamenti è di 1,65 A pur essendo compreso uno stadio a basso livello che consente il funzionamento del modulatore con un microfono del tipo a cristallo, o dinamico. L'unità non richiede una batteria di polarizzazione e la corrente anodica del modulatore in assenza di segnale è di soli 15 mA circa. Con pieno segnale microfonico il modulatore assorbe circa 50 mA. Con un'uscita sinusoidale di 25 W la corrente anodica del modulatore è di 75 mA a 500 V. L'alimentazione delle griglie-schermo dei tubi modulatori non è necessaria. L'assorbimento totale dell'am-

plificatore microfonico e del pilota è di 12 mA a 250 V. Infine è sufficiente un solo trasformatore audio con rapporto 3 : 1 di tipo economico oltre a quello di modulazione.

Le fotografie delle figure 16 e 17 mostrano l'estrema compattezza del modulatore benchè i vari componenti non siano affatto ammassati. Lo stadio di uscita del modulatore fa uso di due tubi 7C5 funzionanti in classe B. I tubi funzionando secondo un interessante schema circuitale in cui gli schermi sono collegati alle griglie di controllo mediante resistori da 20 kΩ, cosicchè il segnale audio alimenta le griglie schermo dei tubi 7C5. Con questa connessione dei tubi la corrente anodica con gli schermi messi a terra è quasi nulla a 500 V; è così eliminata l'esigenza dell'alimentatore per la polarizzazione di griglia e per gli schermi dei tubi modulatori.

Il solo svantaggio di questo schema di connessione dei tubi risiede nel fatto che si richiede una maggior ampiezza della tensione sulle griglie-schermo. I tubi 7C5 richiedono un picco della tensione di schermo di 100-120 V per una uscita di 25 W a 500 V. (I tubi 807 nello stesso schema richiederebbero un picco della tensione di schermo di circa 280 V per 120 W d'uscita con 750 V di tensione anodica). L'elevata escursione della tensione d'eccitazione si ottiene facilmente per un modulatore di questo livello di potenza usando per l'eccitazione una coppia di tubi con uscita derivata fra catodo e massa. Un tubo 12AU7 agisce come due tubi collegati in tal modo.

Poichè un circuito con uscita fra catodo e massa determina una piccola caduta di tensione, anzicchè dare un guadagno, è necessario applicare alle griglie di tale stadio una tensione di picco di circa 140 V. Questa tensione si ottiene con l'uso di un trasformatore con rapporto 3:1 (tra l'intero primario e il secondario) all'uscita dello stadio a triodo alimentato dal microfono. In tale stadio si usa un tubo 6BH6 connesso a triodo al fine di ottenere un alto valore di conduttanza mutua *gm* ed una resistenza anodica relativamente bassa; si può ottenere un guadagno di tensione di circa 30 attraverso un trasformatore così collegato.

Il primo stadio con tubi 6AU6 consente un elevato guadagno per il modulatore eccitato sia da un microfono a cristallo, sia da un usuale tipo ceramico, sia infine da un microfono dinamico ad alta impedenza.

Se si vuole far funzionare il modulatore con un microfono a carbone lo stadio 6AU6 può essere omesso e si usa un trasformatore per accoppiare il microfono semplice alla griglia del tubo 6BH6 connesso al triodo. La corrente per un microfono a carbone semplice può otenersi usando la corrente catodica del primo stadio amplificatore audio secondo lo schema di figura 19.

I tubi 7C5 devono funzionare su una impedenza di carico, fra placca e placca, di 17.000 Ω, per una potenza d'uscita di 25 W con una tensione applicata di 500 V. Il suddetto valore dell'impedenza di carico può sembrare troppo elevato, ma si deve tener presente che i tubi funzionano a 500 V con una corrente anodica relativamente bassa. Un simile valore si avvicina del resto a quello che può dedursi teoricamente considerando un picco della corrente anodica di 109 mA ed una punta massima

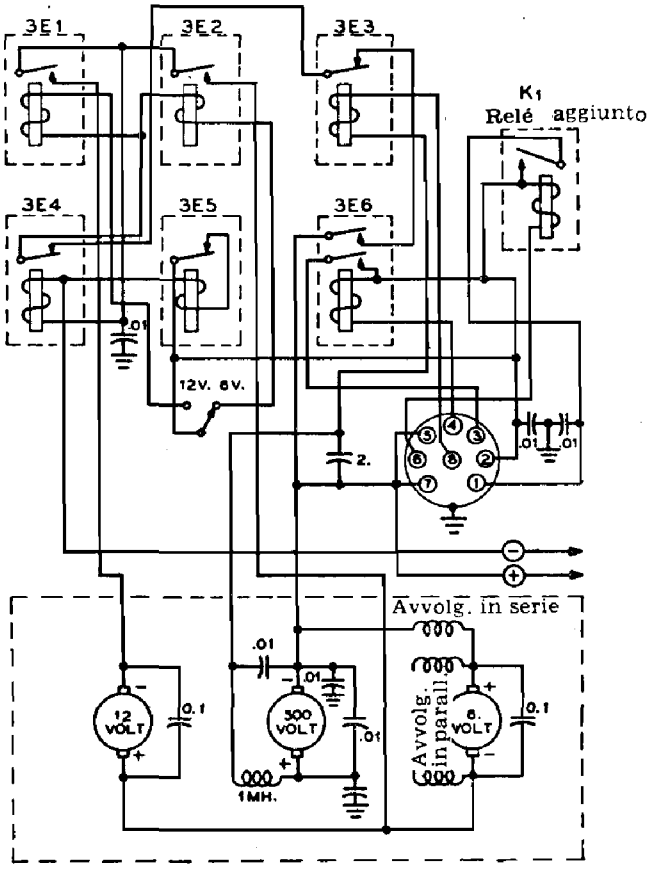


Figura 21.

SCHEMA DEL DINAMOMETRO PE-103A MODIFICATO

Tutti i componenti elettrici, ad eccezione di quelli indicati in questo schema, possono essere tolti nell'eseguire la modifica. Il resistore 3R3 è difficile da togliere e può essere cortocircuitato. Il relè K_1 può essere aggiunto se si desidera comandare la potenza degli scaldatori dei tubi mediante l'unità dinamotore. Può essere un quasiasi piccolo relè a 6 V atto a sopportare la corrente d'accensione. Questo relè non è richiesto se si adatta l'installazione indicata in fig. 20 poichè in questo tipo di montaggio la potenza dei filamenti dei tubi trasmittenti è ottenuta dal ricevitore d'auto o da una sorgente esterna ai circuiti *di controllo del dinamotore.*

Questa unità è il cuore dell'installazione mobile poichè contiene gli interruttori di comando, il filtro a bassa tensione il relè di comando dell'alimentatore a bassa tensione oltre alla lampada spia e poichè agisce come scatola di giunzione per i cavi che collegano tutti i componenti dell'apparato mobile. Per lo schema generale dell'installazione si veda la fig. 20, che mostra la funzione della cassetta di comando. Se il trasmettitore viene tolto dall'auto per usarlo con un alimentatore funzionante con tensione alternata, le funzioni di controllo di questa unità possono essere trasferite nel pannello dell'alimentatore *del trasmettitore.*

della tensione anodica di 460 V. Sotto queste condizioni di lavoro i tubi 7C5 danno un rendimento anodico sul massimo del segnale del 72 %, cosicchè con un'uscita sinusoidale a piena eccitazione di 25 W la dissipazione anodica dei due tubi risulta inferiore a 10 W. In tal modo i tubi 7C5 funzionano entro le loro massime prestazioni per quanto concerne la dissipazione anodica, nonchè la tensione e la dissipazione di schermo, ma però si viene a superare il limite della tensione anodica. Tuttavia l'isolamento dei tubi è pienamente ade-

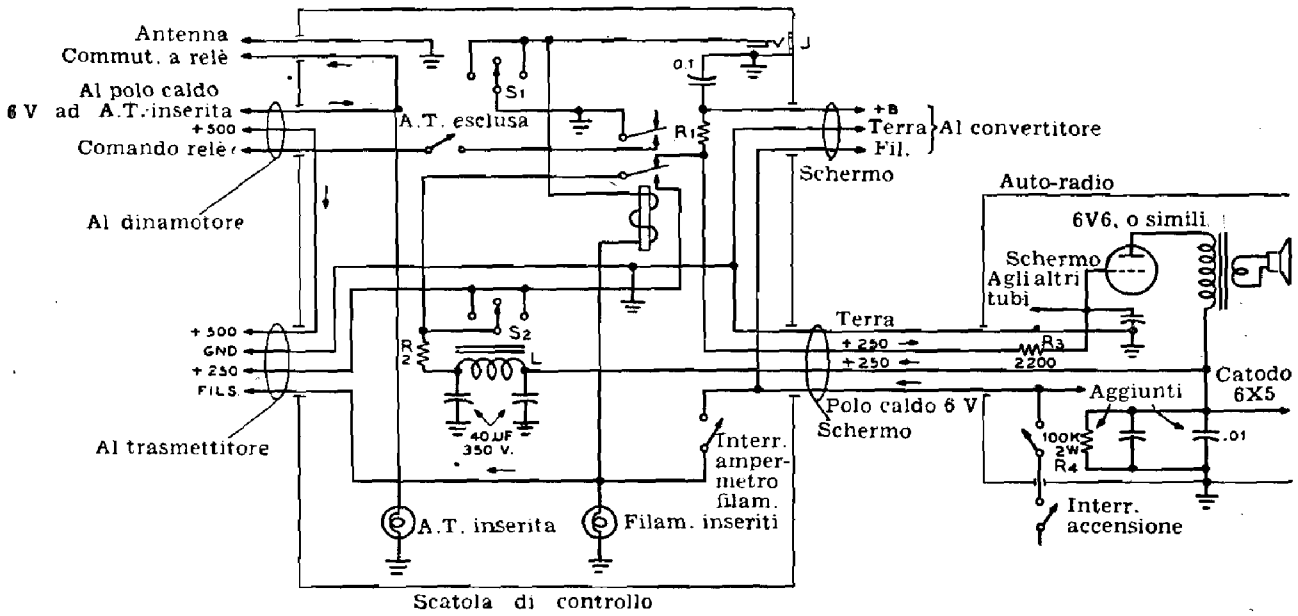


Figura 22.

SCHEMA DELLA SCATOLA DI CONTROLLO

R_1—Regolatore della tensione del convertitore

R_2—Resistore soppressore di scintilla: 200 Ω/1 W

R_3—Questo resistore è incluso nel filtro dell'auto-radio

R_4—Resistore di carico

S_1—Commutatore di conversione a 3 posizioni (inserito, escluso, temporaneo)

S_2—Commutatore per controllo di frequenza dell'oscillatore a frequenza variabile.

J—Presa per la commutazione di conversazione

guato per le sollecitazioni specificate e poichè la tensione di schermo è bassa anche nelle punte di modulazione e tutte le dissipazioni di potenza nell'interno del tubo sono contenute nei limiti prescritti, non si sono verificati inconvenienti nei tubi in più di due anni di funzionamento.

Installazione dell'apparato La figura 18 rappresenta lo schema circuitale completo del trasmettitore, ivi compreso l'oscillatore a frequenza variabile ed il modulatore previsto per un microfono a basso livello. La figura 20 rappresenta schematicamente l'intera installazione nell'ipotesi che lo stadio eccitatore e l'amplificatore al microfono funzionino con la tensione di 250 V prelevata dal ricevitore dell'auto, mentre i tubi 807 di uscita e i modulatori 7C5 vengono alimentati da un dina-motore PE-103A, o similare, a 250 V con tutti i tubi dell'eccitatore inseriti. L'erogazione dell'alimentatore a 500 V è di circa 125 mA in assenza di modulazione, e sale a 160 mA nelle punte di modulazione, con una potenza di eccitazione di 50 W sullo stadio finale. L'erogazione di 52 mA da parte dell'auto-ricevitore è generalmente ammissibile con i tipi di alimentatori normalmente usati in questi ricevitori, mentre l'erogazione suddetta dall'alimentatore PE-103A raggiunge il limite prescritto nelle punte di modulazione.

In figura 22 è dato uno schema di una scatola di controllo e di connessione da

usarsi in questa installazione. Questa unità include un dispositivo per brevi applicazioni di tensione all'unità eccitatrice per controlli della frequenza. Aprendo l'interruttore dell'alta tensione; si può così accordare l'unità eccitatrice del trasmettitore. Chiuso l'interruttore ad alta tensione si può caricaare lo stadio al valore prestabilito.

Trasmettitore 832A per 144 MHz

Il trasmettitore illustrato nelle figure 23 e 24 può essere usaato con un dinamotore, o con un alimentatore a vibratore del tipo usato per auto, o anche con un' alimentatore in alternata usato nelle stazioni fisse. In ogni caso è richiesto un alimentatore atto ad erogare 160 mA a circa 300 V. Vi è compreso anche un dispositivo per il funzionamento con microfono a carbone semplice usando la corrente anodica della 6C4 quale corrente di microfono. Volendo si può includere uno stadio amplificatore utilizzante un pentodo 6AU6 davanti alla 6C4 per il funzionamento dell'unità con microfono ceramico o dinamico.

Particolari del circuito Il trasmettitore è controllato a cristallo con uscita dallo stadio pilota su circa 24 MHz. Se è reperibile un cristallo da 24 MHz esso può vantaggiosamente essere usato nell'apparecchiatura. Tuttavia anche un cristallo da 8 MHz, del tipo reperibile facilmente nei materiali di ricupero, può essere usato con uguale facilità. L'oscillatore opera allora sulla terza armonica della frequenza fondamentale del cristallo. Questo tipo di funzionamento dà in uscita una frequenza che non è esattamente uguale a tre volte la frequenza fondamentale del cristallo. Perciò quando si deve usare un cristallo la cui frequenza deve essere molto vicina al limite di banda, è opportuno eseguire una accurata misura sulla frequenza d'uscita del trasmettitore.

I dati forniti per la bobina L_1 dell'oscillatore si sono dimostrati soddisfacenti nel funzionamento con un cristallo di 8 MHz funzionante sulla terza armonica. Tuttavia se si usa un cristallo per alta frequenza oscillante sui 24 MHz,

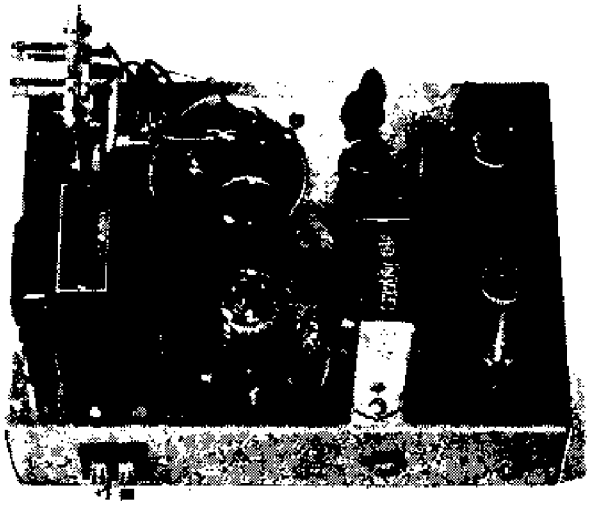


Figura 23.
VISTA DALL'ALTO DEL TRASMETTITORE A 144 MHz

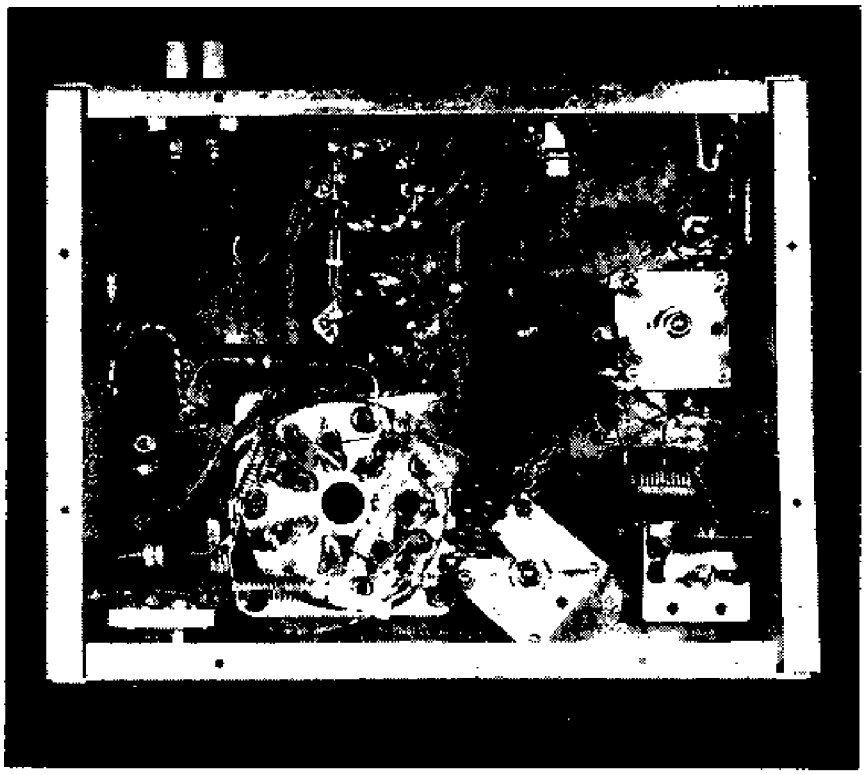


Figura 24.
SOTTO-TELAIO DE TRASMETTITORE A 144 MHz

il numero delle spire dal lato della griglia deve essere ridotto fino al valore appena sufficiente per sostenere l'oscillazione.

La seconda sezione del tubo 6J6 è accoppiata capacitivamente all'uscita dello stadio oscillatore a cristallo. Questa sezione del tubo agisce come triplicatore di frequenza con un'uscita compresa fra 72 e 74 MHz a seconda della frequenza del cristallo usato. Un condensatore a statore suddiviso viene usato nel circuito anodico con un accoppiamento capacitivo alla griglia del duplicatore 12AU7.

Il moltiplicatore da 144 MHz Chi abbia lavorato con trasmettitori controllati a quarzo di piccola potenza sulla banda dei 144 MHz sa che il problema fondamentale consiste nell'ottenere un'adeguata potenza di uscita dallo stadio che moltiplica la frequenza a 144 MHz. Nel trasmettitore qui descritto è stato sperimentato un notevole numero di tubi e di circuiti diversi. La prima disposizione usava un tubo 6J6 come triplicatore in controfase con l'oscillatore moltiplicatore 6J6 erogante una frequenza di 48 MHz. Questo dispositivo circuitale non poteva erogare una potenza sufficiente per alimentare il tubo 832A. Furono anche sperimentati i tubi 6AQ5, 6C4 e 12AU7 sia come duplicatore, sia come triplicatore. Il tubo 6AQ5 si dimostrò completamente insufficiente, il 6C4 era ai limiti di potenza anche con potenza di entrata superiore alla prescritta, e infine il tubo 12AU7 usato come triplicatore in controfase si dimostrò abbastanza soddisfacente.

Poichè il tubo 6C4 usato come duplicatore fornisce quasi la desiderata ero-

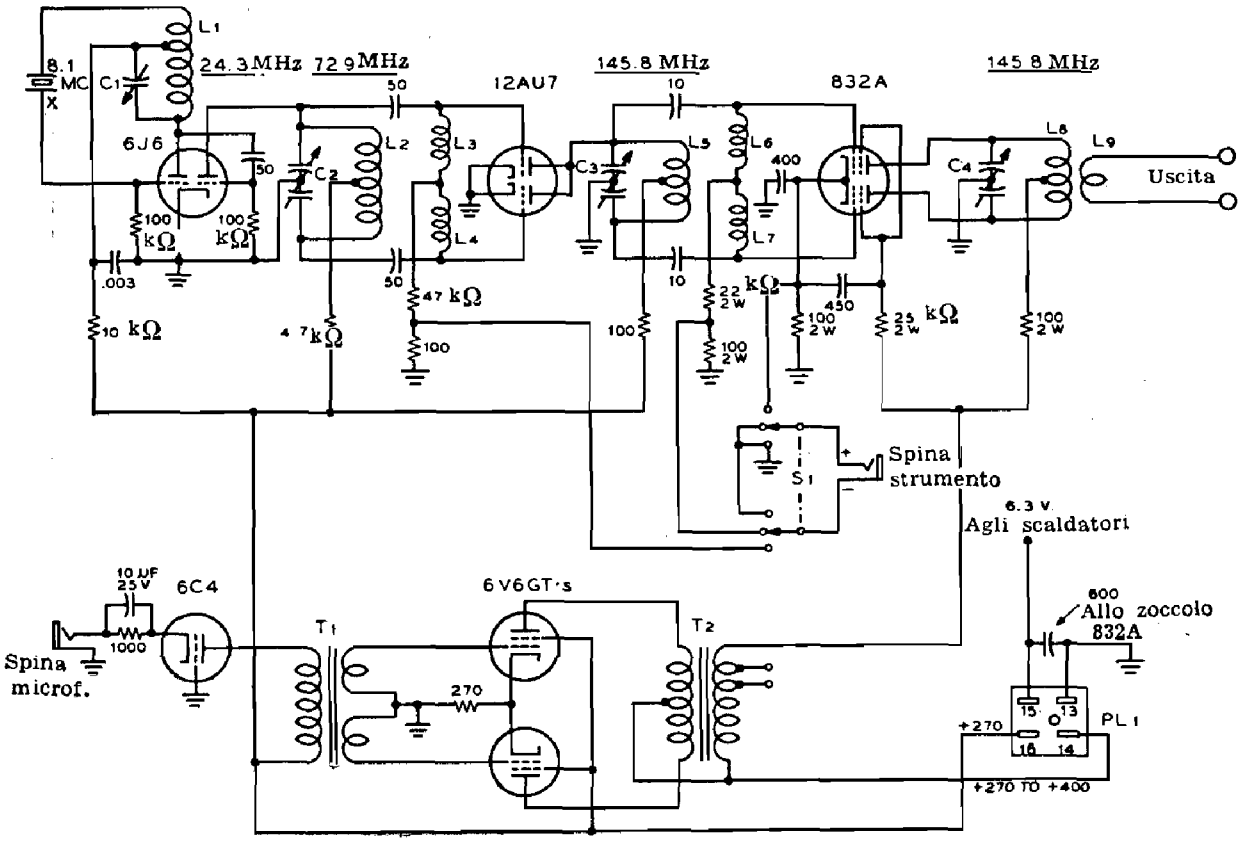


Figura 25.

SCHEMA DEL TRASMETTITORE 832A A 144 MHz

C_1—Condensatore variabile miniatura 50 pF
C_2, C_3, C_4—Piccoli condensatori a farfalla 7 pF
L_1—Bobina di 10 spire filo ∅ 0,8 su supporto ∅ 19 mm lungo 16 mm con presa a tre spire dal lato cristallo
L_2—Bob. di 10 sp. filo smaltato ∅ 2,5 avvolte con ∅ 12,5 mm e spaziatura di 28 mm
L_3, L_4—Bob. di 22 sp. di filo smalt. ∅ 0,5 avvolte strettamente su ∅ 8 mm, senza supporto e irrigidite con cemento di polistirolo
L_5—Bob. 4 spire filo ∅ 1,6 avvolte su ∅ 12,5 mm spaziate da inserire nel capocorda di C_3
L_6, L_7—Bob. 14 spire filo stagnato ∅ 1 mm avvolte su ∅ 6 mm spaziatura 23 mm
L_8—Come L_5
L_9—Bob. d'accoppiam. di 1 sp. filo ∅ 1,6 mm
S_1—Commutatore 2 poli, 3 posizioni
T_1—Trasf. entrata stadio controfase con rapp. 3 : 1
T_2—Trasf. di modul. 10 W, 10 MΩ prim., 5 MΩ sec.
PL_1—Presa a 4 contatti

gazione di potenza, il tubo 12AU7 fu anche sperimentato come duplicatore in controfase. Si cercò anche di eliminare le bobine di arresto in griglia L_6 ed L_7 usando l'alimentazione in parallelo sulla placca del 12AU7 e in serie sulle griglie dell'832A; questa disposizione non diede un'uscita soddisfacente. Pertanto il circuito fu realizzato in forma definitiva come in figura 25. La corrente di griglia dell'832A risunltò di circa 3,5 mA.

L'amplificatore finale 832A è modulato in placca mediante due tubi 6V6-GT funzionanti come amplificatori in classe AB_1. Lo stadio 832A è del tipo usuale con il circuito oscillatorio anodico e la bobina di accoppiamento all'antenna montati sul fondo del telaio. Un raccordo coassiale può essere montato in luogo dei due terminali di uscita qualora si desidera alimentare l'antenna per mezzo di un cavo coassiale. Sia nel circuito anodico dell'832A sia nel circuito anodico di entrambi gli tsadi moltiplicatori dell'eccitatore è usato un condensatore miniatura a farfalla.

Misure. È prevista la possibilità di misurare la corrente catodica dell'amplificatore finale 832A e la corrente di griglia del duplicatore 12AU7 a 144 MHz e dell'amplificatore finale 832A. Un milliampermetro da 75 o da 100 mA fondo scala può essere usato per controllare tutti i tre circuiti. L'indicazione nelle due posizioni di corrente di griglia sarà piuttosto bassa (da 1,5 a 4 mA) ma tuttavia la deviazione è sufficiente per permettere l'accordo.

Antenne mobili per 144 MHz Il sistema di antenna per stazione mobile su 144 MHz che si è dimostrato più soddisfacente è del tipo verticale a piano di terra. L'installazione preferibile se non s'incontrano inconvenienti nel tagliare un foro nel tetto metallico dell'auto, è quella che usa una asta verticale funzionante con il tetto dell'auto quale piano di terra. Esemplari di tale tipo antenna progettati per gli automobili della polizia o per usi militari sono facilmente reperibili nei materiali di ricupero. In ogni caso la lunghezza dell'asta radiante deve essere di circa 50 cm. Le aste fornite con i tipi di antenna per aereo reperibili fra i ricuperi sono spesso un po' più corte di 50 cm. Ma in molti casi un allungamento può essere realizzato fra la base larga dell'asta e l'unità di montaggio dell'antenna. Un cavo coassiale del tipo RG-8/U oppure RG58/U viene usato tra la base dell'antenna e il relè di commutazione d'antenna.

Se non si desidera praticare un foro nel tetto dell'auto per l'installazione dell'antenna in tale posizione si può montare un'antenna verticale con piano di terra alla sommità di un tubo di acciaio fissato nella parte posteriore del telaio. L'altezza del radiatore verticale, quando viene installato in questo modo deve essere almeno di altezza uguale a quella della sommità dell'auto per evitare forti effetti direttivi.

19-3 Antenne per apparecchiature mobili

Antenne per apparati mobili da 10 m La più comune antenna mobile per 10 m è uno stelo di circa 2,5 metri alimentata con una linea coassiale. Questa antenna è molto soddisfacente ma si possono fare alcuni rilievi relativamente al sistema di alimentazione e di accoppiamento.

La resistenza del punto di alimentazione di uno stelo risonante in quarto d'onda montato posteriormente è di circa 20-25 Ω. Mentre il rapporto d'onde stazionarie quando si usa un cavo coassiale di 50 Ω non deve essere superiore a 2, è tuttavia desiderabile far sì che la linea fra il trasmettitore e l'antenna abbia una lunghezza uguale ad un quarto d'onda al centro della banda. La lunghezza fisica del cavo RG-8/U dalla base dell'antenna alla bobina di accoppiamento deve essere approssimativamente lunga 1,5 metri. Il commutatore di antenna a relè deve essere preferibilmente sistemato o dal lato dell'antenna o da quello del trasmettitore, ma se è praticamente più comodo, la linea può essere interrotta in qualsiasi posizione per inserirvi il commutatore.

Se lo stesso stelo montato posteriormente viene usato per la ricezione delle radio diffusioni l'attenuazione di questi segnali per opera dell'elevata capa-

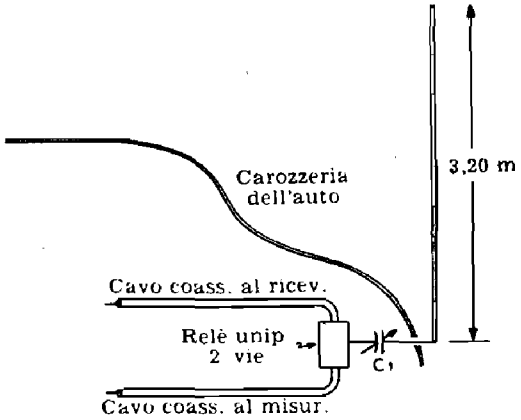


Figura 26.

ANTENNA A STILO DI 5/16 D'ONDA PER LA BANDA DI 10 m.

Se un'antenna a stilo ha una lunghezza un po' superiore all'usuale quarto d'onda essa funziona meglio e consente un miglior adattamento all'antenna della linea di trasmissione se la reattanza viene annullata mediante un condensatore in serie posto alla base dell'antenna. Il condensatore C_1 può essere costituito da un piccolo variabile da 100 pF.

cità in derivazione determinata dalla linea di alimentazione a bassa impedenza può essere ridotta sistemando il relè commutatore vicino al collegamento d'antenna e collegando questo al convertitore con un cavo coassiale da 95 Ω (invece di 50 o 75 Ω). Normalmente ciò produce un effetto trascurabile sul funzionamento del convertitore ma si avrà un sensibile aumento nell'intensità dei segnali di radiodiffusione.

Un radiatore più efficace e un migliore adattamento di linea si possono ottenere con uno stelo di circa 3 metri alimentato con un cavo coassiale da 75 Ω (quale il tipo RG-11/U) per mezzo di un condensatore in serie come indicato nella figura 26. Il relè e il condensatore in serie sono montati dentro al baule nella posizione più vicina al punto di alimentazione o all'isolatore di base. La lunghezza di 3,2 metri si riferisce alla lunghezza totale dalla punta dello stelo fino alla posizione in cui i cavi di collegamento attraversano la struttura dell'automobile. I collegamenti interni all'auto (che uniscono il cavo coassiale, il relè, il condensatore in serie e l'antenna) devono essere il più corti possibili. Il conduttore esterno di entrambi i cavi coassiali deve essere collegato a massa sul telaio dell'auto dal lato del relè con conduttori grossi e corti.

Un piccolo condensatore variabile da 100 pF serve a realizzare la capacità C_1. La posizione ottima di questo condensatore deve essere determinata sperimentalmente in corrispondenza al centro della banda. Tale regolazione sarà così soddisfacente sull'intera banda.

Una conveniente disposizione di accoppiamento per antenne a stelo di un quarto d'onda o di 5/16 d'onda su 10 metri si ottiene usando un normale circuito accordato accoppiato induttivamente ad una spira mobile che alimenta il cavo coassiale. Anche un circuito di uscita a π può essere usato convenientemente. Se l'impedenza di entrata della linea è molto bassa e il circuito di accordo ha un rapporto C/L basso, può essere necessario accordare la spira di accoppiamento con un condensatore in serie al fine di migliorare l'accoppiamento stesso. Questa condizione spesso si raggiunge con uno stelo di un quarto d'onda quando la lunghezza della linea si avvicina elettricamente a mezz'onda.

Se si usa un'antenna mobile per tutte le bande caricata al centro, la bobina di carico al centro dell'antenna deve essere cortocircuitata nel funzionamento dell'antenna sulla banda dei 10

metri. Il tipo più comune di antenna mobile caricata al centro avrà una lunghezza compresa fra 2,7 e 3,3 metri compresavi l'induttanza di carico al centro che viene cortocircuitata. Perciò tale antenna deve essere accorciata elettricamente ad un quarto d'onda per la banda dei 10 metri mediante un condensatore in serie come già si è detto. Se si usa nel circuito anodico dello stadio di uscita del trasmettitore mobile un circuito a π l'eventuale reattanza presentata ai terminali dell'antenna deve essere accordato mediante il circuito a π.

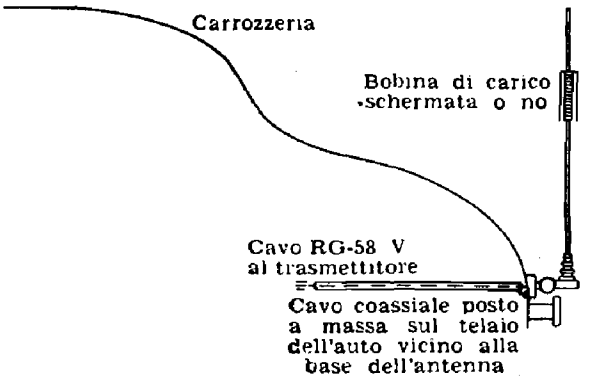


Figura 27.

ANTENNA A STILO CARICATA AL CENTRO

L'antenna a stilo caricata la centro, quando sia provvista di una bobina di carico a più prese, o di una serie di bobine, può essere usata su una vasta gamma di frequenza. La bobina di carico può essere cortocircuitata per usare l'antenna sulla banda di 10 m.

Antenna mobile a carico centrale per tutte le bande

La maggior parte delle stazioni mobili funzionanti 14 MHz, o su frequenze inferiori, usa antenne a stilo quali i tipi « Master Mount » e « Premax ». La prima usa bobine intercambiabili al centro dell'antenna per le bande di 75, 40 e 20 m, con una guaina metallica sulle bobine stesse. L'antenna Premax usa una sola bobina a varie prese per le diverse bande. Queste antenne sono fissate mediante un isolatore al paraurti o alla carrozzeria dell'auto, con la presa d'alimentazione alla base dell'antenna per il cavo coassiale che collega al trasmettitore, come mostra la figura 27.

L'antenna a stilo caricata al centro deve essere accordata per ottenere il funzionamento ottimo sulla frequenza desiderata. Queste antenne presentano la massima efficienza su una gamma di circa 20 kHz sulla banda di 75 m, coprendo talvolta una gamma più larga sulla banda di 40 m e l'intera banda in fonia sui 20 m. Il metodo per accordare queste antenne è descritto nelle istruzioni che vengono fornite con esse, ma fondamentalmente si può riassumere come segue:

L'antenna viene montata sul veicolo con un cavo coassiale RG-58/U che ne collega la base al trasmettitore. L'auto deve essere parcheggiata in zona libera da alberi, fabbricati e linee aeree. Oggetti posti a 5-6 m dall'antenna possono esercitare un notevole effetto di disaccordo sul sistema d'antenna a causa del suo elevato coefficiente di qualità Q.

L'estremità del cavo coassiale che deve collegarsi al trasmettitore termina con una bobina d'accoppiamento di 3 o 4 spire. Questa bobina viene accoppiata ad uno strumento e la frequenza di risonanza dell'antenna viene rilevata annotando le frequenze a cui si manifestano variazioni nella corrente di griglia. Le bobine fornite con le antenne sono normalmente eccessive per le usuali frequenze di funzionamento, essendo molto più facile togliere qualche spira che non aggiungerla. Le spire vengono tolte, una per volta, fino ad ottenere la ri-

sonanza dell'antenna sulla frequenza voluta. Se si fossero tolte troppe spire, si dovrà collegare un pezzo di filo mediante stagnatura. Così, con un pezzo di tubetto isolante infilato sul giunto saldato, si potranno aggiungere alcune spire per abbassare la frequenza di risonanza.

Se invece si usa il tipo di bobine a prese, ci si collega successivamente alle varie prese finchè si trova il numero di spire necessarie per la voluta frequenza di funzionamento. Questo procedimento viene ripetuto per le diverse bande di frequenza.

Alimentazione delle antenne caricate al centro

Dopo molti esperimenti si è constatato che il metodo più soddisfacente per alimentare la linea coassiale alla base di un'antenna caricata al centro si realizza con un accoppiamento a π. La figura 28 mostra la disposizione fondamentale con i valori dei parametri più adatti. Si noterà che sono richiesti valori relativamente grandi di capacità per tutte le bande di funzionamento, e particolarmente su quella di 75 m. Ma richiamandosi alla trattazione fatta nel Capitolo 7 sui circuiti a π, si potrà vedere che i valori qui consigliati sono normali in relazione a quelli dell'impedenza, del rapporto di trasformazione d'impedenza e del coefficiente di qualità Q che si hanno in un'installazione mobile di tipo normale. Un esempio di circuito d'uscita a π per tutte le bande è dato nella descrizione del trasmettitore mobile De Luxe da 50 W già fatta in questo capitolo.

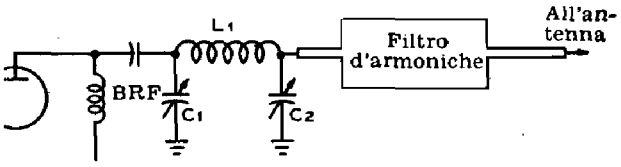


Figura 28.

ACCOPPIATORE D'ANTENNA A π

L'accoppiamento d'antenna con circuito a π è particolarmente adatto per apparati poichè effettua un certo grado di riduzione d'armoniche, consente una variazione di accoppiamento in relazione alla variazione delle condizioni di carico causate da cambiamento di frequenze e può compensare la reattanza che si presenta al trasmettitore all'estremità del cavo coassiale di collegamento all'antenna. Per l'uso dell'accoppiatore sulle bande di 3,9 MHz, C_1 deve avere una capacità massima di circa 250 pF, L_1 deve essere di circa 9 μH (30 scpire su un $\varnothing$ di 25 mm con lungh. di 50 mm) e C_2 può comprendere un elemento fisso ed uno variabile con una capacità massima di circa 1400 pF. Sulle bande di 14 e 28 MHz con condensatore variabile di 100 pF è adatto per realizzare la capacità C_1, mentre per C_2 serve un condensatore variabile di 350 pF. La bobina L_1 deve avere un'induttanza di circa 2 μH (11 spire su un $\varnothing$ di 25 mm) per 14 MHz, mentre per la banda di 28 MHz occorrono circa 0,8 μH (6 spire - $\varnothing$ 25 mm, lungh. 25 mm).

19-4 Costruzione e installazione degli equipaggiamenti mobili

Si raccomanda di attenersi alle seguenti avvertenze nella costruzione di un apparecchio mobile, trasmittente o ricevente, per assicurare un funzionamento senza inconvenienti per un lungo periodo.

Usare soltanto telai rigidi e pesanti, a meno che non siano molto piccoli.

Usare rondelle di bloccaggio e controdadi nel montare componenti con viti.

Usare fili di collegamento a trecciola salvo in quelle parti del circuito in cui sono presenti correnti intense a r.f. (ad esempio nel circuito oscillatorio anodi-

co di un amplificatore UHF). Fissare i fili ovunque possibile per evitare che vibrino e oscillino.

I condensatori d'accordo di grandi dimensioni, a meno che non siano provvisti di comando ad ingranaggi, richiedono un bloccaggio del rotore.

I tubi a riscaldamento diretto devono essere sempre montati verticalmente.

I resistori a carbone ed i condensatori a mica di maggiori dimensioni non devono essere sostenuti dalle spine degli zoccoli dei tubi, specie se si tratta di zoccoli miniatura; si dovranno usare punti di ancoraggio, ed adottare resistori e condensatori a capofili corti.

In generale, i supporto di gomma antiurto non sono necessari, se non sconsigliabili, nelle installazioni su auto per passeggeri. Il molleggio è sufficientemente dolce perchè un ben costruito apparecchio radio possa essere fissato direttamente al veicolo senza danno per urti e vibrazioni.

Gli apparati militari di ricupero, provvisti di montaggi antivibranti erano previsti per l'uso su aerei, autocarri, carri armati, battelli armati, piccole navi, o altri veicoli e imbarcazioni soggetti a forti urti e intense vibrazioni. Inoltre i montaggi elastici di tali apparati sono studiati molto accuratamente per evitare dannose risonanze.

Per facilitare le riparazioni degli apparati mobili, tutti i cavi di interconnessione fra le unità devono essere muniti di connettori sfilabili, almeno da un lato.

Circuiti di controllo I circuiti di comando di ricezione e trasmissione di un apparato mobile sono legati al progetto dell'equipaggiamento

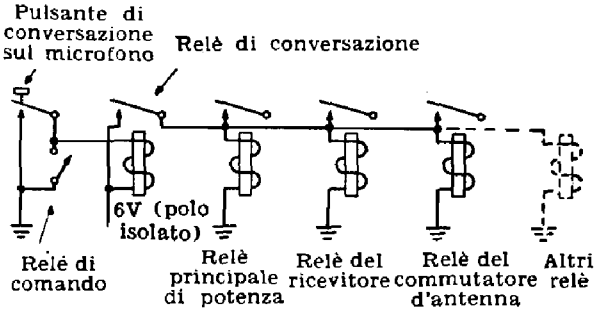


Figura 29.

CIRCUITO DEI RELE' DI COMANDO

Schema semplificato del circuito consigliato per il comando del trasmettitore mobile. Il piccolo relè di conversione è comandato dal pulsante sul microfono o dal commutatore di conversazione. Allora uno dei contatti di questo relè controlla gli altri relè del trasmettitore; un lato delle bobine di ogni relè supplementare controllato deve essere a terra.

e perciò la loro realizzazione viene lasciata all'ingegnosità del lettore. Tuttavia possono essere utili alcuni suggerimenti di carattere generale.

Si deve anzitutto tener presente che non è consigliabile voler comandare troppi relè, e particolarmente quelli a forte carico con grandi bobine, per mezzo dei comuni pulsanti di deviazione per microfoni. I contatti di questi non sono previsti per intense correnti e l'apertura su circuito induttivo causa un arco ai contatti molto superiore a quello che possono sopportare. È preferibile azionare un singolo relè col commutatore a pulsante e comandare tutti gli altri relè, compreso il « contattore » a forte carico per il dinamotore o per il vibratore, con questo relè.

Il sistema che permette di agire direttamente su un solo relè con il pulsante di conversazione, avendo tutti gli altri relè sotto controllo di questo soccorritore, elimina la difficoltà, che spesso si incontra, quando l'inserzione di una parte dell'apparecchio chiude i relè di

altre parti come conseguenza del fatto che le bobine dei relè sono poste in serie tra loro e coi circuiti dei filamenti. Nella figura 29 è illustrato un circuito di controllo generale in cui solo il relè principale ha un capo della bobina connessa al punto « caldo » del circuito a 6 V, mentre tutti gli altri relè hanno un lato connesso a massa. Un ulteriore vantaggio di questo circuito è che solo un filo di comando fa capo ad un estremo della bobina di ciascun relè, essendo messo a terra l'altro estremo.

Il relè d'alta intensità con solenoide a 6 V che funge da contattore nell'alimentatore PE103A ed è usato per avviamento nelle automobili, porta normalmente 1,5÷2 A. Benchè più costoso si può trovare un relè d'alta intensità a 6 V di tipo usuale capace di interrompere 30 A in un circuito a 6 V, con una bobina d'eccitazione che assorbe meno di 0,5 A.

Nell'acquistare i relè si tenga presente che la corrente sopportabile dai contatti non è un dato fisso ma dipende dalla tensione, dall'essere questa continua o alternata ed infine dal fatto che il circuito sia resistivo o induttivo. In caso di dubbio, attenersi alle indicazioni del costruttore. Si ricordi inoltre che un dinamotore presenta una prolungata sovraccorrente finchè il rotore non comincia a ruotare e perciò il relè d'inserzione deve essere dimensionato per una corrente sensibilmente superiore a quella normale.

Microfoni e circuiti relativi

Il microfono più usato per apparati mobili è il tipo a carbone semplice. Con un microfono ad alta uscita e con trasformatore di rapporto elevato è possibile eccitare anche uno stadio in controfase realizzato con due 6L6 senza ricorrere ad un preamplificatore di parola. Vi sono tuttavia notevoli differenze nelle potenze d'uscita dei vari microfoni a carbone semplice, ed altrenttante nei rapporti dei diversi tipi di trasformatori per microfoni. E perciò è generalmente necessario almeno uno stadio amplificatore di parola.

Uno dei più soddisfacenti microfoni a carbone è il Western Electric F1 (o il tipo equivalente Autelco). Questo microfono ha un'uscita molto alta quando funziona a 6 V ed una buona fedeltà di riproduzione della parola. Quando non si usa uno stadio amplificatore di parola, il trasformatore microfonico deve avere un primario di 50 Ω (piuttosto che 200 o 500 Ω) ed un secondario di almeno 150.000 Ω, o meglio di 250.000 Ω.

I microfoni più facilmente reperibili hanno una resistenza più alta (200÷500 Ω) ed un'erogazione inferiore; essi richiedono normalmente uno stadio di amplificazione microfonico, salvo quando sono usati con uno stadio modulatore di potenza molto bassa.

A meno che non sia usata un unità tipo F1 nella normale custodia, il contatto alla capsula presenta talvolta qualche difficoltà. Per limitarne il possibile danneggiamento conviene effettuare la saldatura alla capsula in un suo spigolo operando rapidamente e con poca lega saldante, per evitare il riscaldamento dell'intera capsula.

Una capsula microfonica tolta da uno dei complessi che si possono trovare fra i ricuperi potrà dare, se usata con un trasformatore ad alto rapporto, una tensione d'eccitazione sulla griglia del modulatore pressocchè uguale a quella ot-

tenibile con un'unità F1, col vantaggio di non richiedere una forte corrente sulla capsula nè un filtro antironzio. Si ha un semplice microfono dinamico indicato più per l'alta uscita che per la massima fedeltà.

In figura 30 è disegnato un normale circuito di collegamento per un microfono a carbone semplice, provvisto di tasto di conversazione. Praticamente tutti i microfoni a capsula semplice usati negli apparati militari portatili che si trovano sui ricuperi bellici, hanno un circuito simile.

Vi è una crescente tendenza degli operatori con apparati mobili per l'uso di microfoni aventi migliori caratteristiche di frequenza e distorsione rispetto ai tipi normali a capsula semplice. Il tipo dinamico ad alta impedenza è forse il più usato, seguito dal tipo a cristallo-ceramico. Il tipo usuale a cristallo non è adatto per stazioni mobili poichè il cristallo può essere danneggiato dalle elevate temperature che possono verificarsi in un'auto chiusa, parcheggiata al sole, specie in estate.

L'uso di microfoni a basso livello nelle stazioni mobili richiede molta attenzione per l'eliminazione dei circuiti a terra per il cavo schermato che corre dal trasmettitore al microfono deve essere fatta in un sol punto preferibilmente in stretta vicinanza della griglia del primo tubo dell'amplificatore di parola.

I microfoni a basso livello richiedono normalmente l'aggiunta di due stadi amplificatori (un pentodo ed un triodo), ma questi stadi devono assorbire soltanto 1÷2 mA di corrente anodica a 150 mA per tubo di corrente di riscaldamento dei filamenti.

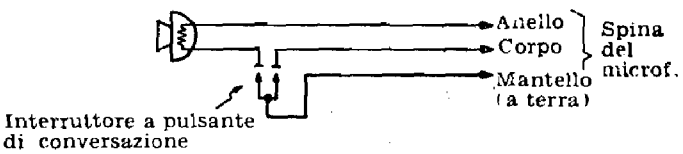


Figura 30.

COLLEGAMENTO NORMALE PER IL PULSANTE DI CONVERSAZIONE E PER IL MICROFONO MANUALE A CAPSULA SEMPLICE

Alimentazione con dinamotore PE-103A

A causa della facile reperibilità nei ricuperi bellici a basso prezzo, e dell'idoneità per l'uso con gli apparati di massima potenza che si possono usare in un'automobile senza ricorrere a batterie supplementari o a speciali generatori, il dinamotore PE-103A è forse il tipo più largamente usato dai dilettanti. Perciò si daranno qui alcune utili notizie su questa unità.

L'erogazione normale è di 160 mA a 500 V, ma la tensione d'uscita varia naturalmente col carico ed è leggermente più alta col generatore sotto carico. In effetto l'erogazione di 160 mA è per uso continuo, mentre per uso intermittente si possono derivare 275 mA, senza surriscaldamento e senza danno, o eccessivo consumo delle spazzole e del commutatore. Con questa corrente l'unità non deve funzionare in modo continuativo per più di 10 min. ed il tempo medio di inserzione non deve superare la metà del tempo di esclusione. La capacità di erogare questa corrente mostra che tale unità può essere usata col popolare trasmettitore mobile Harvey-Wells TBS-50.

La tensione d'uscita in funzione della corrente erogata è data approssimativamente dal grafico di figura 31. L'esatto valore di tensione dipende anche dalla caduta nella resistenza del cavetto di

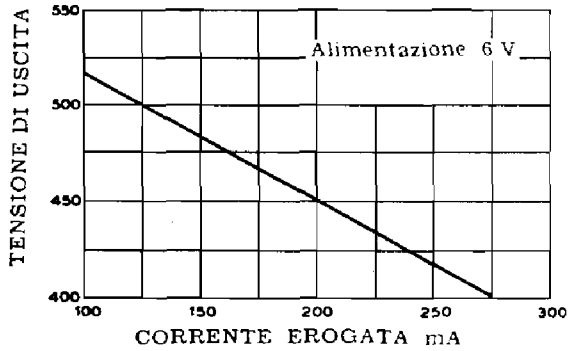


Figura 31.

DIAGRAMMA DELLA TENSIONE DI USCITA IN FUNZIONE DELLA CORRENTE EROGATA DAL DINAMOTORE PE-103A

collegamento del primario, nonchè dall'essere o meno la batteria sotto carica. L'assorbimento di corrente primaria del dinamotore (esclusi i relè) è di circa 16 A a 100 mA di erogazione, di 21 A a 160 mA, di 26 A a 200 mA e di 31 A a 250 mA.

Soltanto pochi dei componenti montati sul basamento sono assolutamente necessari in un'installazione mobile per dilettanti, ed alcuni di essi possono essere parte integrante del trasmettitore. Il basamento può essere tolto per utilizzare i componenti e le parti in ferro, oppure il dinamotore può essere acquistato senza base.

Per togliere la base si procede nel modo seguente. Si allentano i quattro dadi sulla piastra di base e si toglie il coperchio. Si tolgono le quattro viti che fissano il dinamotore alla piastra di base. Si contrassegnano le estremità dei quattro fili che escono dal dinamotore, si liberano i capocorda e si sfilano dai due anelli di gomma posti nella base nel dinamotore quando questo ne viene distaccato. Può essere necessario piegare gli occhielli dei capicorda per poterli far passare attraverso gli anelli di tenuta.

Si tolgono poi le due scatole d'estremità del dinamotore fissate, ciascuna, con due viti. Si identifica facilmente il commutatore d'alta tensione per il maggior diametro e per i più stretti segmenti. Vicino a questo vi è il commutatore a 12 V mentre dall'altra parte dell'armatura si trova quello a 6 V. Le spazzole del commutatore a 12 V si possono togliere, se si prevede di lavorare soltanto a 6 V, per ridurre l'attrito.

Se la parte dinamotore dell'unità PE-103A è del tipo Pioneer VS-25 o Russel I-530, i fili che vanno ai porta-spazzole a 12 V possono essere collegati in parallelo ai porta spazzole a 6 V con ponticelli di filo di grande sezione. Uno dei fili distaccati dai terminali delle spazzole a 12 V è la treccia del primario a 12 V e deve restare libera; l'altro filo deve essere connesso al terminale opposto per formare uno dei ponticelli.

Con tale sistemazione è necessario soltanto togliere le spazzole a 6 V e rimettere quelle a 12 V nel caso che il commutatore a 6 V risulti eccessivamente sporco, o consumato. Non si noterà alcuna differenza nell'uscita, ma siccome le spazzole a 12 V sono più leggere di quelle a 6 V non si potrà erogare più di 150 mA, se non in caso di emergenza, finchè il commutatore a 6 V non è ripulito, o riparato. A 150 mA o meno, le spazzole a 12 V durano quanto quelle a 6 V.

La ragione per cui questi particolari dinamotori possono essere usati in tal modo risiede nel fatto che vi sono due avvolgimenti a 6 V sull'armatura ed essi vengono usati in serie nel funzionamento a 12 V usando contemporanea-

mente i due commutatori. La disposizione descritta sopra sostituisce semplicemente all'ordinario avvolgimento a 6 V l'avvolgimento ed il commutatore che normalmente entrano in funzione solo per i 12 V. Alcuni dilettanti hanno riferito che la regolazione del PE-103A può esser migliorata funzionando con entrambi i commutatori in parallelo sui 6 V.

I tre fili che così escono dal dinamotore sono identificati come segue: il filo più sottile è il positivo d'alta tensione; il fillo più grosso uscente dallo stesso anello di tenuta in gomma fa capo al positivo a 6 V ed al negativo dell'alta tensione; il filo grosso uscente dall'altro anello di tenuta è il negativo a 6 V. Il negativo dell'alta tensione può essere assunto come punto di massa del telaio, comunque la batteria dell'auto abbia a terra il positivo o il negativo. In quest'ultimo caso la corrente anodica si chiude attraverso la batteria e l'avvolgimento d'armatura. Ciò pone semplicemente 6 V in serie coi 500 V e dà una tensione anodica maggiorata di 6 V.

Il baule dell'auto diventa molto caldo in estate e se il trasmettitore ed il dinamotore sono installati nel baule si consiglia di lasciare il dinamotore senza le due scatole d'estremità per facilitare il raffreddamento. Ciò è specialmente importante in climi caldi e se il dinamotore deve erogare più di 200 mA.

Quando si rimontano le spazzole su un PE-103A si veda se esse sono marcate «+» o «—». In tal caso bisogna montarle correttamente non essendo di ugual materiale. Il dinamotore deve essere marcato per poter rilevare quale portaspazzole è negativo, o positivo.

Quando si usa un PE-103A, o un qualsiasi dinamotore per tale uso, può essere necessario destinare una coppia di contatti su uno dei relè di comando per interrompere la tensione anodica o di schermo dell'oscillatore, se è fornita dal dinamotore, perchè l'uscita di questo ha un momento in cui va a zero quando si interrompe la potenza primaria.

Soppressione dei disturbi Una soddisfacente ricezione sulle frequenze superiori alla banda di radio diffusione richiede maggior attenzione nella soppressione dei disturbi. I metodi richiesti variano con le particolarità del veicolo e con la gamma di frequenza.

La maggior parte dei vari tipi di disturbi che possono presentarsi in un veicolo rientra nelle seguenti categorie principali.

1) Disturbi d'accensione;

2) Disturbi di rotazione (cerchioni, freni, cuscinetti) causa di intermittenze nel circuito di terra.

3) Scintillìo ai contatti del regolatore di tensione.

4) Uggiolìo dovuto al commutatore a segmenti isolati.

5) Disturbi per connessioni incerte fra le varie parti della carrozzeria.

Non è necessario sopprimere completamente i disturbi d'accensione poichè alle più alte frequenze i disturbi d'accensione dei veicoli che passano rendono comunque necessario un limitatore di disturbi. Tuttavia, il limitatore non deve essere troppo sovraccaricato poichè, a causa dell'alta velocità della macchina, un sistema d'accensione rumoroso

tende a mascherare i segnali deboli, anche se col limitatore di disturbi lo scoppiettìo d'accensione può sembrare eliminato completamente.

Un'altra ragione a favore di una buona soppressione dei disturbi d'accensione alla sorgente risiede nel fatto che gli impulsi di accensione comportano energia sufficiente per sovraccaricare il circuito di controllo automatico del ricevitore, causando una diminuzione di guadagno ogni qual volta la macchina accelera. Poichè i circuiti di c.a.v. del ricevitore non risentono beneficio da un limitatore di disturbi, è importante che i disturbi d'accensione siano abbastanza attenuati all'origine in modo che il c.a.v. non ne siano influenzati anche quando il motore va ad alta velocità.

Disturbi d'accensione Il metodo seguente si è dimostrato adatto a ridurre i disturbi dovuti all'accensione nella quasi totalità delle automobili ad un livello tale che il limitatore può funzionare soddisfacentemente a qualsiasi frequenza da 500 kHz a 148 MHz. Alcuni provvedimenti potranno già essere stati presi all'atto dell'installazione del ricevitore.

Per prima cosa occorre installare un soppressore di scintillio su ogni candela. Questi ultimi sono più efficaci dei soppressori e su alcune auto il disturbo d'accensione viene ridotto ad un livello soddisfacente semplicemente con la loro installazione. Tuttavia essi non possono dare un risultato adeguato da soli dopo essere stati in servizio per qualche tempo ed è buon criterio adottare i seguenti provvedimenti.

Si esaminano tutte le connessioni ad alta tensione per le candele e particolarmente le pinze terminali di innesto largamente usate. Si sostituiscono tutti i vecchi conduttori ad alta tensione che possono aver perduto l'isolamento.

Si osserva se qualche conduttore ad alta tensione è accoppiato con conduttori a bassa tensione, o se corre nella stessa sede. In tal caso rifare i collegamenti a bassa tensione onde ottenere il massimo allontanamento da quelli ad alta.

Si dispone in derivazione ad ogni estremo dei fili a 6 V che collegano la bobina spinterometrica al ruttore d'accensione un condensatore a carta in custodia stampata da 0,1 μF, in parallelo con un condensatore a mica, o ceramico, di 1000 pF, usando collegamenti molto corti.

Ci si assicura che il cofano faccia un buon contatto alla massa dell'auto in più punti. Si trovano speciali contatti di massa per unire le graffature del cofano dell'auto che altrimenti renderebbero problematica la messa a terra.

Se la bobina ad alta tensione è montata sotto il cruscotto, può essere necessario schermare il filo ad alta tensione fino al divisorio metallico che separa dal motore, a meno che non sia già schermato con una blindatura flessibile.

Disturbi di rotazione Sono dovuti sia a cariche elettrostatiche generate dalla rotazione dei cerchioni, dei pneumatici e dei tamburi dei freni, oppure a disturbi creati da cattivi contatti fra le ruote anteriori ed i rispettivi mozzi (a causa del grasso nei cuscinetti). Quest'ultimo tipo di disturbi raramente è causato dalle ruote posteriori, mentre i disturbi elettrostatici di rotazione possono naturalmente essere creati da tutte le quattro ruote.

I disturbi di rotazione possono essere eliminati con l'inserzione di molle di massa sotto le calotte frontali dei mozzi. Questi dispositivi sono reperibili presso i negozi auto-radio e di magazzini di parti radio.

Scintillio del regolatore di tensione Alcuni regolatori di tensione generano un dannoso brusìo alle più alte frequenze e particolarmente nella gamma delle v.h.f.. Un condensatore di deviazione di elevata capacità nuoce al funzionamento del regolatore e danneggia le puntine di contatto. Si può però usare una piccola capacità senza perturbare il funzionamento del regolatore. Un piccolo condensatore di deviazione ha infatti buona efficacia alle frequenze a cui il brusio diventa apprezzabile a cioè a circa 20 MHz. Un condensatore a mica di 1000 pF posto fra i terminali del regolatore e la terra con brevi collegamenti determina in generale un sufficiente miglioramento.

Se non ci fosse, si potrà aggiungere una bobina d'arresto costituita da circa 60 spire di filo ∅ 1 mm a due coperture di cotone, o di filo da campanelli, avvolte su un nucleo di 20 mm. Questa bobina deve essere inserita vicino ai terminali del regolatore ed i condensatori di derivazione derivati tra l'estremità delle bobine verso il generatore a la terra.

Uggiolìo del generatore L'uggiolìo provocato dal generatore, noto anche coi nomi di « urlìo » o « brontolìo » del generatore, può spesso essere soppresso nella gamma di frequenze da 550 kHz a 148 MHz derivando semplicemente fra i terminali dell'armatura e la terra uno speciale condensatore di deviazione auto-radio di 0,25÷0,5 μF in parallelo con un condensatore a mica o ceramico di 1000 pF. Al primo, che viene normalmente applicato al generatore quando si installa un auto-radio, deve essere aggiunto il condensatore a mica o ceramico con collegamenti molto brevi per avere un fnzionamento altrettanto buono sulle più alte frquenze e su quelle di radio diffusione.

Qualora si richiedano più drastiche misure, si possono inserire adatti filtri. Questi sono particolarment indicati nei casi più gravi in cui viene interessato un largo campo di frequenze. Per la ricezione su una sola banda relativamente ristretta, quale ad esempio quella dei dilettanti su 10 m, un filtro molto efficace può essere improvvisato collegando tra i condensatori di deviazione prima descritti e le armature del generatore una bobina risonante. Questa può esser costruita con filo smaltato di ∅ 2,5 mm avvolto su adatto nucleo ed accordata con un piccolo condensatore variabile (compensatore) sulla frequenza centrale della banda interessata. Per la banda di 10 m si avvolgono 11 spire su un nucleo di ∅ 25 mm disponendo in parallelo un compensatore a mica del tipo a compressione da 3-30 pF. Il compensatore deve essere regolato sperimentalmente sulla frequenza centrale.

Quando l'uggiolìo del generatore si manifesta anche dopo aver provveduto come sopra ad un soddisfacente silenziamento si devono controllare le condizioni delle spazzole e del commutatore. A meno che il condensatore di deviazione non sia interrotto, un eccessivo di-

sturbo indica che le spazzole o il commutatore richiedono una revisione per prevenire guasti al generatore.

Disturbi elettrostatici dovuti alla carrozzeria Giunzioni allentante nella carrozzeria o nel telaio possono produrre disturbi quando l'auto è in moto, specie su strade cattive.

Individuare l'origine di questi disturbi non è facile ed il metodo più semplice è di ripassare tutti i serraggi del veicolo nella speranza di eliminare i cattivi contatti origine del disturbo. L'uso di collegamenti a treccia tra le varie sezioni della carrozzeria e del telaio si è pure dimostrato molto utile.

Osservazioni varie Vi sono altre sorgenti potenziali di disturbi sulle automobili, ma esse non sempre danno luogo ad interferenze apprezzabili e perciò richiedono d'essere esaminate solo in alcuni casi.

Il calore, la pressione dell'olio, il misuratore di livello della benzina possono causare rumori di raspìo. Il livello della benzina è quella che più facilmente causa disturbi, ma soltanto quando il veicolo oscilla o è in moto. Sul misuratore di livello e sul quadrante indicatore. devono essere derivate coppie di condensatori di deviazione costituite da un condensatore a carta da 0,1 μF e da uno a mica o ceramico da 1000 pF.

Ad alta velocità e sotto particolari condizioni atmosferiche, si possono avere disturbi per effetto corona o di velocità, a meno che non si prendano opportuni provvedimenti. Le antenne a stilo per radioricevitori sono spesso provviste di una sferetta di materiale plastico nelle punte per ridurre questo tipo di disturbi che consiste semplicemente nella scarica dell'elettricità generatasi per attrito sul veicolo. Uno stilo la cui estremità metallica sia appuntita presenta un punto favorevole per le scariche elettrostatiche e causa disturbi ad una tensione molto inferiore a quella degli stili con cappuccio isolante. Un pezzo di vinilite infilato sulla sommità dello stilo previene questo tipo di disturbi anche nelle peggiori condizioni. Un'altra soluzione consiste nell'avvolgere la sommità con nastro gommato isolante tipo « Scotch ».

In generale non è consigliabile, dal punto di vista del funzionamento del motore, usare tanto i soppressori di scintilla sulle candele quanto un soppressore al distributore. A meno che la spaziatura del rotore del distributore non sia eccessiva, i disturbi causati dallo scintillìo non sono gravi e possono essere attenuati soddisfacentemente da un limitatore. In caso contrario è preferibile schermare il collegamento « caldo» tra la bobina d'accensione e il distributore piuttosto che usare un soppressore.

In molti casi le aste di comando, i cavi del tachimetro ecc. captano disturbi ad alta tensione sotto il cofano e li convogliano sotto il cruscotto dove causano disturbi. Occorre allora collegare tali organi alla lamiera divisoria tra motore e cruscotto nel punto in cui essi la attraversano usando corte trecciole di conveniente sezione.

Sovente può essere necessario connettere il motore al telaio in corrispondenza dei supporti di gomma nel modo suddetto. Se si usa uno stilo montato posteriormente anche il tubo di scappa-

mento deve essere connesso al telaio se è sostenuto da supporti di gomma.

Localizzazione delle sorgenti di disturbi La determinazione delle sorgenti di certi tipi di disturbo è resa difficile quando più cause contribuiscono al disturbo stesso, in quanto l'eliminazione di una causa porta ad una diminuzione inapprezzabile sul disturbo risultante. Si consiglia perciò di seguire il seguente procedimento di identificazione.

I disturbi d'accensione sono presenti solo quando l'interruttore è chiuso, anche se il motore ruota.

I disturbi del generatore si manifestano quando il motore è in moto indipendentemente dall'essere aperto, o chiuso l'interruttore d'accensione.

I disturbi dell'indicatore di livello della benzina normalmente sono presenti solo quando l'interruttore d'accensione è chiuso.

I disturbi elettrostatici di ruota persistono anche quando la frizione è libera e l'interruttore d'accensione è aperto, cosicchè l'auto si muove per inerzia.

I disturbi di carrozzeria si notano maggiormente su strade sconnesse che su strade liscie e particolarmente a bassa velocità.

CAPITOLO VENTESIMO

Apparati riceventi

È generalmente ammesso, anche da parte di coloro che sono interessati alla costruzione di apparati, che il sistema più economico per procurarsi i ricevitori necessari al funzionamento delle stazioni dilettantistiche è quello di acquistare apparati di normale produzione di fabbrica. Sono tuttora disponibili, sul mercato dei materiali residuati, eccellenti ricevitori commerciali praticamente a qualunque prezzo.

Molti di tali ricevitori sono stati appositamente progettati per l'utilizzazione nel campo delle radiocomunicazioni dilettantistiche. Per eguagliare le caratteristiche di tali apparati occorrerebbe spendere, nel solo acquisto dei materiali, all'incirca la stessa somma necessaria per l'acquisto di tutto il ricevitore già montato ed in più occorrerebbe spendere molto tempo, che potrebbe meglio essere impiegato per la messa a punto del trasmettitore e dell'antenna e per la costruzione dei sistemi di controllo del trasmettitore stesso.

Ottimi ricevitori residuati di guerra, come ad es. i BC348, BC312 e BC342, possono tuttora essere agevolmente acquistati ad un prezzo molto minore di quello necessario per l'acquisto delle sole parti componenti.

In verità tali ricevitori non coprono, così come sono, le bande di frequenza superiori a 14,4 MHz e che sono riservate ai radioamatori, ma è possibile acquistare convenientemente ottimi convertitori, che consentono di ottenere la copertura delle più alte bande di frequenza dilettantistiche. Vi è qualche radioamatore che, in possesso di un ricevitore di notevoli caratteristiche, preferisce costruire da sè il convertitore necessario per la ricezione delle frequenze più alte oppure per il funzionamento con controllo a quarzo su una particolare gamma di frequenza.

Allo scopo di soddisfare tale esigenza, dedichiamo questo capitolo alla costruzione di convertitori e di adattatori, che siano in grado di funzionare abbinati ai normali ricevitori che fan parte delle stazioni da radioamatore.

Eccezionalmente, allo scopo di aiutare i radioamatori principianti ad acquisire familiarità con il funzionamento dei più semplici circuiti radio, descriviamo

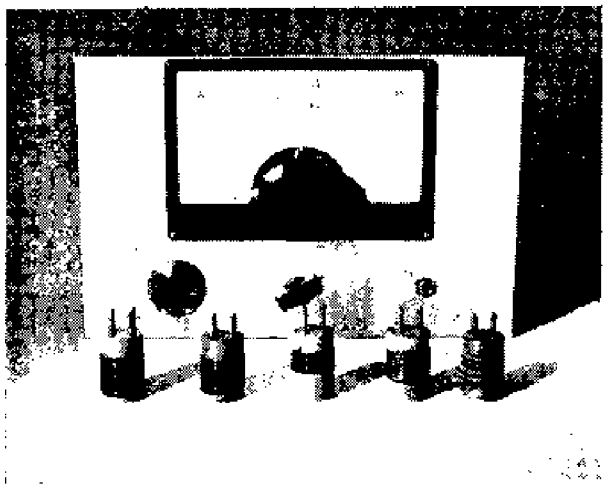
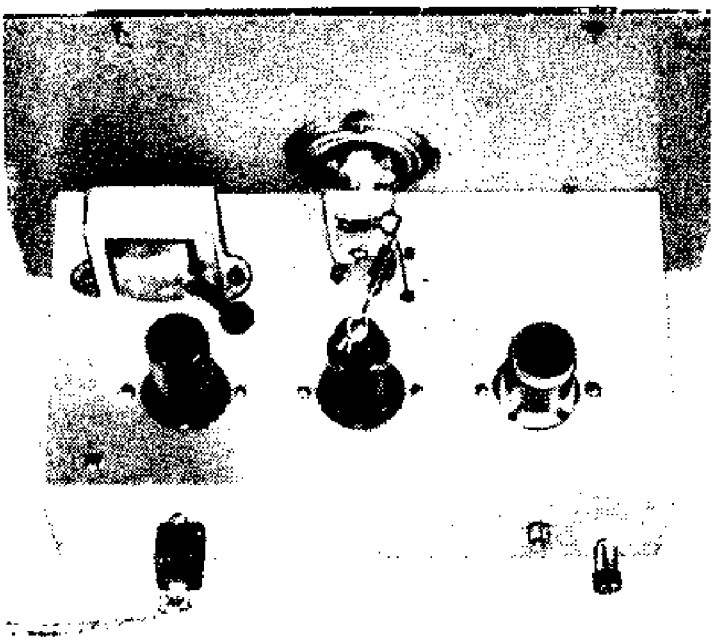


Figura 1.
VISTA FRONTALE DEL RICEVITORE A REAZIONE, ILLUSTRANTE LE BOBINE

anche un facile ricevitore a reazione. Successivamente ne verrà descritta una variante mediante la quale tale ricevitore può essere trasformato in un altrettanto semplice quanto ottimo convertitore ad un solo tubo elettronico per le gamme di frequenza inferiori a 30 MHz.

Figura 2.
VISTA POSTERIORE DEL RICEVITORE A REAZIONE



Ricevitore a reazione con due tubi

Le figure da 1 a 4 illustrano un semplice ricevitore a reazione impiegante due tubi elettronici. Il ricevitore è previsto sostanzialmente per funzionare, mediante un alimentatore semplice, utilizzando la tensione di rete, ma esso può altresì essere fatto funzionare mediante una batteria A di accensione a 6 V e mediante una batteria anodica B a 180 V, oppure, in luogo di quest'ultima, mediante un vibratore con relativo filtro, alimentato dalla batteria A.

Il ricevitore impiega un tubo elettro-

TABELLA DELLE BOBINE PER IL RICEVITORE A REAZIONE

1,8 MHz	68 spire filo smaltato da 0,32 mm strettamente avvolte, presa catodica alla 9ª spira. Manopola di esplorazione di gamma approssimativamente posta su 4.
3,5 MHz	30 spire filo smaltato da 0,65 mm strettamente avvolte, presa catodica a 3 ½ spire. Manopola di esplorazione di gamma posta approssimativamente su 3.
7,0 MHz	19 ¼ spire filo smaltato da 0,65 mm strettamente avvolte, presa catodica a 2 ¾ spire. Manopola di esplorazione di gamma posta approssimativamente su 7.
14 MHz	9 ¾ spire filo smaltato da 0,65 mm spaziate a 2 mm, presa catodica a 2 ½ spire. Manopola di esplorazione di gamma posta approssimativamente su 7.
21 MHz	Usare la bobina da 28 MHz con la manopola di esplorazione di gamma posta approssimativamente su 4.
28 MHz	4 ¾ spire filo smaltato da 0,65 mm spaziate a 22 mm, presa catodica a 1 ½ spire. Manopola di esplorazione di gamma posta approssimativamente su 8.

Tutte le bobine sono avvolte su un supporto di 25 mm di diametro.

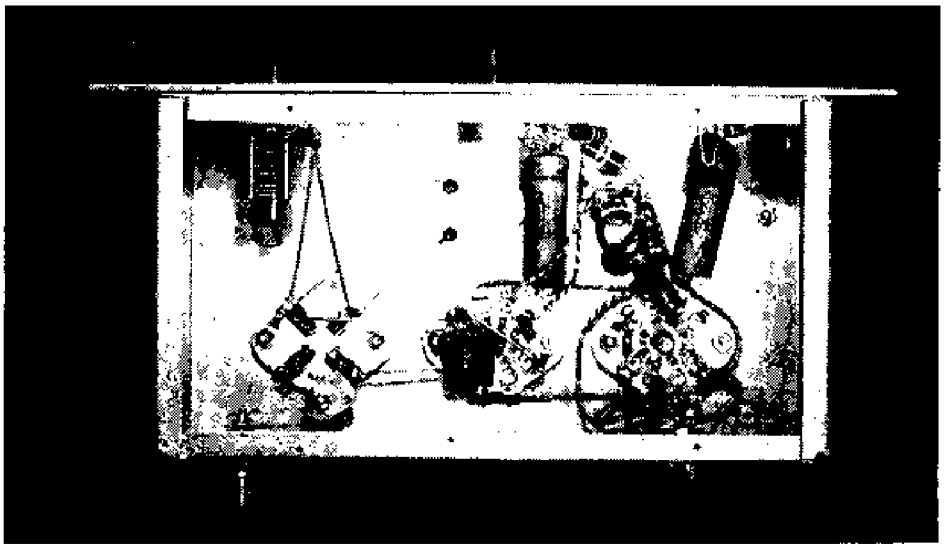


Figura 3.
INTERNO DEL TELAIO DEL RICEVITORE A REAZIONE

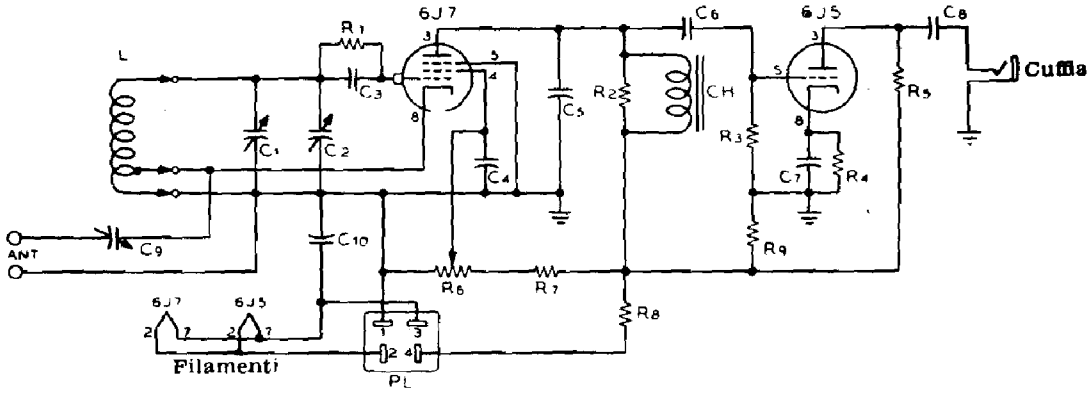


Figura 4.

SCHEMA ELETTRICO DEL RICEVITORE A REAZIONE

C_1—100-μμF variabile piccolo
C_2—15-μμF variabile piccolo
C_3—100-μμF mica piccolo
C_4—0,05-μF 400 V tubolare a carta
C_5—250-μμF mica
C_6—0,01-μF 400 V tubolare a carta
C_7—25-μF 25 V elettrolitico
C_8—0,05-μF 400 V tubolare a carta
C_8—7 ÷ 35-μμF compensatore ceramico
C_{10}—0,003-μF mica piccolo
CH—Avvolgimento secondario di un audiotrasformatore
L—Vedi tabella delle bobine per ricevitore a reazione
R_1—2,2 MΩ ½ W
R_1—2,2 MΩ ½ W
R_2—100.000 Ω ½ W
R_3—470.000 Ω ½ W
R_4—1000 Ω ½ W
R_5—100.000 Ω 2 W
R_6—50.000 Ω potenziometro a variazione lineare
R_7—100.000 Ω 2 W
R_8—22.000 Ω 2 W
R_9—47.000 Ω 2 W
PL—Innesto per alimentatore.
Le connessioni a PL sono:
1) Massa, polo negativo della tensione anodica
2) 6,3 V ai filamenti
3) 6,3 V ai filamenti
4) Positivo della tensione anodica a 250 V.

NOTA: Se si debbono usare batterie, oppure se l'alimentatore anodico dà una tensione inferiore a 200 V, dovrà essere omessa la resistenza R_9 dal circuito. Dovrà pure essere eliminata la resistenza R_8 e il terminale 4 di PL dovrà essere connesso al punto comune a R_7, CH e R_5.

nico tipo 6J7 come rivelatore a reazione e un tubo tipo 6J5 come audio-amplificatore. I segnali di uscita vengono inviati ad una cuffia telefonica ad alta impedenza (2000 Ω o più). Con questo ricevitore vengono coperte tutte le gamme dei radiodilettanti, da 1,8 fino a 30 MHz, e può essere usata una semplice antenna a filo, ottenendo un'ottima ricezione su tutte le gamme di frequenza.

Per la costruzione è impiegato un pannello di alluminio, delle dimensioni di cm 20 × cm 30 e di circa 3 mm di spessore, e un telaio di alluminio da cm 14 × cm 25, alto 8 cm. La posizione dei componenti sul telaio e sul pannello che risulta dalle fotografie 1 a 3 può essere variata senza alcun pregiudizio delle caratteristiche dell'apparecchio.

La manopola grande comanda il condensatore variabile principale di accordo e la manopola piccola, a sinistra in basso sul pannello, comanda il condensatore di esplorazione di gamma.

La manopola posta al disotto di quella di accordo comanda la reazione. La presa per la cuffia telefonica è posta sull'angolo destro in basso del pannello frontale. Tutte le connessioni per l'alimentazione del ricevitore sono eseguite mediante una spina a quattro poli visibile sul retro del telaio. Parimenti sul retro del telaio è montato il terminale per il collegamento dell'antenna al ricevitore.

Messa a punto del ricevitore Per mettere in funzione il ricevitore e per eseguire la relativa messa a punto, vanno osservati i seguenti suggerimenti:

1) Collegare con un cavo di alimentazione a 4 conduttori l'alimentatore con il ricevitore.

2) Innestare la bobina, adatta alla banda di frequenza intorno a 3,5 MHz, nello zoccolo per l'innesto delle bobine sul ricevitore.

3) Inserire la spina di corrente dell'alimentatore nella presa della tensione di alimentazione di rete e accendere l'apparato servendosi dell'interruttore di alimentazione.

4) Inserire la spina di innesto della cuffia telefonica nella presa posta sul pannello del ricevitore e attendere circa un minuto affinchè i tubi elettronici possano raggiungere la condizione di regime.

5) Porre il condensatore variabile di esplorazione di banda, situato sulla sinistra in basso del pannello del ricevitore, all'incirca sulla posizione indicata con 3 dalla manopola graduata.

6) Se si ha a disposizione un oscillatore campione, inserire nel ricevitore un segnale di circa 4000 KHz e ruotare la manopola per la regolazione della reazione fino a che si avverta nella cuffia una nota di frequenza bassa. Contrassegnare sulla manopola graduata di sintonia principale del ricevitore il punto corrispondente alla frequenza di 4000 KHz e procedere analogamente per le altre frequenze, allo scopo di ottenere i vari punti di taratura della manopola principale di sintonia.

Se non si può disporre di un oscillatore campione, si colleghino l'antenna e la terra al ricevitore e, di sera, si cerchi di ricevere qualche segnale nella banda di 3,5 MHz.

I due estremi della banda possono essere determinati, con sufficiente approssimazione, prendendo nota dei punti al di fuori dei quali non esiste più alcun segnale di radioamatori. Questo procedimento di taratura deve essere ripetuto

per le altre bobine di induttanza che servono per la ricezione sulle altre bande di radiodilettanti.

La posizione approssimativa della manopola del condensatore principale di sintonia, per ognuna delle bande di frequenza riservate ai radioamatori, potrà essere annotata sulla sommità delle bobine.

La capacità di accoppiamento dell'antenna deve essere regolata sul valore minimo, con il quale si ottenga ancora una soddisfacente ricezione per tutte le bande di frequenza.

Il regolatore di reazione deve essere posto in modo che si abbia una reazione minima, ottenendo in tal modo la migliore ricezione. Questo regolatore deve perciò essere posto sul punto in cui il tubo rivelatore è lievemente in oscillazione, quando si ricevono segnali radiotelegrafici, mentre deve essere posto appena al disotto del punto di innesco delle oscillazioni, quando si vogliano ricevere segnali radiotelefonici.

Convertitore supereterodina ad un solo tubo elettronico

Il ricevitore a reazione, che è stato ora descritto, fornirà sorprendenti risultati su tutte le gamme destinate ai radiodilettanti, se si tien conto del fatto che in esso sono impiegati solo due tubi elettronici.

Ma i ricevitori a reazione lasciano molto a desiderare in fatto di selettività e sono spesso di critica manovra. La ricezione a supereterodina, che come è noto offre un gran numero di vantaggi, può essere applicata a tutte le gamme d'onda destinate ai radioamatori, ricorrendo ad un convertitore supereterodina accoppiato ad un normale ricevitore per radioaudizioni circolari oppure ad un ricevitore ad onde corte con copertura di gamma limitata.

Uno degli accorgimenti più economici e che può dare risultati completamente soddisfacenti, consiste nell'usare un ricevitore supereterodina atto a ricevere la gamma da 3 a 6 MHz direttamente su tale gamma, e accoppiato ad un semplice

TABELLA DELLE BOBINE PER IL CONVERTITORE SUPERETERODINA

GAMMA	BOBINA OSCILLATRICE	BOBINA DI ANTENNA
1,8 MHz	Usare la bobina a 3,5 MHz del ricevitore a reazione.	54 spire filo smaltato da 0,65 mm avvolte strette su un supporto di 37 mm di diametro. Primario di aereo con 8 spire di filo smaltato da 0,65 mm
3,5 MHz	Usare la bobina a 3,5 MHz del ricevitore a reazione.	35 spire filo smaltato da 0,65 mm avvolte strette su un supporto di 25 mm di diametro. Primario di aereo con 7 spire.
7 MHz	Usare la bobina a 7 MHz del ricevitore a reazione.	18 spire filo smaltato da 0,65 mm avvolte strette su un supporto da 25 mm di diametro. Primario di aereo con 6 ¾ spire.
14 MHz	Usare la bobina a 14 MHz del ricevitore a reazione.	7 ¼ spire filo smaltato da 1 mm spaziate a 16 mm. Primario di aereo con 4 spire filo da 0,65 mm non smaltato.
21 MHz e 28 MHz	Usare la bobina a 28 MHz del ricevitore a reazione.	5 ¾ spire filo nudo da 1 mm spaziate a 16 mm. Primario di aereo con 5 spire filo da 0,65 mm.

Tutte le bobine di antenna del convertitore sono avvlote su un supporto di 25 mm di diametro fatta eccezione della bobina da 1,8 MHz che è avvolta su un supporto di 37 mm di diametro.

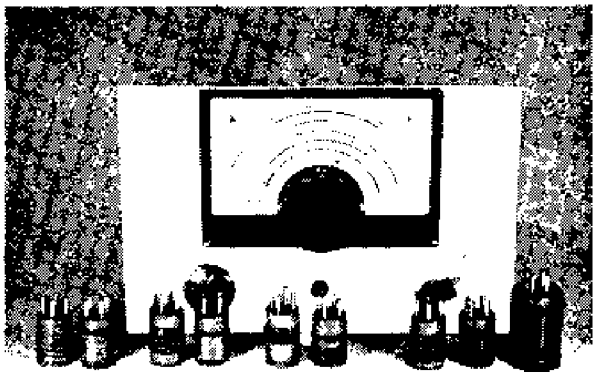


Figura 5.
VISTA FRONTALE DEL CONVERTITORE SUPERETERODINA, ILLUSTRANTE LE BOBINE

convertitore supereterodina, quando si debbano ricevere altre bande di frequenza riservate ai radioamatori.

Il convertitore che descriviamo può essere usato accoppiato a qualunque ricevitore atto alla ricezione di frequenze fino a 1,5 MHz (normale ricevitore per radioaudizioni ad onde medie) oppure fino a 3 MHz.

Per quanto si è detto sopra, quando viene usato un normale ricevitore per radioaudizioni circolari, occorrerà naturalmente che il convertitore copra tutte le bande di frequenza riservate ai radioamatori. Facendo invece uso di un qualche tipo speciale di ricevitore, il convertitore dovrà consentire la ricezione di bande di frequenza particolari.

Il convertitore illustrato dalle figure da 5 a 8 è progettato per essere costruito come una variante del ricevitore a reazione che è stato precedentemente descritto. La variante deve venire eseguita al seguente modo: vengono eliminati tutti i componenti del ricevitore a reazione, fatta eccezione dei due condensatori variabili di accordo e dello zoccolo per le bobine. Quindi si inverte lo zoccolo a 8 piedini, posto nel centro del telaio, in modo che l'asola di guida sia posta dalla parte anteriore guardando il telaio dal davanti.

Successivamente viene montato un altro zoccolo ceramico a 4 piedini nella posizione che precedentemente occupava lo zoccolo per il tubo 6J5. Si pone quindi un interruttore, del tipo rotante, nel posto precedentemente occupato dal regolatore di reazione e si pone un condensatore variabile di accordo da 100 μμF nel posto dove prima era sistemata la presa per la cuffia telefonica.

Il condensatore variabile, collegato in parallelo alla bobina di uscita sull'anodo del tubo 6SA7, viene montato sul telaio, in posizione tale che l'alberino di comando passi attraverso il foro del telaio attraverso il quale dapprima passavano i conduttori per l'impedenza a radiofrequenza che era posta sul circuito anodico del tubo 6J7.

Dopo aver eseguite queste varianti, che comportano ulteriori lievissime lavorazioni meccaniche, possono essere eseguiti i collegamenti, che sono mostrati in figura 8. Lo zoccolo della bobina di reazione, che precedentemente era impiegata nel ricevitore a reazione, ora viene usato come zoccolo per la bobina dell'oscillatore e tutte le bobine costruite per il ricevitore a reazione possono essere usate, senza modifica alcuna, come bobine oscillatrici per il convertitore. Lo zoccolo a quattro piedini che si è aggiunto, serve per il circuito accordato che trasferisce sulla griglia controllo del tubo 6SA7 il segnale proveniente dall'antenna.

Procedura di accordo La procedura di accordo per il convertitore è relativamente semplice. Si inserisce nel relativo zoccolo la bobina

Figura 6.
VISTA SUPERIORE DEL CONVERTITORE SUPERETERODINA

La bobina oscillatrice è a destra e la bobina mescolatrice (antenna) a sinistra del tubo 6SA7.

adatta ad una delle bande da radioamatori e si collega l'uscita del convertitore con l'entrata del radioricevitore, abbinato col quale il convertitore dovrà funzionare. Il circuito anodico del tubo elettronico 6SA7 dovrà evidentemente essere accordato sulla stessa frequenza sulla quale è sintonizzato il circuito di entrata del radioricevitore abbinato al convertitore.

Si applichi la tensione di alimentazione anodica, e quella per la accensione del filamento del tubo elettronico, al convertitore e si accenda il radioricevitore che è a questo abbinato. Si aumenti il regolatore di volume del radioricevitore e lo si sintonizzi su 3000 KHz (supponendo che il radioricevitore abbia la possibilità di ricevere tale frequenza). Dovrà essere udito in uscita dal ricevitore un certo livello di disturbi. Successivamente si accordi il condensatore variabile, posto in derivazione sulla bobina del circuito anodico del tubo 6SA7, fino ad ottenere il massimo livello di disturbi emessi dal ricevitore. Ciò si ha quando il circuito anodico del tubo 6SA7 viene sintonizzato sulla stessa frequenza sulla quale sono accordati i circuiti di entrata del radioricevitore abbinato al convertitore.

Si colleghi quindi una antenna al convertitore e si ponga la manopola di esplorazione di gamma approssimativamente sulla stessa posizione che essa assumeva quando il convertitore era usato come ricevitore a reazione. Successivamente si regoli il circuito di griglia del tubo 6SA7 fino ad ottenere il massimo livello di disturbo e si sintonizzi in modo da ricevere qualche segnale. Se il convertitore è stato montato correttamente si otterranno eccellenti risultati su tutte le bande di frequenza al disotto di 30 MHz.

Si troverà inoltre che il circuito della griglia controllo del tubo 6SA7 (la manopola a destra del pannello frontale) si accorda agevolmente sul massimo del

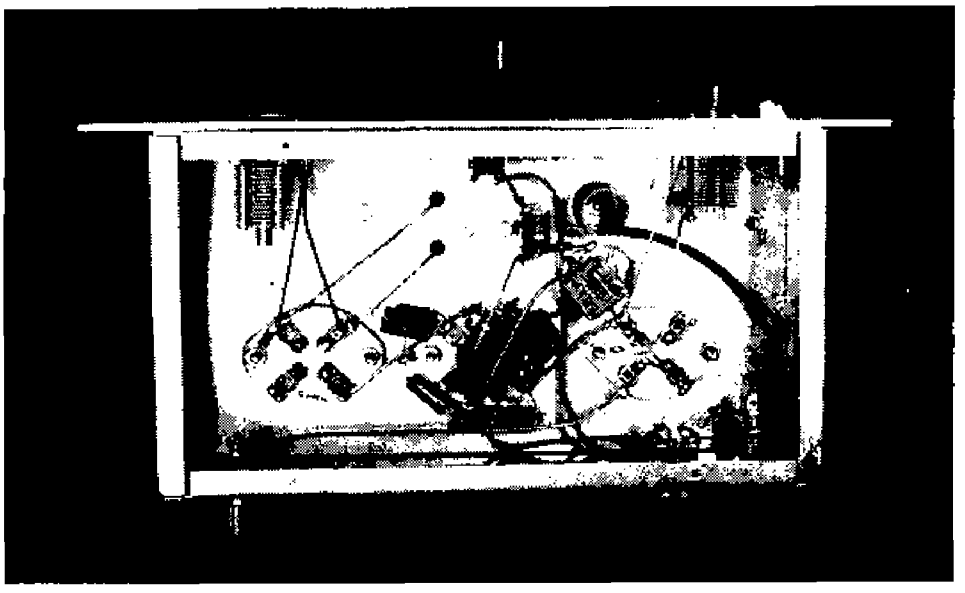


Figura 7.
INTERNO DEL TELAIO DEL CONVERTITORE SUPERETERODINA

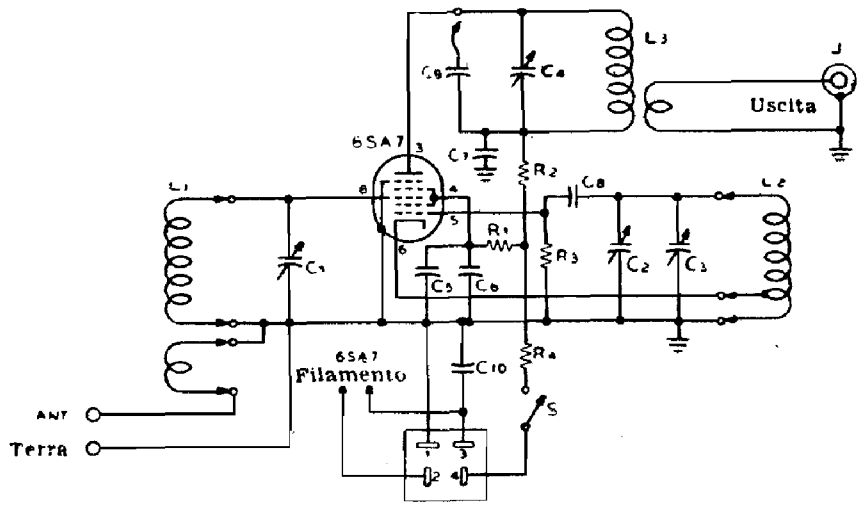


Figura 8.

SCHEMA ELETTRICO DEL CONVERTITORE SUPERETERODINA

C_1, C_2—100-μμF variabile piccolo
C_2—15-μμF variabile piccolo
C_4—20 ÷ 125-μμF variabile ceramico
C_5—0,003-μF mica piccolo
C_6—0,01-μF 400 V tubolare a carta
C_7—0,0068-μF mica piccolo
C_8—75-μμF mica piccolo
C_9—75-μμF mica piccolo
(NOTA: C_9 è inserito nel circuito solo quando il convertitore funziona con un ricevitore accordato su 1,5 MHz. Per la frequenza di 3 MHz, C_9 va omesso).

L_1, L_2—Vedi tabella delle bobine per il convertitore supereterodina.
L_2—13 ÷ 16 spire filo smaltato da 0,32 mm avvolte su supporto di 19 mm di diametro. L'accoppiatore ha 8 spire da 0,65 mm smaltate.
R_1—22.000 Ω, 2 W
R_2—100 Ω, ½ W
R_3—22.000 Ω, ½ W
R_4—47.000 Ω, 2 W
S—Interruttore a scatto
J—Innesto per antenna del tipo per auto.
C_{10}—0,003-μF mica piccolo

segnale da ricevere, mentre potrà essere ottenuta una sufficiente escursione, in ciascuna delle bande di frequenza dei radioamatori, mediante la sola manovra della manopola graduata di sintonia, senza dovere perciò riaccordare il circuito di griglia del tubo mescolatore (6SA7).

Il trascinamento di frequenza fra il circuito di griglia del mescolatore e il circuito accordato dell'oscillatore è tanto più trascurabile, quanto meglio il circuito di griglia del mescolatore è accordato sul segnale. La parte oscillatrice del convertitore può essere fatta funzionare sia su una frequenza più alta, come su una frequenza più bassa rispetto alla frequenza del segnale da ricevere, purchè la differenza fra le due frequenze corrisponda al valore della frequenza di uscita dal convertitore, ossia a quello su cui sono accordati i circuiti di entrata del radioricevitore.

Quindi se la frequenza di uscita del convertitore deve essere di 3 MHz (e quindi su tale frequenza è accordato anche il radioricevitore), l'oscillatore può funzionare indifferentemente su 3 MHz al disopra della frequenza del segnale da ricevere, oppure su 3 MHz al disotto, a seconda della bobina usata per l'oscillatore.

Per ricevere con il convertitore onde persistenti non modulate, occorrerà porre in funzione l'oscillatore eterodina che

trovasi nel radioricevitore abbinato al convertitore. Qualora il radioricevitore ne fosse sprovvisto, occorrerà aggiungervelo.

Aggiunta di una frequenza intermedia a 175 KHz ai ricevitori aventi frequenza intermedia più alta

Alcuni radiodilettanti, che impiegano ricevitori di serie aventi una frequenza intermedia di 915 KHz, come ad esempio il BC348 normale di serie, hanno riscontrato che il valore di frequenza intermedia usato è troppo elevato per consentire un soddisfacente funzionamento, quando si ricevono onde persistenti non modulate sulle bande di frequenza dilettantistiche, oppure quando si ricevono comunicazioni in fonia su qualunque gamma. Qualora lo si desideri, risulta possibile aggiungere un adattatore esterno avente un valore di frequenza intermedia più basso, che consenta quindi una maggiore selettività. Inoltre, alcuni dilettanti hanno modificato la frequenza di oscillazione dell'oscillatore locale e ritoccato l'allineamento degli stadi di amplificazione a radiofrequenza dei loro ricevitori, in modo da poter usare valori di frequenza intermedia assai più bassi dei valori originali.

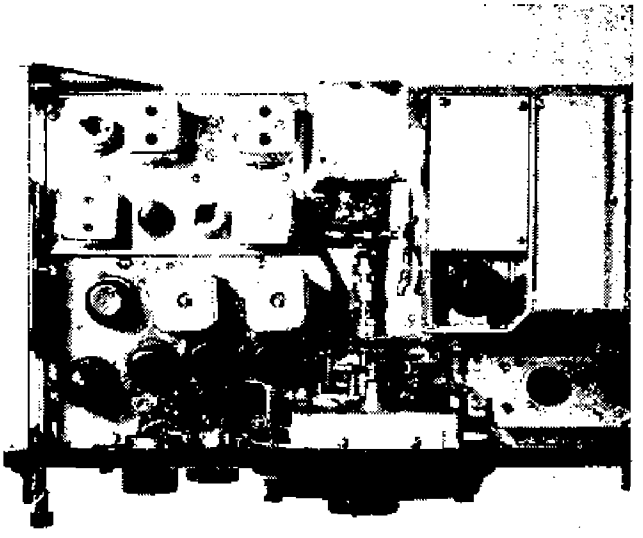
In qualche apparato reperibile sul mercato dei materiali residuati, è possibile, eliminando il gruppo alimentatore a survoltore, ricavare lo spazio necessario per aggiungere un canale di amplificazione a frequenza intermedia, più selettivo. Alcuni, dopo aver tolto tale survoltore, hanno piazzato al suo posto l'alimentatore dalla tensione di rete. È però avvenuto che la quantità notevole di calore, emanato da tale alimentatore, ha causato una eccessiva deriva di frequenza del radioricevitore, specialmente avvertibile quando si ricevono onde persistenti non modulate. Allora, poichè è sempre meglio montare esternamente l'alimentazione, lo spazio lasciato libero mercè la eliminazione del gruppo alimentatore a survoltore, risulta ideale per sistemarvi un amplificatore a frequenza intermedia a 175 KHz. Contemporaneamente alla installazione di un canale di media frequenza selettivo a 175 KHz è utile aggiungere nel ricevitore uno stadio di amplificazione ad audiofrequenza ed uno stadio limitatore di disturbi.

Alle modifiche accennate sopra, possono essere apportate molte varianti, ma quelle elencate sono sufficienti per otte-

Figura 9.

VISTA SUPERIORE DEL RICEVITORE BC348 CON INSTALLATO IL CANALE DI AMPLIFICAZIONE A FREQUENZA INTERMEDIA A 175 KHz.

Risulta evidente il condensatore ceramico di accoppiamento fra T_2 e T_3. Esso è fisicamente montato fra loro. Si vede anche lo zoccolo con il tubo sistemato nel posto precedentemente occupato dal terzo trasformatore a frequenza intermedia a 915 KHz.



nere, dal radioricevitore, prestazioni molto soddisfacenti. La selettività risulterà eccellente e consentirà la ricezione, sull'una o sull'altra banda laterale, dei normali segnali modulati in ampiezza e la ricezione di onde persistenti non modulate con o senza l'inserzione di un quarzo nel circuito del ricevitore.

Il circuito del ricevitore, come è evidente, rimane invariato per la parte che precede il secondo canale di media frequenza a 175 KHz e più precisamente fino al secondario del secondo trasformatore di media frequenza, che viene collegato ad un tubo mescolatore tipo 6BE6, il quale esegue la conversione della frequenza intermedia da 915 KHz a 175 KHz. L'uscita del tubo 6BE6 passa attraverso due trasformatori di media frequenza a 175 KHz, che sono lascamente accoppiati, e viene quindi inviata allo stadio amplificatore a media frequenza a 175 KHz, impiegante un tubo elettronico tipo 6BA6. Perviene così al tubo 6AL5 che esegue la doppia funzione di diodo rivelatore e di limitatore di disturbi. I tubi elettronici 6BE6, 6BA6 e 6AL5, con tutti gli altri componenti ad essi associati, sono montati sopra un piccolo telaio, che viene sistemato nel posto precedentemente occupato dall'alimentatore a survoltore.

L'uscita del tubo 6AL5 viene condotta, attraverso il regolatore di volume posto sul pannello frontale, alla parte amplificatrice ad audiofrequenza, costituita dai tubi 6SJ7 e 6V6, posta in vicinanza dei due trasformatori a frequenza intermedia a 915 KHz. Il tubo 6C5, oscillatore eterodina, che funziona su 915 KHz semplicemente per il motivo che anche prima della modifica funzionava su tale frequenza, è installato sul telaio originario fra i tubi 6V6 e 6SJ7.

Procedura per la modifica La figura 11 mostra il circuito modificato della parte finale del ricevitore. Prima di eseguire qualunque modifica al ricevitore è opportuno accertarsi che tutta la parte che, nel ricevitore, precede il secondo trasformatore di media frequenza, funzioni correttamente.

Se il ricevitore, precedentemente alla modifica, funziona correttamente, non sorgeranno difficoltà gravi; ma se il ricevitore fosse ancora nelle condizioni originali e ancora non fosse stato provato, sarà necessario anzitutto predisporre per l'alimentazione a 6,3 V dei filamenti dei tubi elettronici, qualora questi in precedenza venissero alimentati in serie-parallelo mediante la batteria a 12 V che alimentava anche il survoltore. Dopo essersi accertati che il radioricevitore è in normali condizioni di funzionamento, cosicchè un eventuale difettoso funzionamento dopo le modifiche debba essere imputato solo alla parte modificata, si potranno iniziare i lavori di modifica. Il primo lavoro da eseguire consiste nella eliminazione di tutti i componenti associati al 3° stadio originario di amplificazione a frequenza intermedia, al rivelatore, al regolatore automatico di sensibilità, allo stadio eterodina per ricezione di onde persistenti non modulate e allo stadio finale di potenza ad audiofrequenza.

Dovranno altresì essere asportati anche i collegamenti della bobina oscillatrice dell'oscillatore eterodina, del commutatore che inserisce il regolatore automatico di sensibilità oppure il regolatore manuale di sensibilità; ma, dopo averne

tolti i collegamenti, tali componenti debbono nuovamente venire sistemati al loro posto. Occorre inoltre togliere il 3° trasformatore a frequenza intermedia e al suo posto và installato uno zoccolo octal.

Il canale amplificatore a media frequenza a 175 KHz e il limitatore di disturbi vanno montati su un telaio piano, avente le dimensioni di cm 9,8 × cm 15,2. Sui due lati da cm 9,8 viene ricavato un bordo di circa 1 cm di altezza, che viene piegato in su allo scopo di irrobustire il telaio stesso. Pertanto le dimensioni della piastra di alluminio, prima della piegatura, saranno di cm 11,8 × cm 15,2. Dopo che il telaio sia stato piegato, su esso andranno eseguiti i quattro fori necessari a fissarlo sul telaio principale. Si potrà così, separatamente dal ricevitore principale, costruire, collegare e provare il canale a media frequenza a 175 KHz. Risulta in tal modo assai semplice la installazione del telaio sul ricevitore principale.

I due stadi ad audiofrequenza e l'oscillatore eterodina, vengono montati utilizzando i tre fori del telaio principale posti in vicinanza dei due trasformatori a media frequenza a 915 KHz, che erano rimasti invariati. Fra la 6V6 e il trasformatore di uscita e fra quest'ultimo e le due prese per cuffia telefonica poste sul pannello, verranno usati collegamenti schermati. Il secondario a bassa impedenza del trasformatore di uscita viene collegato ad una presa per cuffia telefonica, mentre quello ad alta impedenza viene collegato all'altra presa.

L'avvolgimento a bassa impedenza è previsto per l'audizione in cuffia telefonica, mentre all'avvolgimento ad alta impedenza verrà collegato un altoparlante a magnete permanente munito di trasformatore per adattare l'impedenza di uscita di 2000 Ω alla impedenza della bobina mobile.

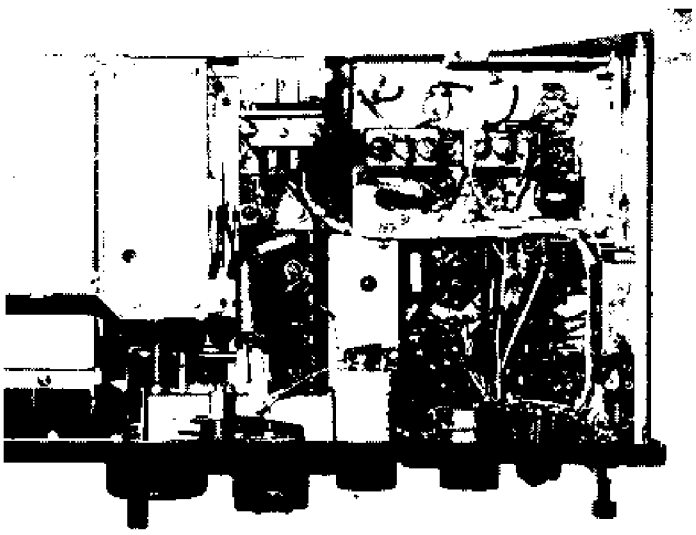
I collegamenti fra il circuito limitatore e il regolatore di volume e fra questo e la griglia controllo del tubo 6SJ7, verranno eseguiti in cavetto schermato per tutta la loro lunghezza.

Il commutatore, che inserisce o il regolatore automatico di sensibilità o quello manuale, viene collegato differentemente in seguito all'impiego di un alimentatore esterno per la tensione di rete. La nuova esecuzione dei collegamenti per tale commutatore è illustrata nella figura 11. Sono stati eliminati, come si vede da tale figura, sia la resistenza da 5000 Ω che il condensatore da 0,05 μF, che originariamente erano invece posti

Figura 10.

INTERNO DEL TELAIO DEL RICEVITORE BC348 MODIFICATO

Nell'angolo a destra in alto si vede il telaio aggiunto, che porta l'amplificatore a frequenza intermedia a 175 KHz, il rivelatore e il limitatore di disturbi.



sul circuito per la variazione della costante di tempo dell'oscillatore eterodina.

Il circuito del ricevitore, realizzato secondo le indicazioni della figura 11, è molto efficiente per la ricezione di segnali deboli. Invece segnali molto forti, come ad esempio quelli emessi da stazioni locali oppure quelli convogliati al ricevitore da un convertitore a forte amplificazione, possono provocare un sovraccarico al ricevitore. Tale sovraccarico avviene al seguente modo: si supponga che debba essere ricevuto un segnale debole avente la frequenza di 3900 KHz e quindi che su tale frequenza venga sintonizzato il ricevitore, mentre su una frequenza prossima a quella del segnale da ricevere, ad esempio su 3908 KHz, esista un forte segnale. La sensibilità del ricevitore risulta la massima possibile per il segnale a 3900 KHz e questo perverrà quindi al canale di amplificazione a media frequenza a 175 KHz. Ma, essendo scarsa la selettività e degli stadi accordati a radiofrequenza e di quelli a media frequenza a 915 KHz, anche il segnale avente la frequenza di 3908 KHz verrà ricevuto con piena amplificazione e perverrà quindi, con alta intensità, alla griglia della mescolatrice 6BE6, provocando in essa una rettificazione accompagnata da riduzione di sensibilità e distorsione. Viene così a ridursi l'amplificazione totale del ricevitore, a seguito dell'azione esercitata sul regolatore automatico di sensibilità dalla tensione rettificata dalla griglia del tubo 6BE6. Questo notevole inconveniente è una conseguenza naturale del funzionamento del regolatore automatico di sensibilità dei ricevitori, quando questo agisce sugli stadi ad alta amplificazione che precedono quelli ad alta selettività. Esso può essere eliminato, nei ricevitori progettati appositamente per funzionamento con doppia conversione di frequenza, da un accurato progetto degli stadi preamplificatori, nei quali i segnali hanno livello basso, in modo che i segnali stessi pervengano agli stadi aventi elevata selettività senza provocare in questi alcuna rettificazione. Se necessario, l'inconveniente di cui sopra può essere eliminato realizzando un regolatore manuale di sensibilità a radiofrequenza e a frequenza intermedia, aggiunto al normale regolatore di volume ad audiofrequenza.

Nel ricevitore precedentemente illustrato basterà inserire a tale scopo un potenziometro da 20.000 Ω, con una piccola manopola, fra massa e i terminali delle resistenze di polarizzazione catodica degli stadi di amplificazione a radiofrequenza e a frequenza intermedia, staccando tali terminali da massa. Con questo regolatore manuale di sensibilità sarà possibile eliminare dal ricevitore qualunque effetto di saturazione dovuto a segnali molto forti. Qualora invece risultino assenti segnali così forti da provocare saturazione nel ricevitore, il regolatore manuale di sensibilità verrà ruotato in modo che la resistenza risulti corto-circuitata, rendendo così possibile la ricezione di segnali anche molto deboli.

Procedura per l'allineamento

Per procedere all'allineamento del canale di amplificazione a frequenza intermedia a 175 KHz è opportuno disporre di un buon generatore di segnali. Con questo si allineeranno dapprima gli stadi amplificatori a 175 KHz misurando, mediante un misuratore di uscita o acusticamente me-

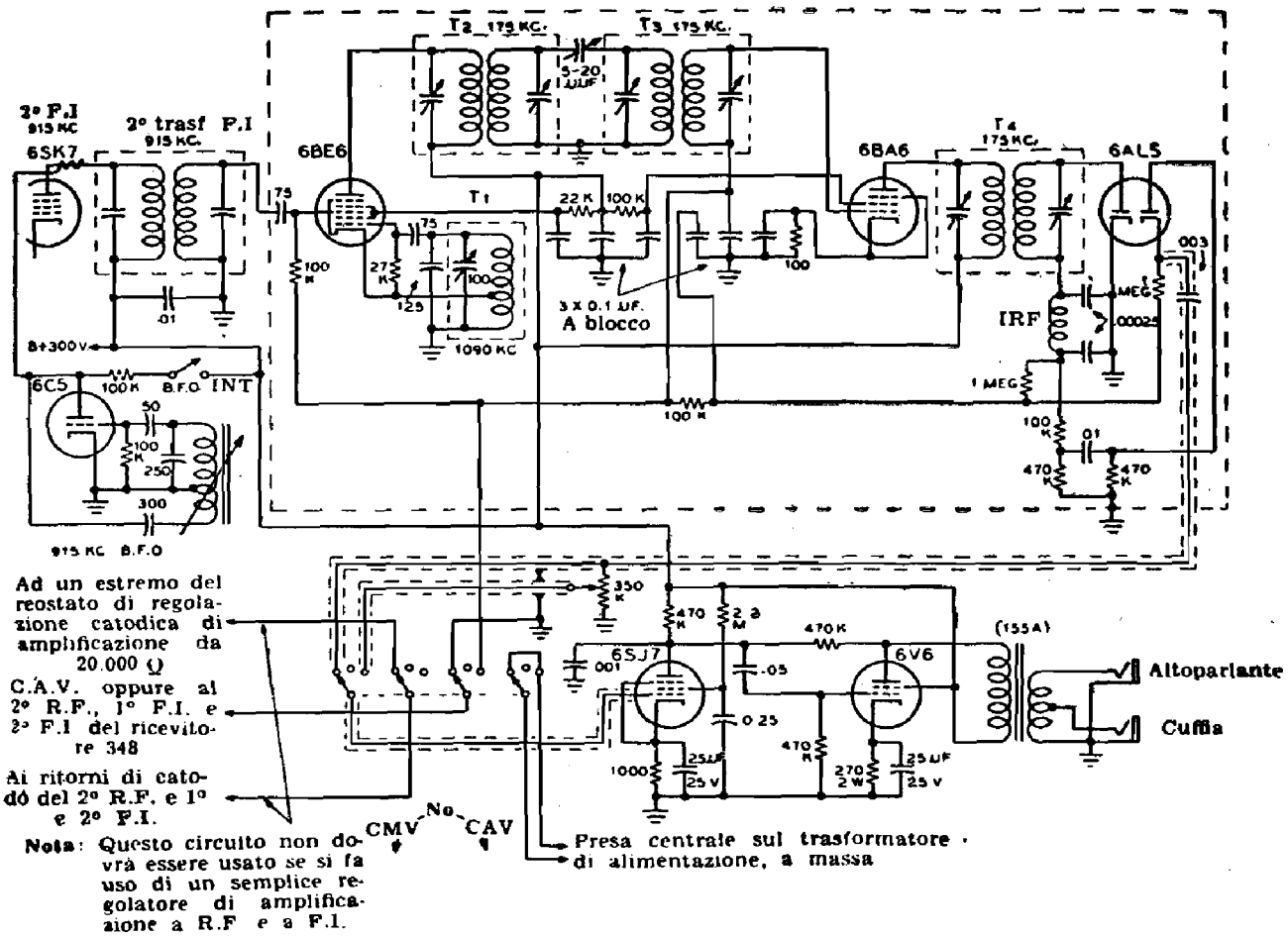


Figura 11.

SCHEMA ELETTRICO DEL CIRCUITO AGGIUNTO AL BC348

IRF—8 mH impedenza a radiofrequenza

T_1—Oscillatore per banda da radioaudizioni per tubo 6SA7 schermato, con compensatore da 100-μμF.

T_2, T_3—Trasformatori intervalvolari a frequenza intermedia a 175 KHz.

T_4—Trasformatore di uscita a frequenza intermedia a 175 KHz.

diante un altoparlante, il segnale di uscita della rivelatrice 6AL5 amplificato da un amplificatore ad audiofrequenza. Successivamente, con l'ausilio di un normale radioricevitore accoppiato sull'uscita del tubo mescolatore 6BE6, si regola il condensatore posto su T_1 fino a che sul radioricevitore, accordato su 1090 KHz, venga ricevuto un segnale.

Si ponga quindi il generatore di segnali sulla frequenza 915 KHz e si ruoti leggermente il compensatore T_1, variandone la capacità, fino a che il segnale a 915 KHz, erogato dal generatore, venga convertito alla frequenza centrale della banda di media frequenza a 175 KHz. Regolando opportunamente il compensatore da 5 ÷ 20 μμF che accoppia T_2 con T_3, si potranno avere rilevanti variazioni nella selettività del canale a 175 KHz.

Qualora non fosse disponibile alcun

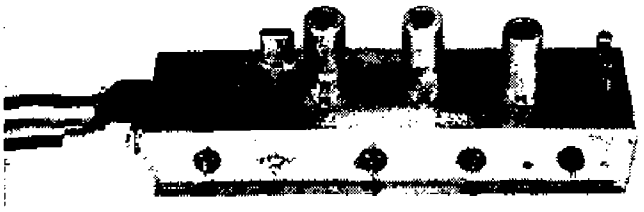


Figura 12.
VISTA SUPERIORE DEL CONVERTITORE A 28 MHz CONTROLLATO A QUARZO

generatore di segnali, si potrà procedere all'allineamento del canale a frequenza intermedia usando questo come radioricevitore per onde medie e, mediante un circuito accordato, accoppiando una antenna alla griglia del tubo mescolatore 6BE6. Variando l'accordo del circuito di griglia di tale tubo si otterrà la sintonia su un tratto della gamma delle radioaudizioni ad onda media prossimo a 900 KHz, mentre la frequenza dell'oscillatore verrà variata mediante l'accordo del compensatore da 100 μμF posto su T_1. Il canale ad audiofrequenza costituito dai tubi 6SJ7 e 6V6 può essere, se lo si desidera, provato separatamente, ma esso non dovrebbe dar luogo ad alcun inconveniente nel suo funzionamento. Dopo aver installato il canale di amplificazione a 175 KHz, può essere conveniente riaccordare nuovamente il compensatore posto su T_1 per assicurarsi che la frequenza centrale del canale a 915 KHz viene convertita esattamente nella frequenza centrale del canale a 175 KHz. Sarà necessario a tale scopo un piccolissimo ritocco alla capacità del compensatore posto su T_1.

Può essere utile, per la ricezione di onde persistenti non modulate, spostare la frequenza di T_1 di pochi chilohertz da una parte o dall'altra rispetto alla frequenza di 1090 KHz, così da ottenere una selettività più spinta facendo coincidere la frequenza del segnale con la frequenza centrale del canale a 175 KHz. L'eventuale filtro a quarzo esistente sul ricevitore sarà molto utile per l'esecuzione di un tale allineamento.

Convertitore a cristallo a larga banda su 28 MHz

L'apparato mostrato nelle figure 12 e 13 e il cui schema è riportato in figura 14 è progettato per rispondere a due requisiti generali:

1) Consentire una completa coper-

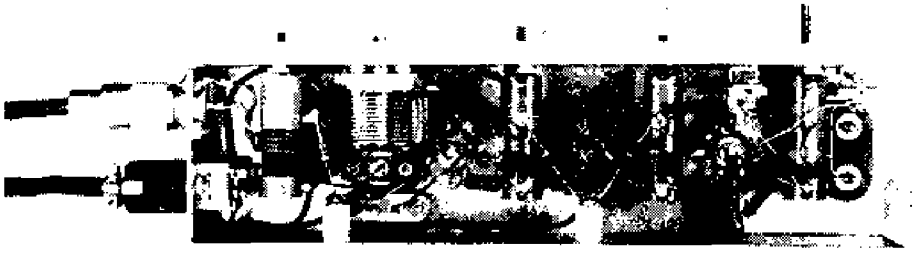


Figura 13.
INTERNO DEL TELAIO DEL CONVERTITORE CONTROLLATO A QUARZO A 28 MHz.

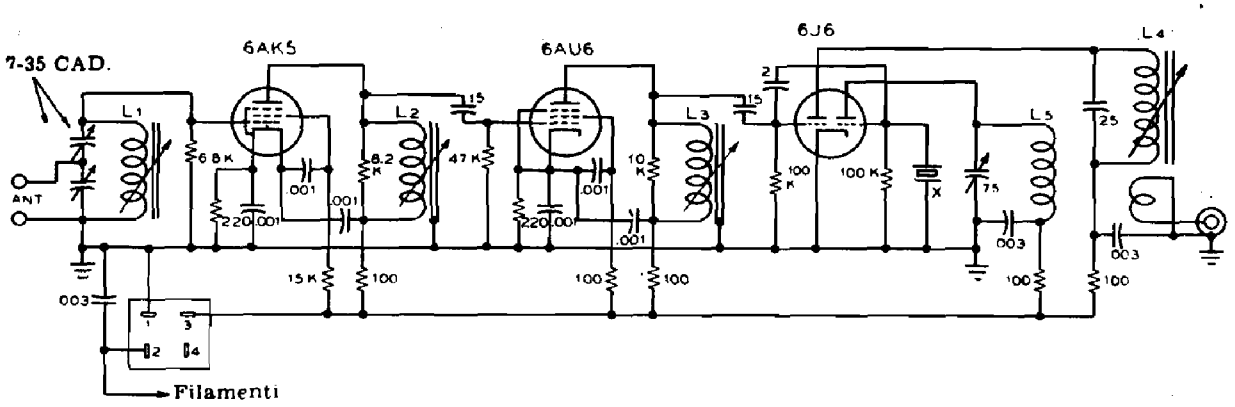


Figura 14.

SCHEMA ELETTRICO DEL CONVERTITORE A LARGA BANDA A 28 MHz

L_1—10 spire filo smaltato da 0,5 mm. Supporto di 13 mm di diametro
L_2-L_3—13 spire filo smaltato da 0,8 mm. Supporto di 13 mm di diametro
L_4—28 spire filo smaltato da 0,5 mm con un secondario di 4 spire sul lato caldo. Supporto di 13 mm di diametro·
L_5—12 spire filo smaltato da 0,5 mm avvolte strette su supporto ceramico di 13 mm di diametro.
Tutte le resistenze sono da mezzo Watt.

tura della gamma compresa fra 27 e 28 MHz a quei radioricevitori che non sono in grado di coprire tale gamma. Vi sono in commercio molti radioricevitori, come ad esempio il BC348, il BC312 e il BC779, che sono in grado di dare risultati eccellenti sulle gamme di frequenza più basse, però la loro massima frequenza ricevibile raggiunge solo i 18 o i 20 MHz. Accoppiando tali radioricevitori con il convertitore che ora descriviamo, essi verranno messi in condizione di ricevere in maniera eccellente i segnali aventi lunghezza d'onda compresa fra i 10 e gli 11 m.

2) Fornire una eccellente stabilità di funzionamento per la ricezione di segnali persistenti non modulati, nella banda di frequenza intorno a 28 MHz. Molti ricevitori per radiocomunicazioni dilettantistiche, di tipo economico, in grado di ricevere la banda di frequenza intorno a 28 MHz, non hanno un oscillatore locale di stabilità sufficiente a dare su tale gamma un funzionamento completamente soddisfacente del filtro a quarzo. Mediante l'uso del presente convertitore, la gamma di frequenza da 27 a 29,7 MHz viene trasformata nella gamma da 7 a 9,7 MHz e con tale trasformazione la stabilità dell'oscillatore locale risulta fortemente migliorata.

Poichè l'oscillatore ad alta frequenza a 20 MHz del convertitore è controllato a quarzo, la stabilità dell'oscillatore del convertitore non ha alcuna pratica influenza sulla stabilità globale della ricezione.

Il convertitore ha una curva di risposta sostanzialmente uniforme su una banda di frequenza ampia 3 MHz, che va da 26,8 a 29,8 MHz. La copertura di una così ampia gamma di frequenze richiede l'uso di un amplificatore a larga banda con un conseguente consumo piuttosto alto di energia di alimentazione. L'energia normalmente assorbita per la alimentazione dell'apparato è di 0,925 A a 6,3 V e di circa 25 mA a 120 oppure 130 V.

In qualche caso tale assorbimento di energia è eccessivo rispetto alla energia che l'alimentatore del ricevitore può erogare. Sarà allora necessario costruire un piccolo alimentatore esterno, per il funzionamento del convertitore. Normalmente questo alimentatore esterno consisterà semplicemente di un trasformatore per la accensione dei filamenti e di un rettificatore al selenio, munito di un sistema di filtraggio, che rettifichi direttamente la tensione di rete. Però, qualora non fosse possibile collegare alla massa del ricevitore il polo di terra della linea di alimentazione a corrente alternata, dovrà essere usato un piccolo alimentatore costituito, per quanto concerne l'alimentazione anodica, da un trasformatore con secondario a 110 V/50 mA, da un rettificatore al selenio, e da una cellula di filtro a resistenza-capacità, con i quali componenti sarà possibile ottenere la tensione di 130 V necessaria al funzionamento del convertitore.

Descrizione del circuito L'esperienza acquisita con molti tipi di convertitori a larga banda di frequenza ha condotto alla conclusione che, per un funzionamento completamente soddisfacente del convertitore, sono necessari almeno due stadi a radiofrequenza. In primo luogo perchè il convertitore deve fornire un segnale di uscita sufficiente a pilotare il mescolatore e inoltre perchè non deve essere reso peggiore il livello di disturbi esistenti nel radioricevitore.

Se il livello del segnale di uscita fornito dal convertitore non è sufficientemente alto, il rapporto fra il livello dei segnali e quello dei disturbi, per il complesso convertitore-ricevitore, risulterà peggiore di quello relativo al solo ricevitore.

Un altro motivo che spinge ad ottenere un alto livello dei segnali di uscita dal convertitore, consiste nel fatto che tali segnali debbono essere ben superiori a quelli esistenti nella gamma da 7 a 9,7 MHz, segnali che inevitabilmente pervengono ugualmente al ricevitore. Se tanto il convertitore quanto il cavo coassiale che lo collega al ricevitore sono completamente schermati, come pure tutti gli innesti relativi al collegamento convertitore-ricevitore, nessun segnale avente frequenza compresa fra 7 e 9,7 MHz raggiungerà il ricevitore. Se invece il complesso non è completamente schermato, si riscontrerà che una o più stazioni commerciali potenti e perfino qualche stazione dilettantistica vicina, poste nella gamma da 7 a 9,7 MHz, potrà dare un segnale di livello tale da essere ricevuto. Con un certo numero di tentativi, mediante messe a terra e schermature, sarà possibile tuttavia ridurre in maniera adeguata i segnali interferenti, così da evitare che essi possano causare inconvenienti nella ricezione della banda di frequenza intorno a 28 MHz.

Stadi a radiofrequenza Nell' apparato descritto, sono impiegati due stadi amplificatori a radiofrequenza in cascata, che provvedono a fornire segnali a livello elevato alla griglia del tubo mescolatore 6J6. Il primo stadio è costituito da un tubo tipo 6AK5 accoppiato all'antenna mediante il noto sistema di accoppiamento di entrata a partitore capacitivo. Il circuito anodico del tubo 6AK5 è accoppiato, a mezzo di un circuito ad ampia banda, alla griglia dello stadio successivo. Tale

stadio è costituito da un tubo 6AU6, con un altro circuito ad ampia banda che ne accoppia il circuito anodico al circuito di griglia della mescolatrice tipo 6J6.

Vi è una certa libertà nella scelta di questi due stadi amplificatori a radiofrequenza. Inoltre, sebbene non si sia fatto uso di stadi con griglia a massa, è probabile che, se si volessero usare tali tipi di stadi, non si debba apportare alcuna modifica alle induttanze. Una combinazione che potrebbe essere soddisfacente, ma che fornisce amplificazione minore rispetto alla precedente, consiste nell'uso di due stadi di tubi 6J6 con accoppiamento catodico.

L'accoppiamento fra l'antenna e il circuito di griglia del primo tubo potrebbe, nel caso di tubi con accoppiamento catodico, essere uguale al circuito di entrata che si è usato per il tubo 6AK5.

Qualora lo si desideri, per entrambi gli stadi possono essere usati due tubi 6AK5. La sostituzione del tubo 6AU6 con un tubo 6AK5 porta ad un piccolo aumento di amplificazione. Un lieve miglioramento nel livello di disturbi, per il complesso convertitore-ricevitore, può essere ottenuto ponendo nel primo stadio amplificatore un tubo 6J4 e impiegando un tubo tipo 6AK5 come secondo stadio. Però l'uso di uno stadio con un tubo 6J4 come amplificatore con griglia a massa, comporta la necessità di modificare il circuito di entrata. L'impedenza di catodo della 6J4 è approssimativamente di 50 Ω, sicchè con tale tubo potranno aversi ottimi risultati collegandone il catodo direttamente al conduttore centrale di un cavo coassiale a 50 Ω di impedenza caratteristica.

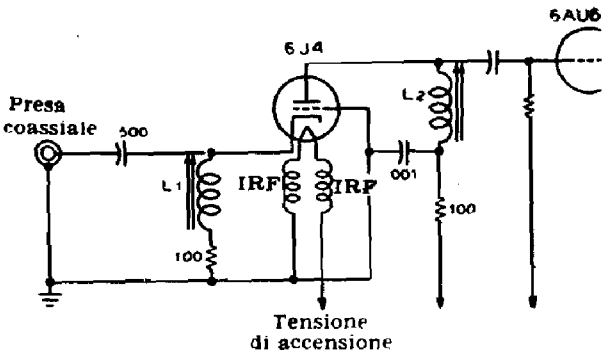


Figura 15.

CIRCUITO DI ENTRATA PER LINEA COASSIALE

Le bobine L_1 e L_2 sono le stesse di quelle descritte nella figura 14. Invece del tubo 6J4 può essere usato o un tubo 6AB4 oppure metà di 6J6 con lieve riduzione nelle prestazioni.

Nella figura 15 viene illustrato un altro tipo di circuito di entrata per questo tubo. A causa della difficoltà di sintonia che si ha quando si usa un tubo tipo 6J4 o di altro tipo come amplificatore con griglia a massa, è consigliabile sempre l'uso del circuito di griglia illustrato dalla figura 14, fatta eccezione del caso in cui un amplificatore debba essere collegato ad una linea di trasmissione a cavo coassiale.

Oscillatore mescolatore con tubo 6J6

In questo convertitore, come tubo oscillatore e mescolatore viene usato un doppio triodo 6J6. Il circuito dell'oscillatore è un normale circuito a quarzo, col quarzo posto fra griglia e massa e con stadio anodico accordato. Il circuito anodico del tubo 6J6 è sintonizzato approssimativamente su 8350 KHz. Se il radioricevitore, abbinato al convertitore, ha un compensatore d'aereo regolabile dal pannello, tale compensatore deve essere tarato in modo da dare la massima uscita

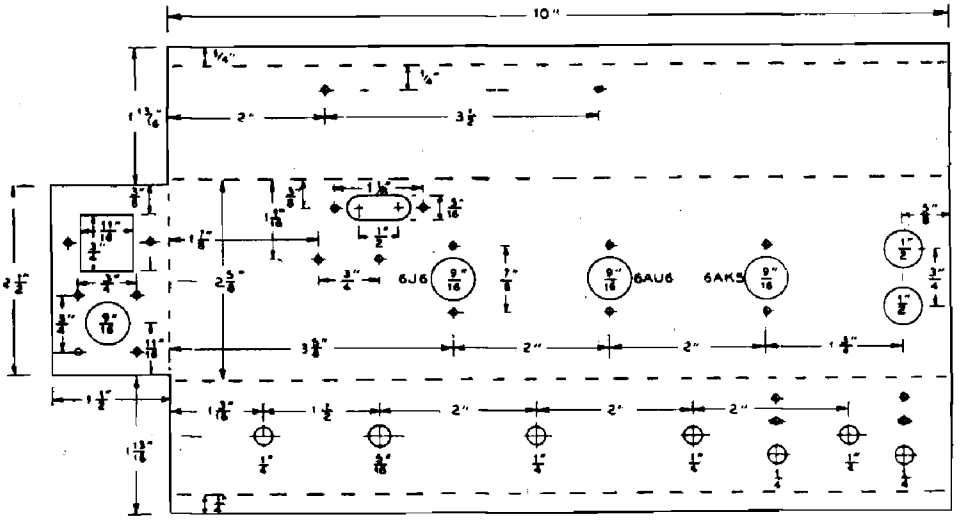


Figura 16.

SVILUPPO DEL TELAIO PER IL CONVERTITORE A 28 MHz

Lo stesso sviluppo del telaio e la stessa posizione di tubi possono essere usati per il convertitore a 50 MHz. Invece tutte le bobine del convertitore a 50 MHz, eccetto quella di uscita, L_4, verranno montate sulla parte superiore del telaio piuttosto che sulla parete laterale. Inoltre i differenti innesti per l'entrata e l'uscita rendono necessari fori di montaggio differenti.

nella particolare zona della banda di frequenze ricevuta in quel momento.

Così come avviene per tutti i convertitori di tipo similare, è necessario semplicemente fare mentalmente precedere da un 2 la lettura della manopola del radioricevitore, per ottenere la frequenza del segnale che in quel momento si sta ricevendo. Quindi un segnale avente la frequenza di 28680 KHz verrà ricevuto quando il radioricevitore risulta sintonizzato su 8680 KHz.

Nel caso in cui non fosse richiesto un alto grado di stabilità da parte dell'oscillatore a quarzo, questo può essere sostituito da un semplice oscillatore autocontrollato. L'uso di un oscillatore autocontrollato piuttosto che controllato a quarzo nella parte mescolatrice del convertitore darà, nella ricezione, esattamente lo stesso risultato, eccetto che la stabilità del segnale ricevuto dipenderà dalle variazioni di frequenza tanto dell'oscillatore autocontrollato del convertitore quanto dell'oscillatore del radioricevitore.

L'alimentazione dei tubi del convertitore con 120 V di tensione anodica è normalmente sufficiente ad ottenere un funzionamento completamente soddisfacente. Usando tensioni più alte non si otterrà alcun miglioramento e i tubi elettronici potrebbero venire danneggiati se la tensione anodica venisse portata ad un valore superiore a 150 V. L'alimentatore anodico andrà ovviamente messo a punto con il convertitore collegato ad esso ed in funzione e ciò allo scopo di essere sicuri che la tensione di alimentazione anodica non oltrepassi in nessun caso i 150 V.

Allineamento Per mettere in funzione il convertitore, occorre anzitutto sintonizzare su 20 MHz un altro radioricevitore, dopo di che occorre accordare il circuito anodico dell'oscillatore del convertitore fino a che questo si metta in oscillazione su 20 MHz. Se si fa uso di un quarzo per il controllo della frequenza dell'oscillatore del convertitore, il problema si riduce all'accertarsi che il circuito oscilli oppure no. Invece, se in luogo dell'oscillatore a quarzo si usa un oscillatore autocontrollato, occorre che la frequenza di questo sia portata ad un valore più prossimo possibile ai 20 MHz.

Nella messa in funzione del convertitore, l'operazione successiva consiste nell'eseguire l'accoppiamento fra l'uscita del convertitore e l'entrata del radio-ricevitore e infine nella sintonia di quest'ultimo su 8350 KHz.

Il nucleo di iperferro della induttanza L_1 va ora regolato in modo da ottenere su 8350 KHz il massimo livello possibile dei disturbi. Dopo di che, verrà inviato all'entrata del convertitore il segnale erogato da un oscillatore campione funzionante su 28350 KHz: questo segnale dovrà venire ricevuto dal radioricevitore.

Le induttanze L_3 e L_4 vanno regolate in modo che il segnale di entrata al radioricevitore risulti massimo. Con questa procedura ci si potrà anche accertare che dette bobine siano state avvolte in maniera corretta e che esse siano in grado di venire accordate sulla frequenza centrale della banda di frequenze che deve essere ricevuta. Si collegherà ora l'antenna al terminale d'aereo del convertitore e si regolerà il nucleo dell'induttanza L_1 a circa metà corsa. I due compensatori posti nel circuito di accoppiamento di aereo, saranno regolati in modo da ottenere il livello massimo di disturbi alla frequenza di 28350 KHz.

Dopo che, seguendo la procedura detta innanzi, il convertitore sia stato grossolanamente allineato su una frequenza, il radioricevitore dovrà venire sintonizzato successivamente su tutti i punti della gamma di frequenze da 26,9 a 29,7 MHz. Si riscontrerà normalmente che ai due limiti estremi di tale gamma si ha una notevole diminuzione di sensibilità. Poichè gli accoppiamenti fra i vari stadi sono costituiti da un semplice circuito accordato, è necessario sintonizzare ognuno di tali stadi su una frequenza diversa dagli altri, alla stessa maniera usata nella esecuzione della taratura degli stadi di amplificazione a frequenza intermedia a banda larga dei ricevitori televisivi.

Il convertitore testè descritto presenta una amplificazione di segnali sufficientemente alta e contemporaneamente ha un fattore di disturbo soddisfacente. Poichè è possibile usare, per l'allineamento, i disturbi che hanno origine su una resistenza collegata all'entrata del convertitore, descriviamo come si esegue l'allineamento usando tali disturbi come segnali. La prima operazione consiste nel porre fra i terminali di entrata del convertitore una resistenza avente un valore uguale alla impedenza della linea di trasmissione usata per inviare i segnali al convertitore. Poichè normalmente si fa uso, come discesa di antenna, di una linea bifilare a 300 Ω di impedenza, fra i terminali di antenna del convertitore si collegherà una resistenza da 270 Ω, 0,5 W.

Si accordi adesso il ricevitore su 9,3 MHz, regolando il compensatore di antenna in modo che il livello di disturbi emessi dal radioricevitore divenga massimo.

Successivamente si regolino entrambi i compensatori posti sul circuito di entrata del tubo 6AK5 del convertitore, in modo da portare sempre al massimo il livello dei disturbi. Probabilmente si riscontrerà che il maggior livello di disturbi si ottiene quando il compensatore avente una armatura a massa viene a trovarsi sul massimo valore di capacità. La induttanza L_3 del circuito anodico del tubo 6AU6 verrà adesso regolata in modo da ottenere il massimo livello di disturbi, spostando a mezzo di un giravite il nucleo di regolazione in iperferro.

Tutte le manovre di cui sopra verranno effettuate con il radioricevitore posto su 9,3 MHz, corrispondente quindi ad una frequenza ricevuta di 29,3 MHz.

Si sposti quindi adesso la frequenza di accordo del radioricevitore su 7,4 MHz e si regoli la manopola del compensatore del radioricevitore stesso in maniera da ottenere su tale frequenza il massimo livello di disturbi.

Probabilmente non sarà necessario alcuno spostamento del compensatore del radioricevitore rispetto alla posizione che aveva precedentemente.

Si regoli ora, sempre per il massimo livello di disturbi uscenti dal radioricevitore, l'induttanza L_2 posta sul circuito anodico del tubo 6AK5.

Il radioricevitore verrà infine sintonizzato su 8,3 MHz e si regolerà il circuito di entrata al convertitore sul massimo livello di disturbi su tale nuova frequenza.

Se il procedimento descritto sopra è stato eseguito bene, il circuito di entrata al convertitore dovrà trovarsi accordato sulla frequenza di 28,3 MHz; il circuito anodico del tubo 6AK5 sarà accordato sulla frequenza di 27,4 MHz e il circuito anodico del tubo 6AU6 risulterà sintonizzato su 29,3 MHz, mentre il circuito anodico del tubo mescolatore 6J6 sarà sintonizzato su 8,3 MHz; ma, manovrando opportunamente la manopola del compensatore di antenna del radioricevitore, deve potersi sintonizzare anche su tutta la gamma che va da 6,9 a 9,7 MHz.

Verifica del fattore di disturbo Quando si varia la sintonia del radioricevitore entro la banda di frequenza fra 6,9 e 9,7 MHz, si dovrà udire un livello di disturbo relativamente costante e sufficientemente alto, e spesso il disturbo risulterà ancora maggiore nel tratto fra 8 e 8,5 MHz, mentre diminuirà verso i limiti estremi della stessa banda di frequenza.

Ora la prova più importante da fare, consiste nel porre la griglia della 6AK5 a massa (sullo schermo al centro dello zoccolo miniatura) mediante un conduttore il più corto possibile. Tale conduttore dovrà essere saldato con un estremo alla massa, mentre l'altro estremo dovrà essere piegato in modo che sia possibile toccare il piedino della griglia del tubo quando il bulbo di questo viene spinto con una asticciola di materiale plastico che ne eviti la rottura.

Quando la griglia del tubo 6AK5 viene collegata a massa nel modo suddetto, deve aversi una sensibile diminuzione del livello di disturbi acustici uscenti dal radioricevitore. Questa diminuzione di livello di disturbi, ottenuta con la cor-

tocircuitazione a massa della griglia, deve essere avvertibile nel radioricevitore su tutta la gamma di frequenza compresa fra 6,9 e 9,7 MHz. Quando noi sintonizziamo il radioricevitore su frequenze al di fuori di questa gamma, la diminuzione dei disturbi, conseguenti alla cortocircuitazione a massa della griglia, deve divenire molto lieve e quasi inavvertibile.

La prova della riduzione del disturbo, descritta poco sopra, costituisce un mezzo di verifica molto semplice che non rende necessario alcuno strumento particolare e con esso si consente di determinare qualitativamente il fattore equivalente di disturbo di qualunque radioricevitore con convertitore. Tale semplice prova fornisce una indicazione approssimativa della percentuale del livello totale di disturbo emesso da un radioricevitore, dovuto alla agitazione termica delle resistenze che fan parte del primo stadio accordato del radioricevitore.

E' da notare che, affinchè la misura abbia qualche attendibilità, il circuito di entrata deve essere caricato sulla impedenza nominale della antenna.

Nel convertitore che abbiamo testè descritto, la resistenza da 270 Ω che abbiamo posta fra i morsetti di entrata corrisponde alla impedenza caratteristica della linea di trasmissione della antenna che dovrà essere impiegata con il convertitore.

Nel caso di un radioricevitore perfettamente a punto, qualunque disturbo uscente da esso dovrà cessare quando la griglia del primo tubo viene cortocircuitata a massa. Nel caso di un ottimo radioricevitore con convertitore, e il convertitore che abbiamo descritto ne costituisce un esempio, il livello dei disturbi dovrà ridursi a circa la metà quando la griglia del primo tubo è cortocircuitata a massa. In mediocri o cattivi ricevitori e convertitori, si otterrà solo una piccolissima riduzione del livello dei disturbi, quando la prova viene eseguita con una resistenza adeguata alla impedenza dell'entrata. Quando la misura è eseguita su un convertitore, potrà rilevarsi che la caratteristica di questo risulta migliore ad un estremo della banda piuttosto che all'altro estremo.

Può anche accadere che si preferisca avere il massimo delle prestazioni su un tratto particolare della banda di frequenze, con sacrificio delle prestazioni agli estremi della banda stessa.

In ogni caso con il sistema della prova di rumore potrà essere ottenuta una messa a punto molto accurata del convertitore meglio di come si può ottenere allineando il convertitore stesso con lo ausilio di un normale generatore oppure ricevendo i segnali radio-dilettantistici.

Dopo che sia stato completato il procedimento di messa a punto, dovrà essere tolta la resistenza da 270 Ω posta sull'entrata del convertitore e dovrà essere inserita la linea di trasmissione della antenna. Se vi sono emissioni nella banda di frequenze, si dovranno ricevere in gran numero segnali nella gamma 26,9-29,7 MHz; però la stabilità di ricezione di tali segnali sarà quella stessa che il ricevitore ha nella gamma da 6,9 a 9,7 MHz.

Costruzione Il convertitore è costruito su un telaio avente la sezione di una U ed è ottenuto piegando in una morsa una sottile lastra di alluminio. Le dimensioni totali del telaio

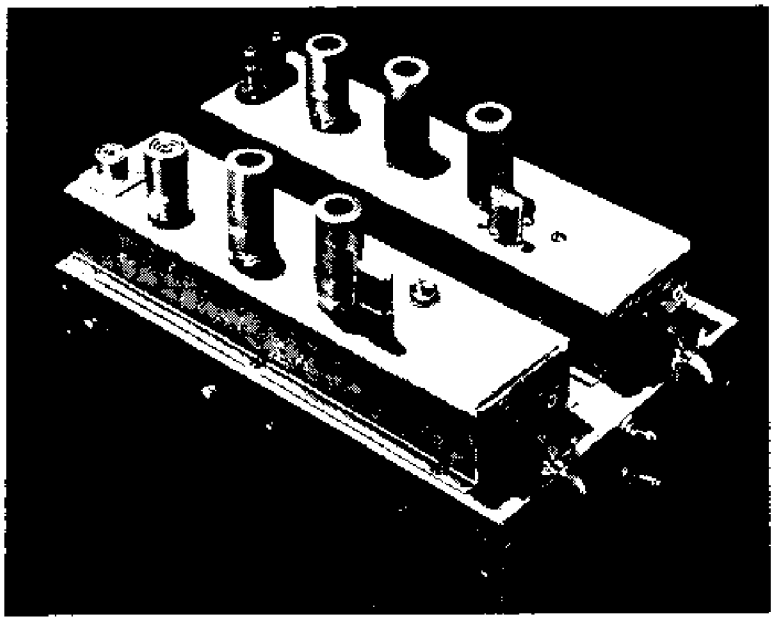


Figura 17.

ENTRAMBI I CONVERTITORI A 28 MHz E 50 MHz MONTATI SULL'ALIMENTATORE

Il convertitore a 50 MHz è in primo piano in questa fotografia. L'interruttore più basso sul telaio dell'alimentatore è l'interruttore di alimentazione dalla rete, mentre l'interruttore superiore seleziona l'uno o l'altro dei due convertitori mediante l'applicazione della tensione di accensione ai filamenti del convertitore che si vuol porre in funzione. La tensione anodica è sempre applicata a tutti e due i convertitori.

e la posizione dei fori principali sono dati dalla figura 16. Lo zoccolo per l'inserzione della alimentazione e l'innesto coassiale per il cavo di uscita sono montati su un bordo piegato in giù da un estremo del telaio.

La morsettiera a due terminali per il collegamento dell'antenna è montata sul davanti del telaio, cioè sull'estremo opposto, ma, volendo, tale morsettiera può essere montata sulla fiancata posteriore, qualora ciò fosse reso necessario da esigenze meccaniche.

La costruzione del convertitore, dopo che il telaio è stato piegato e forato, è relativamente semplice. L'esperienza nella costruzione di questi convertitori suggerisce l'uso di condensatori di fuga ceramici a bassa induttanza, del tipo a disco oppure tubolare, in tutti e tre gli stadi, in luogo dei normali condensatori a mica. Non si potrà mai ottenere una completa stabilità di funzionamento del convertitore, fino a che gli eventuali condensatori a mica impiegati non siano stati tutti sostituiti con condensatori ceramici a bassa induttanza.

Altresì si raccomanda di usare terminali più corti possibile nei collegamenti dei condensatori di fuga ceramici.

Si noti inoltre che i condensatori di fuga per i circuiti anodici e di griglia schermo dei due stadi a radiofrequenza vanno collegati ad uno dei due terminali catodici dei due tubi (piedino 7), mentre sull'altro terminale (piedino 2) vanno

collegati la resistenza catodica e il condensatore di fuga catodico.

Poichè nel tubo 6AU6 il piedino 2 corrisponde al terminale del soppressore, occorrerà collegare fra loro i piedini 2 e 7 nello zoccolo per detto tubo elettronico.

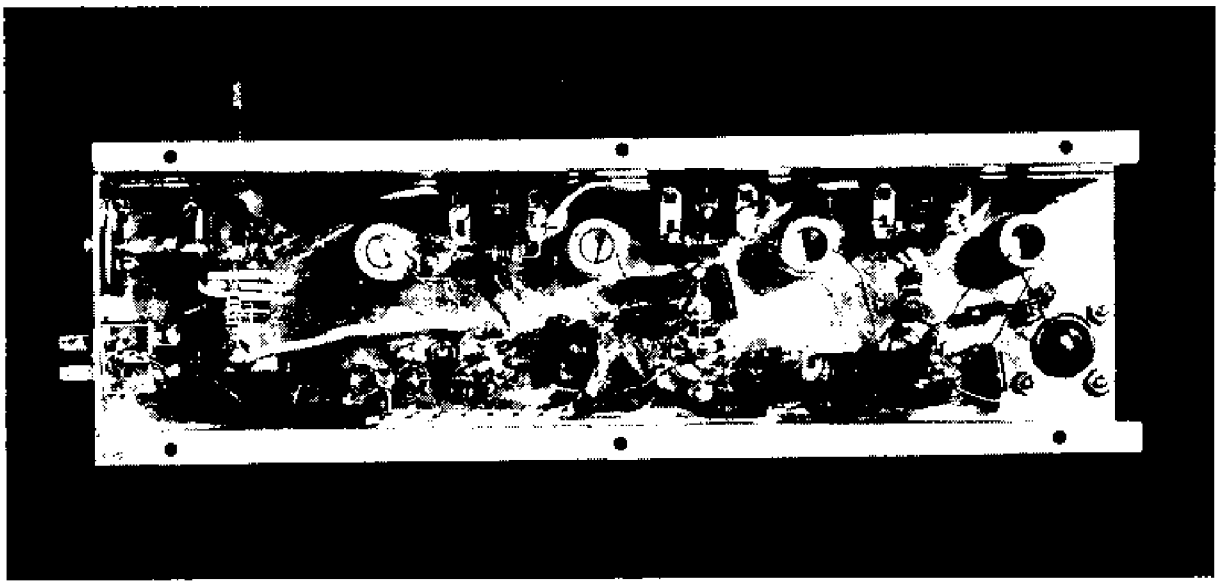
Come condensatore di fuga per il filamento può usarsi un condensatore a mica, che andrà posto fra i piedini 3 e 4 dello zoccolo del tubo 6AK5.

Convertitore per 50 MHz a banda larga controllato a quarzo

L'apparato illustrato dalle figure 17 e 18 e il cui circuito elettrico è riportato in figura 19, è stato progettato per essere usato insieme al convertitore a 28 MHz precedentemente descritto. La figura 17 mostra i due convertitori montati sopra il loro alimentatore. I vantaggi che si ottengono con i convertitori a banda larga controllati a quarzo e funzionanti su 50 MHz sono uguali a quelli dei convertitori funzionanti su 28 MHz. Sebbene esteriormente i due convertitori, quello a 50 MHz e quello a 28 MHz, siano molto simili fra loro, tuttavia i circuiti sono alquanto differenti l'uno dall'altro in quanto in quello a 50 MHz sono impiegati i circuiti « cascode ».

Un tubo tipo 6AK5 collegato a triodo e neutralizzato viene impiegato per alimentare un tubo 6AB4 funzionante come stadio amplificatore con griglia a massa. L'uscita del « cascode » è condotta alla griglia di un tubo tipo 6J6 che esegue la doppia funzione di oscillatore-mescolatore, con la seconda metà del tubo funzionante come normale oscillatore a quarzo, pilotato da un quarzo a 36 MHz. Con questo quarzo viene coperta la banda dei 50 MHz quando il ricevitore, collegato al convertitore, viene sintonizzato per la banda da 14 a 18

Figura 18.
INTERNO DEL TELAIO DEL CONVERTITORE A 50 MHz



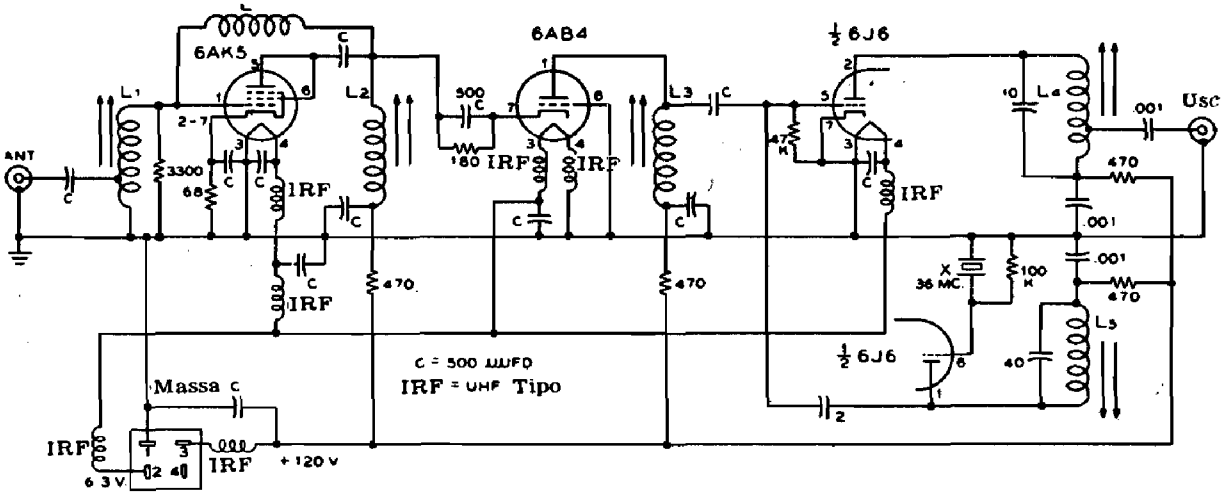


Figura 19.

SCHEMA ELETTRICO DEL CONVERTITORE A QUARZO A 50 MHz

C—500-μμF ceramico a disco o tubolare

L—45 spire filo smaltato 0,32 mm spaziate a 25 mm su cilindro di polistirolo da 6,3 mm.

L_1—14 spire filo smaltato 0,32 mm avvolte strette su un supporto per bobine ceramico di 10 mm di diametro. La presa di antenna va eseguita alla 3ª spira dal terminale a massa. Accordo a permeabilità

L_2—7 spire filo smaltato da 0,32 avvolte come L_1

L_3—7 spire filo smaltato da 0,32 avvolte come L_1

L_4—21 spire filo smaltato da 0,32 spaziate a 13 mm avvolte su supporto da 13 mm.

L_5—7 spire filo smaltato da 0,5 avvolte come L_1.

IRF—40 spire filo smaltato da 0,32 avvolte strette su un supporto di 3,5 mm di diametro

MHz. La frequenza di 50 MHz viene ricevuta quando la manopola del radioricevitore è posta su 14 MHz, mentre la frequenza di 54 MHz viene ricevuta con il radioricevitore sintonizzato su 18 MHz.

Se non si ha a disposizione un quarzo oscillante su 36 MHz, occorrerà usare come tubo mescolatore una 6AB4, mentre il tubo 6J6 funzionerà come moltiplicatore della frequenza di un oscillatore a quarzo funzionante su una frequenza fondamentale più bassa. Potranno così essere usati quarzi a 9 MHz o a 12 MHz e nel circuito anodico del secondo triodo 6J6, funzionante come moltiplicatore della frequenza dell'oscillatore, verrà posta una induttanza per 36 MHz.

La costruzione, l'allineamento e le verifiche per il fattore di disturbo del convertitore a 50 MHz sono sostanzialmente uguali a quelli descritti a proposito del convertitore a 28 MHz. Dato che nella banda di frequenze intorno a 50 MHz vengono usate generalmente le frequenze più basse, e poichè le stazioni più potenti, che sono poste poco al di sotto di 50 MHz, sono molto importanti per dare una indicazione anticipata sulla « apertura della gamma » ossia sulla possibilità di eseguire collegamenti in tale gamma, le bobine del convertitore debbono essere accordate in modo da ottenere le migliori prestazioni alla frequenza di 50 MHz. Le bobine L_1 e L_3 verranno perciò accordate su 50,5 MHz, mentre L_4 verrà accordata su 14,5 MHz. Anche la bobina L_2 verrà accordata su

50,5 MHz, ma tale accordo verrà eseguito con un misuratore ad assorbimento di griglia, interrompendo l'accensione dei filamenti dei tubi del convertitore, dato che, quando i tubi sono in funzione, risulta molto forte il carico dello stadio 6AB4. Si riscontrerà che l'uso del misuratore ad assorbimento di griglia (grid-dip meter) è molto efficace nell'esecuzione della messa a punto preliminare di tutti gli altri circuiti accordati del convertitore.

La bobina L di neutralizzazione del tubo 6AK5 collegato a triodo, deve essere inserita nel modo indicato nella figura 19, e poichè non è necessaria alcuna precisione nella neutralizzazione del tubo, non è necessario eseguire su di essa alcuna messa a punto.

Se invece si desidera eseguire una accurata neutralizzazione del tubo, occorrerà mettere nelle normali condizioni di funzionamento il convertitore, con il tubo 6AK5 inserito nel relativo zoccolo, ma con uno dei conduttori della tensione di accensione di questo tubo, dissaldato dallo zoccolo stesso. Tutti gli altri tubi dovranno invece essere alimentati regolarmente. Si varierà la induttanza L fino a che il segnale trasmesso dall'antenna al convertitore risulti minimo. Quando questa condizione sarà stata realizzata, il tubo 6AK5 risulterà correttamente neutralizzato.

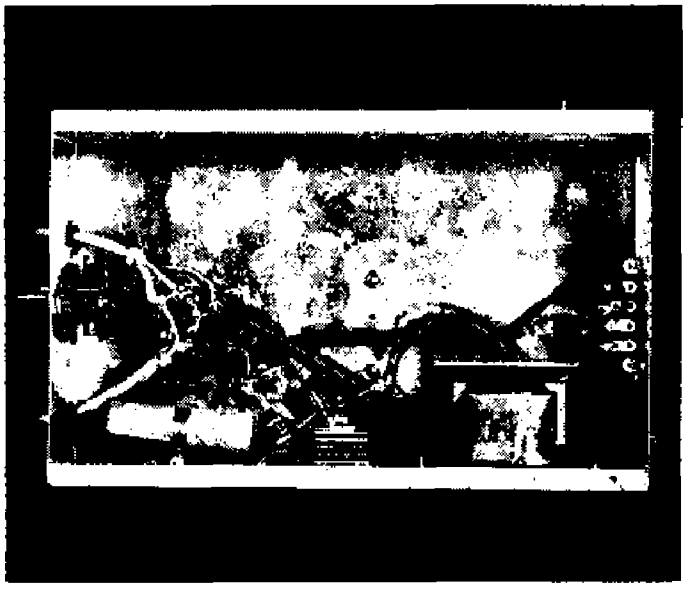
Un progetto analogo a quello del convertitore a 50 MHz potrà essere seguito nella costruzione di un convertitore per la banda di frequenza di 144 MHz. La frequenza emessa dall'oscillatore a quarzo, seguito dai suoi moltiplicatori di frequenza, dovrà essere di 130 MHz per poter esplorare la banda da 144 a 148 MHz quando il radioricevitore, che funziona come secondo stadio di amplificazione a frequenza intermedia e come amplificatore ad audiofrequenza, venga sintonizzato nella gamma da 14 a 18 MHz.

Il quarzo usato dovrà avere una frequenza tale che un multiplo intero di essa, dato che si fa uso di stadi duplicatori e triplicatori di frequenza, risulti di 130 MHz. Qualunque fattore di moltiplicazione di frequenza che sia più alto di 12 (che corrisponde ad una frequenza fondamentale del quarzo di 10833 KHz) darà luogo alla ricezione di frequenze spurie nella gamma da 144 a 148 MHz. Ad esempio se si fa uso di un quarzo avente la frequenza fondamentale di 7222 KHz seguito da due triplicatori di frequenza e da un duplicatore (fattore di moltiplicazione di frequenza uguale a 18) per ottenere la frequenza

Figura 20.

IL TELAIO DELL'ALIMENTATORE FOTOGRAFATO DAL BASSO

Lo schema elettrico dell'alimentatore è lo stesso di quello riportato nella figura 26 eccetto che viene fatto uso di un interruttore per applicare la tensione di accensione ai filamenti del convertitore che si vuole usare.



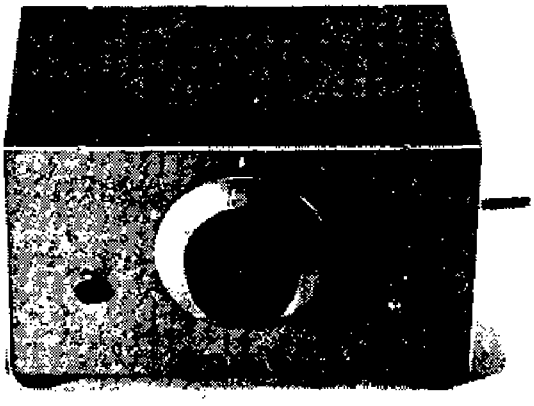


Figura 21.
VISTA ANTERIORE DEL CONVERTITORE A 144 MHz.

di 130 MHz, si avrà la ricezione di una frequenza spuria a 144,4 MHz, mentre ciò non accade se si fa uso di un quarzo funzionante su frequenza più alta, come ad esempio 14,44 MHz, seguito da due stadi triplicatori di frequenza (fattore di moltiplicazione di frequenza uguale a 9) per raggiungere la frequenza di 130 MHz. Le frequenze consigliabili per i quarzi sono perciò 43,3 MHz, 32,5 MHz, 21,66 MHz, 10,833 KHz, e nei vari casi si useranno appropriati moltiplicatori di frequenza per ottenere da tali quarzi la frequenza di 130 MHz.

Alimentatori per convertitori a quarzo

Le figure da 17 a 20 illustrano un alimentatore, che contemporaneamente costituisce una base sulla quale sistemare i due convertitori controllati a quarzo descritti precedentemente. Volendo, potrà venire impiegato un telaio alquanto più grande in modo che sull'alimentatore possa venire sistemato anche il convertitore a 144 MHz, a fianco dei convertitori a 28 e a 50 MHz.

La selezione del convertitore che si desidera porre in funzione può essere eseguita da lontano, sicchè non è necessaria alcuna manovra sui convertitori, una volta che questi siano stati messi a punto.

Se si intende eseguire a distanza la selezione dei convertitori, occorrerà collegare sui morsetti di entrata dei vari convertitori le antenne adatte alle rispettive bande di frequenza coperte, e tali collegamenti saranno di carattere permanente. Le uscite dei vari convertitori saranno portate, mediante cavi coassiali, ad un commutatore che, contemporaneamente alla selezione delle uscite, esegue la chiusura del circuito di accensione dei filamenti del convertitore che si desidera porre in funzione. L'alimentatore vero e proprio è costituito da un rettificatore al selenio per la tensione di alimentazione anodica, che rettifica la tensione alternata fornita da un piccolo trasformatore i cui secondari forniscono la tensione di 6,3 V per l'alimentazione dei filamenti e la tensione di 117 V per il rettificatore a selenio. Il filtraggio è eseguito mediante una resistenza da 470 Ω, con dissipazione di 2 W, e da un condensatore elettrolitico doppio da 40+40μF, 150 V lavoro. La tensione anodica viene applicata contemporaneamente ai vari convertitori, mentre la tensione di filamento viene applicata al solo convertitore che si desidera porre in funzione.

Convertitore « Cascode » a 144 MHz

L'applicazione di un amplificatore a basso livello di disturbo ad un radioricevitore costituisce un sostanziale miglioramento nell'efficienza del radioricevitore quando si vogliono ricevere frequenze di 144 MHz o più alte ancora.

Il convertitore a 144 MHz illustrato dalle fig. 21, 22 e 23 si basa sulla combinazione di un amplificatore « cascode », con sintonia piuttosto larga accordata sul centro della banda, di un mescolatore a larga banda a triodo e di un oscillatore a frequenza variabile dimensionato in modo che con la rotazione completa della manopola si copra l'intera banda da 144 a 148 MHz.

Il primo stadio è un tubo 6AK5 collegato a triodo, con bobina di neutralizzazione connessa fra circuito anodico e circuito di griglia. Il secondo tubo, che funziona con griglia a massa, è del tipo 6AB4.

L'uscita dal circuito « cascode » a due tubi è accoppiata capacitivamente ad un mescolatore a triodo impiegante metà di un doppio-triodo tipo 12AT7. L'altra metà del tubo 12AT7 funziona come oscillatore eterodina.

Gli stadi a radiofrequenza e mescolatore sono ad accordo fisso, mentre l'accordo del convertitore viene ottenuto mediante la variazione della frequenza dell'oscillatore locale.

Il convertitore è predisposto per una uscita ad una frequenza intermedia di 10,7 MHz. Sicchè con il convertitore potrà venire usato un amplificatore a frequenza intermedia, funzionante sulla frequenza fissa di 10,7 MHz, munito di normali trasformatori a media-frequenza accordati su tale frequenza, e ciò tan-

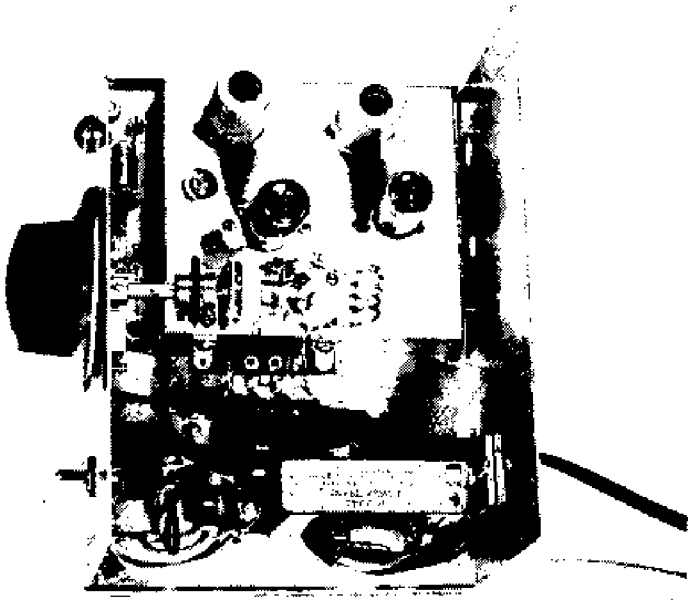


Figura 22.
INTERNO DEL CONVERTITORE A 144 MHz.

Mostra l'interno del convertitore a 144 MHz con il coperchio asportato. La parte alimentatrice del convertitore è montata sul telaio principale. La parte a radiofrequenza è costruita su un piccolo telaio ottenuto da una lastra di alluminio piegata.

to per ricezione a modulazione di frequenza quanto per ricezione a modulazione di ampiezza.

Evidentemente, come canale a frequenza intermedia e ad audiofrequenza da far seguire al convertitore, potrà essere usato anche un normale radioricevitore sintonizzato su 10,7 MHz.

Siccome l'assorbimento di corrente anodica del convertitore è di 35 mA a 120 V, il convertitore è previsto per essere alimentato da un suo apposito alimentatore, allo scopo di non sovraccaricare l'alimentatore del radioricevitore.

L'alimentatore del convertitore sarà costruito con un piccolo trasformatore T che fornisce con un secondario la tensione di 6,3 V, per una corrente di 1,5 A, e con un altro secondario la tensione di 117 V per una corrente di 50 mA.

Il filtraggio della tensione di alimentazione anodica è eseguito da una resistenza da 470 Ω e da un condensatore elettrolitico doppio da 30 + 30 μF, 150 V lavoro. La stabilità dell'oscillatore locale, al variare della tensione di alimentazione di rete, viene migliorata inserendo un tubo stabilizzatore di tensione tipo 0B2 sulla tensione di alimentazione anodica dell'oscillatore locale.

Si otterrà una considerevole semplificazione nella costruzione e nell'allineamento del convertitore se negli stadi a radiofrequenza del convertitore si fa uso di circuiti a larga banda, dato che così dovrà essere variato solo l'accordo dell'oscillatore locale.

Con un ampio uso di impedenze a radiofrequenza per v.h.f. (frequenze molto alte) e di condensatori ceramici di piccolo ingombro come condensatori di fuga nei circuiti di accensione e di alimentazione anodica, si otterrà una eccellente stabilità del convertitore.

Costruzione Il convertitore è collocato in una scatola larga 203 mm, alta 115 mm e profonda 152 mm. La custodia che si è usata presenta la particolarità di essere divisa in due parti, entrambe aventi la forma di una U. La parte più bassa comprende il pannello anteriore, il fondo ed il pannello posteriore. L'altra parte, che si incastra entro la prima e si fissa ad essa mediante due viti, costituisce le due fiancate e la parte superiore.

Le dimensioni del telaio ausiliario che contiene gli stadi a radio-frequenza, sono di 100 mm di larghezza per 106 mm di profondità. Le fiancate anteriore e posteriore sono entrambe alte 40 mm e presentano un bordo di 10 mm per il fissaggio a vite.

Le prese per l'entrata e l'uscita e il trasformatore di uscita L_4 sono montati sul retro del telaio ausiliario in corrispondenza ai fori che, nella custodia principale, consentono il passaggio dei conduttori di entrata e di uscita. Questi fori, e quello per la taratura del trasformatore di uscita, verranno eseguiti nella custodia principale solo dopo che in essa sia stato montato il telaio ausiliario.

Il condensatore variabile di accordo dell'oscillatore è montato con un giunto sul lato frontale destro del telaio ausiliario. La manopola per la sua manovra viene fissata al centro del pannello frontale del convertitore, dopo accurate misure tendenti ad accertare che essa sia posta alla giusta altezza in corrispondenza all'alberino di comando del condensatore variabile di sintonia. I fori

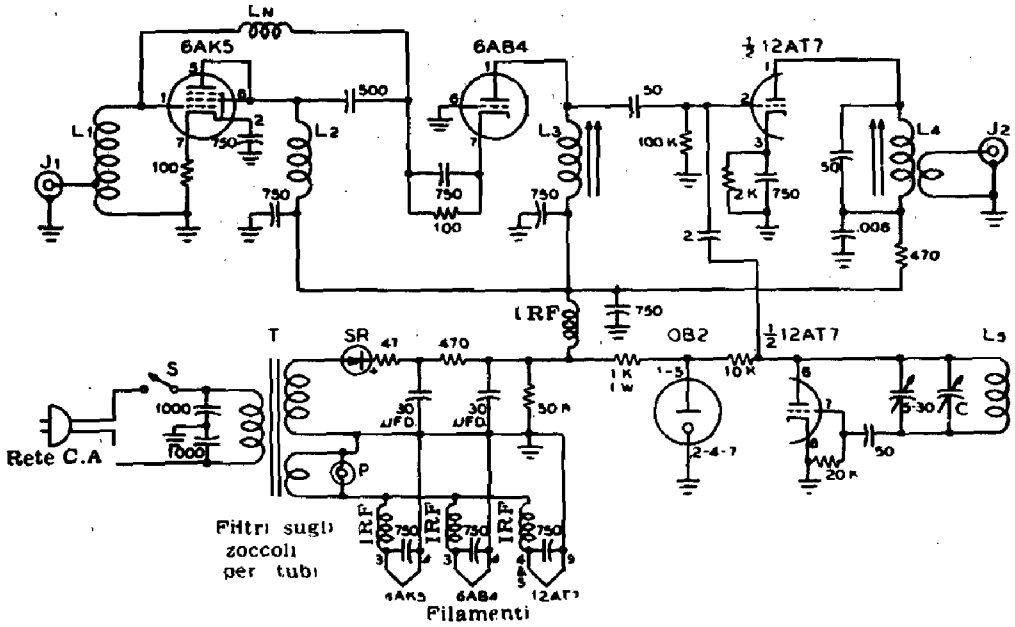


Figura 23.

SCHEMA ELETTRICO DEL CONVERTITORE A 144 MHz

C—piccolo variabile per v.h.f. a due lamine.
L_1—5 spire filo nudo da 1 mm avvolte in aria, lunghezza della bobina 15 mm, diametro 10 mm con presa alla 2ª spira dal basso per il collegamento della antenna.
L_2—2 spire filo nudo da 1 mm avvolte in aria, lunghezza della bobina 6,3 mm, diametro 6,3 mm
L_3—3 spire filo smaltato da 0,65 mm avvolte su supporto da 10 mm di diametro
L_4—22 spire filo smaltato da 0,65, con secondario di 3 spire. Supporto di 25 mm di diametro
L_5—4 spire filo nudo da 1,6 mm avvolte in aria con diametro 8 mm, lunghezza della bobina 19 mm
L_N—9 spire filo smaltato da 0,64 spaziate per un diametro del filo, su cilindro di polistirolo da 6,3 mm
IRF—piccole impedenze a radiofrequenza di 22 spire filo smaltato da 0,32 mm
T—6,3 V/1,5 A - 117 V/0,05 A
S—interruttore di accensione a scatto
S_1, S_2—prese coassiali di entrata e uscita (possono anche essere prese da fono-rivelatore).

per il fissaggio del telaio ausiliario verranno tracciati sul fondo della custodia, dopo che sia stato eseguito l'accoppiamento fra manopola e condensatore variabile di sintonia.

Gli zoccoli per valvola andranno montati in modo che i collegamenti fra essi risultino i più corti possibile. È consigliabile porre sotto tutte le viti di fissaggio degli zoccoli, terminali di massa ai quali vengano saldati tutti i reofori di massa dei componenti saldati sugli zoccoli. Dopo di ciò possono essere montati i condensatori di fuga e le impedenze a radiofrequenza per i filamenti, associati agli zoccoli. I collegamenti dovranno essere eseguiti in maniera che le bobine siano ben separate fra loro e che siano montate in modo tale che risulti facile asportarle per eseguirne la taratura. Le bobine potranno essere approssimativamente tarate alla risonanza mediante un misuratore ad assorbimento di griglia. L'allineamento finale delle bobine a larga banda dovrà essere eseguito nella maniera descritta a proposito del convertitore a larga banda a 28 MHz controllato a quarzo.

Sarà probabilmente necessario eseguire qualche messa a punto della induttanza della bobina dell'oscillatore allo scopo di ottenere la desiderata larghezza della banda coperta.

Con un determinato valore di capacità del condensatore variabile di sintonia, l'uso di una bobina di induttanza più grande e di una minore capacità del compensatore aumenterà la larghezza della banda di frequenze coperta; all'opposto usando una bobina di induttanza minore e una maggiore capacità del compensatore si otterrà una diminuzione della larghezza della banda.

Normalmente l'oscillatore locale funziona meglio quando oscilla su frequenze più basse e pertanto esso dovrà coprire la gamma di frequenza da 133 a 138 MHz per ottenere, con un valore di frequenza intermedia di 10,7 MHz, la copertura della gamma da 144 a 148 MHz.

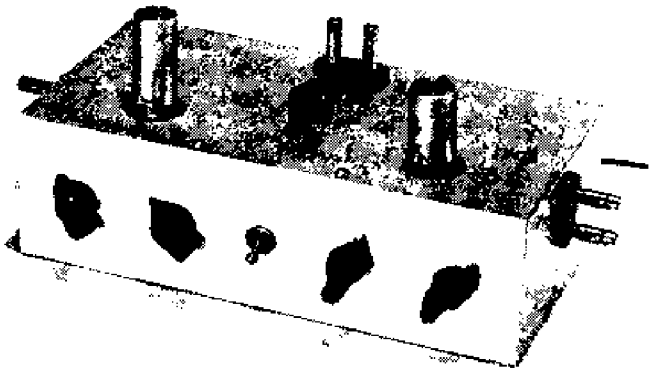
L'induttanza L_N di neutralizzazione del triodo 6AK5 non è molto critica; essa può semplicemente essere costruita nel modo indicato e può senz'altro essere saldata al suo posto. Se si desidera eseguire una neutralizzazione molto accurata, occorrerà dissaldare uno dei conduttori dell'alimentazione del filamento del tubo 6AK5 e inviare al convertitore un segnale molto forte, tale da fornire una indicazione allo strumento che nel ricevitore, abbinato al convertitore, serve per misurare le intensità dei segnali in arrivo. Dopo di ciò si regolerà l'induttanza L_N fino a che il segnale ricevuto divenga minimo. Successivamente si collegherà nuovamente il conduttore di alimentazione del filamento.

I collegamenti dell'alimentatore verranno portati ad una morsettiera montata nel fondo della custodia. Un'altra morsettiera verrà montata sul telaio ausiliario contenente gli stadi a radiofrequenza. I collegamenti fra le due morsettiere verranno eseguiti sufficientemente lunghi così da consentire di tenere il telaio ausiliario alquanto lontano dalla custodia, per effettuare agevolmente la taratura.

Figura 24.

VISTA FRONTALE DEL « BOOSTER » A DOPPIO CANALE

Un tubo 6AK5 è usato nella parte a 144 MHz mentre in quella a 50 MHz è usato un tubo 6CB6. Tali tubi possono essere sostituiti con 6AG5 e 6BC5.



« Booster » a doppio canale

Nella ricezione delle frequenze più alte spesso è di ausilio uno stadio amplificatore esterno, funzionante sulla frequenza stessa del segnale da ricevere. Un tale stadio contribuisce alla riduzione della interferenza di immagine e può essere usato per aumentare l'amplificazione dei normali ricevitori il cui campo di ricezione si estenda fino alla gamma di frequenze molto alte (v.h.f.).

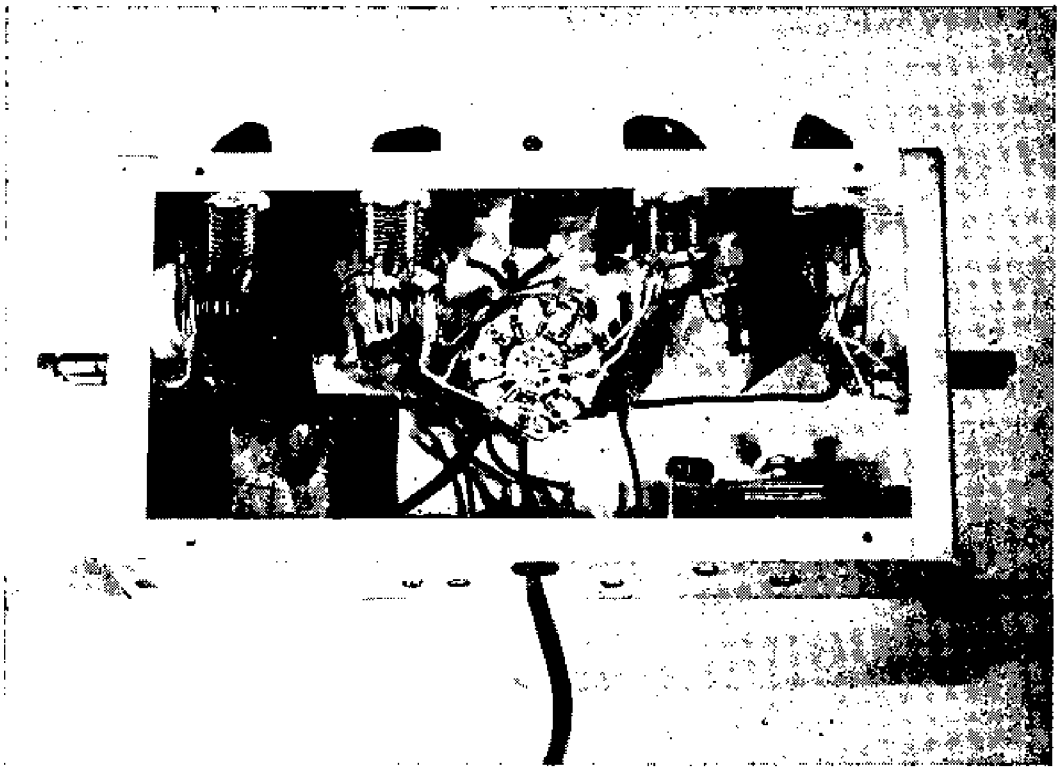


Figura 25.

INTERNO DEL « BOOSTER » A DOPPIO CANALE

I singoli amplificatori a radiofrequenza sono montati su piccoli telai piani che sono a loro volta fissati al telaio principale.

Una volta un tale amplificatore veniva chiamato « preamplificatore », ma recentemente, come risultato della terminologia televisiva, il suo nome è divenuto « booster ».

L'apparato mostrato nelle fotografie delle figure 24 e 25 e il cui schema elettrico è riportato in figura 26, è stato progettato come amplificatore ausiliario, da usare alle varie frequenze fino e sopra i 170 MHz, destinate ai radioamatori, alle trasmissioni civili e ai servizi di collegamento radio.

Esso consiste di due amplificatori sistemati in unica custodia, allo scopo di economizzare nell'alimentatore e per il motivo che, normalmente, i radioamatori e gli esperimentatori hanno interesse a ricevere almeno due bande di frequenza nel campo delle frequenze molto alte (v.h.f.).

L'apparato può essere usato, mediante l'impiego di appropriate bobine, sulle bande di frequenze destinate ai radiodilettanti tanto su 10 quanto su 6 o 2 metri di lunghezza d'onda. Può altresì essere usato per la televisione su frequenze basse, per le trasmissioni a modulazione di frequenza, per comunicazioni a v.h.f. degli aerei, oppure nei posti mobili radiotelefonici.

La gamma di accordo e l'ampiezza della gamma stessa sono facilmente modificabili usando appropriati valori per le induttanze e per le capacità variabili di accordo. Pertanto descriveremo le par-

ti dell'apparato di maggiore importanza generale, costituenti l'apparato realizzato per funzionare nella gamma di 170 MHz e che ha buona amplificazione, esente da instabilità. Le prove hanno dimostrato che tali componenti non sono adatti per il funzionamento nelle gamme televisive ad altissima frequenza: per frequenze al di sopra di 175 MHz è necessaria una costruzione più compatta con induttanze accordate a permeabilità oppure a linea risonante.

Una parte dell'apparato è realizzata con un condensatore variabile di accordo da 100 μμF e serve per il campo di frequenze più basse. L'altra parte usa un condensatore variabile di accordo da 35 μμF e serve per il campo di frequenze più alte. La parte dell'apparato che ha il condensatore variabile di capacità maggiore copre la gamma di lunghezza d'onda intorno ai 6 metri e serve quindi per la televisione a frequenze basse, oppure anche per la gamma riservata alle trasmissioni a modulazione di frequenza.

Come si vede, l'apparato è stato progettato per essere usato con una linea a piattina da 300 Ω, tanto per l'entrata quanto per l'uscita. Se dovrà essere invece usata una linea in cavo coassiale, le morsettiere di collegamento delle linee a piattina dovranno venire sostituite con le prese per cavo coassiale e su entrambe le bobine di entrata e di uscita verrà usato il sistema di accoppiamento a « link » oppure a presa diretta.

Quando si fa uso del cavo coassiale, il conduttore esterno verrà collegato a massa mediante il bocchettone di innesto, mentre il conduttore interno verrà collegato al secondario di accoppiamento oppure ad una presa eseguita su una piccola parte della bobina di accordo. Quando si fa uso di quest'ultimo sistema di accoppiamento, dovrà essere posto un condensatore in serie fra la linea di accoppiamento e la bobina anodica.

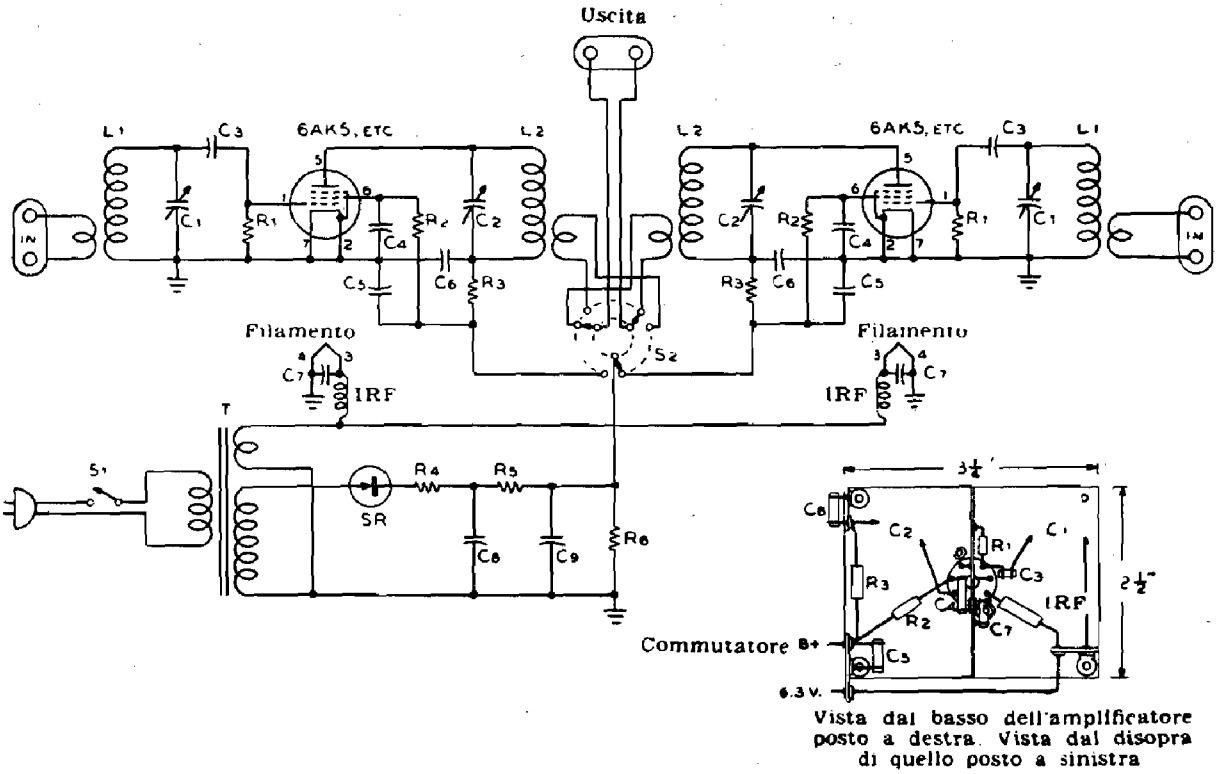
L'alimentatore è costituito da un piccolo trasformatore munito di due secondari: uno a 6,3 V e l'altro a 117 V. In tal modo la rete di alimentazione risulta isolata dal telaio e ciò consente di collegare a terra la massa del telaio e contemporaneamente di collegare a tale massa tutti i ritorni negativi del circuito.

La tensione fornita dall'alimentatore è filtrata da un gruppo a resistenza-capacità e dovrà risultare di circa 150 V sotto carico.

Costruzione Il montaggio di ogni singolo amplificatore viene fortemente semplificato se si monta ciascun amplificatore su una piccola piastra di alluminio, così come indica il dettaglio incluso nella figura 26.

Gli zoccoli sono montati su tali piastre in posizione tale che il capofilo corrispondente alla entrata del tubo, nello zoccolo, sia prossimo al terminale di entrata del telaio principale. I capofili di uscita degli zoccoli dovranno essere dirimpetto al commutatore di uscita.

Le due parti dello zoccolo corrispondenti all'entrata e all'uscita saranno reciprocamente schermate mediante una lastrina di rame che viene saldata al capofilo di massa posto sotto la vite di fissaggio dello zoccolo più prossima al piedino 4. Tale lastrina deve essere saldata anche sul piedino 4 e sul rivetto che è posto al centro dello zoccolo. Se tale piastrina di rame è stagnata da ambo i lati prima di essere montata e se



Vista dal basso dell'amplificatore posto a destra. Vista dal disopra di quello posto a sinistra

Figura 26.

SCHEMA ELETTRICO DELL'AMPLIFICATORE A DOPPIO CANALE

Nella parte in basso a destra della figura è riportato uno schizzo che mostra la disposizione dei componenti sui telaietti.

C_1—C_2—piccoli condensatori variabili
C_3—150-μμF—condensatore tubolare ceramico.
C_4, C_5, C_6, C_7—500 o 1000-μμF condensatori di fuga ceramici.
C_8-C_9—30-μF, 150 V condensatori elettrolitici
R_1—100.000 Ω, ½ W
R_2—27.000 Ω, ½ W
R_3—470 Ω, ½ W
R_4—47 Ω, 2 W
R_5—470, Ω, 2 W
R_6—47.000 Ω, 2 W
IRF—impedenze a radiofrequenza per v.h.f.
SR—rettificatore al selenio da 65 mA
T—6,3 V/1,5 A; 117 V/50 mA
S_1—interruttore a scatto.
S_2—commutatore ceramico a 2 posizioni 3 vie
L_1, L_2—bobine per la gamma di frequenza desiderata (vedi testo)

essa è sagomata e piegata in modo da seguire il contorno dello zoccolo, il suo fissaggio risulterà molto facilitato.

Durante l'operazione di montaggio, sarà opportuno che i telaietti di alluminio vengano fissati ad una tavoletta mediante tre viti poste nei fori appositamente predisposti. Queste tre viti verranno tolte quando il montaggio sarà finito e si provvederà allora a fissare definitivamente sul telaio principale i telaietti di alluminio. Gli zoccoli per valvola dovranno passare attraverso i fori molto più grandi che precedentemente erano stati eseguiti sul telaio principale. Per completare il montaggio dell'amplificatore si monteranno ora i condensatori variabili di accordo e si eseguiranno i collegamenti fra essi e gli amplificatori, mentre le bobine verranno fissate al loro posto saldandole ai terminali dei condensatori di accordo. L'alimentatore ver-

rà montato lungo l'interno della fiancata posteriore del telaio, che nel caso dell'apparato che abbiamo descritto ha le dimensioni di cm 25 per cm 12,5 con una altezza di cm 7,5.

Le dimensioni delle bobine, come si è detto prima, dipendono dalla gamma di frequenze che si desidera coprire e dalla capacità del condensatore di accordo usato. Nel caso dell'apparato descritto, per coprire la gamma di lunghezze d'onda intorno ai 6 metri e quella della televisione a frequenze basse, con un condensatore variabile da 100 μμF, tanto la bobina di griglia quanto quella anodica saranno costituite da 5 spire e mezza di filo di 1,3 mm di diametro avvolte spaziate su una lunghezza di 19 mm con un diametro di spira di 10 mm.

Nell'altro amplificatore, che è in grado di fornire una buona amplificazione nella banda di 144 MHz, verranno usate, per entrambe le bobine, 2 spire avvolte su un diametro di 10 mm e lunghezza di bobina di 6 mm, con un condensatore variabile di accordo da 35 μμ F.

Gli amplificatori che abbiamo descritti coprono rispettivamente le bande dilettantistiche di 6 metri e di 2 metri di lunghezza d'onda e di stretta larghezza. Pertanto è di trascurabile utilità usare un espansore di gamma, dato che gli amplificatori sono a banda piuttosto larga.

Per coprire gamme di frequenze diverse, le bobine verranno accuratamente tarate mediante un misuratore ad assorbimento. I secondari di accoppiamento sono costituiti da poche spire di conduttore coperto con isolante plastico sistemate fra le spire della induttanza di accordo, dalla parte a potenziale basso. Qualora l'apparato dovesse innescare, ciò potrebbe derivare da un accoppiamento fra le linee di entrata e di uscita esterne all'apparato. Se la causa non fosse questa, l'oscillazione potrà essere eliminata usando un accoppiamento più stretto sulla bobina di antenna dell'amplificatore. Provando a variare il numero di spire del secondario di accoppiamento e allargando o stringendo l'accoppiamento di esso con la bobina di accordo, si effettuerà una messa a punto tale da ottenere la migliore amplificazione insieme ad una completa stabilità.

CAPITOLO VENTUNESIMO

Eccitatori e trasmettitori di bassa potenza

In questo capitolo verranno descritti alcuni tipi di apparecchiature che hanno lo scopo di soddisfare una vasta gamma di esigenze. Descriveremo dapprima un semplice trasmettitore a due tubi per tutte le gamme d'onda e un semplice oscillatore pilota a frequenza variabile, adatto ai principianti e a coloro che hanno esigenze limitate. Successivamente verranno descritti alcuni stadi eccitatori e alcuni trasmettitori di bassa potenza funzionanti su varie gamme di frequenza. Infine, per coloro che hanno maggiori esigenze o una pratica maggiore, verrà descritto un generatore a singola banda laterale, di alte prestazioni, nel quale si fa uso del classico metodo del filtro, ma che non richiede componenti di acquisto difficoltoso.

Trasmettitore a due tubi per tutte le gamme

Le figg. 1, 2 e 3 illustrano un semplice trasmettitore a radiofrequenza a due tubi, che può essere usato, con quarzi di frequenza adeguata, su tutte le bande dilettantistiche comprese fra 1,8 e 54 MHz. Esso può essere fatto funzionare sia ad onde persistenti non modulate, sia con modulazione anodica del tubo finale. 6L6.

Descrizione del circuito Il tubo oscillatore a quarzo è del tipo 6AG7. Esso funziona come oscillatore Colpitts non accordato, con il quarzo inserito fra griglia e massa. Il segnale di uscita dal circuito accordato anodico del tubo è trasmesso capacitivamente alla griglia del tubo amplificatore 6L6. Variazioni nella frequenza di accordo del circuito anodico della 6AG7 hanno un trascurabile effetto sulla frequenza di oscillazione o sulla attività del circuito oscillatore a quarzo. La polarizzazione del tubo 6AG7 è ottenuta dalla caduta di tensione causata dalla corrente di griglia attraverso la resistenza di polarizzazione di 100 KΩ sommata con la piccola caduta nella resistenza catodica da 100 Ω e nella resistenza ohmica della impedenza a radiofrequenza. La polarizzazione base di griglia per il tubo 6L6 è dovuta esclusivamente alla

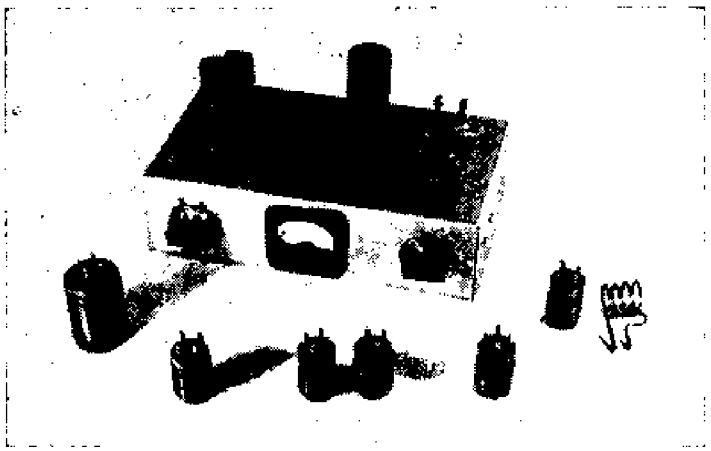


Figura 1.

VISTA FRONTALE DEL TRASMETTITORE PER TUTTE LE GAMME DI FREQUENZA

Vicine all'apparato sono visibili le bobine per il funzionamento su tutte le bande fino a 54 MHz.

caduta di tensione provocata dalla corrente di griglia che passa attraverso la resistenza da 47 KΩ di polarizzazione del tubo. Pertanto non dovrà essere applicata all'anodo del tubo 6L6 alcuna tensione fino a che a tale tubo non pervenga l'eccitazione fornita dallo stadio a quarzo. Ciò sarà trattato più dettagliatamente nel paragrafo dedicato alla messa a punto e al funzionamento del trasmettitore. La tensione di griglia schermo per tutti e due i tubi del trasmettitore è ottenuta dalla tensione di alimentazione anodica mediante opportune resistenze di caduta. L'impedenza a radiofrequenza posta sul circuito anodico del tubo 6L6 ha lo scopo di evitare che la tensione di alimentazione anodica arrivi allo stadio accordato di uscita del trasmettitore. L'induttanza anodica L_1 del tubo 6L6 viene così a trovarsi a potenziale nullo rispetto alla massa, per quanto concerne la tensione continua. Invece su questa induttanza si avrà tutta la tensione a radiofrequenza di uscita dal trasmettitore; in tal modo diviene possibile effettuare il pieno carico a radiofrequenza sulla bobina, senza alcun pericolo di incidenti. Il trasmettitore può essere fatto funzionare sulle bande di frequenza corrispondenti a 160, 80 e 40 metri di lunghezza d'onda, senza bisogno di eseguire alcun accordo del circuito anodico del tubo 6AG7. Per questo tipo di funzionamento il condensatore di accordo anodico del tubo 6AG7 va posto sulla posizione « 100 » della sua manopola di comando in modo che la sua capacità risulti minima. Se si aumenta la capacità di questo condensatore di accordo rispetto al valore minimo, si viene a ridurre il valore della tensione di eccitazione disponibile sulla griglia del tubo 6L6 e conseguentemente risulterà minore la potenza di uscita fornita da tale tubo.

Il trasmettitore è in grado di funzionare su tutte le gamme di frequenza, modificando adeguatamente la bobina del circuito anodico del tubo 6AG7. Ma è importante ricordare che quando il trasmettitore viene fatto funzionare con bobina inserita nel circuito anodico del tubo 6AG7, cioè quando questo è accordato. lo stadio 6L6 dovrà funzionare sempre come moltiplicatore di frequenza. In altri termini il circuito anodico del tubo 6AG7 (che però eventualmente può essere posto nella griglia del tubo 6L6) deve essere sempre accordato su una frequenza metà o un terzo di quella sulla quale è accordato il circuito anodico del tubo 6L6. Se ciò non viene fatto e quindi se il circuito di griglia del tubo 6L6 è accordato sulla stessa frequenza del circuito anodico, lo stadio 6L6 tenderà ad autooscillare. Quando il tubo 6L6 autooscilla, molto probabilmente avverrà

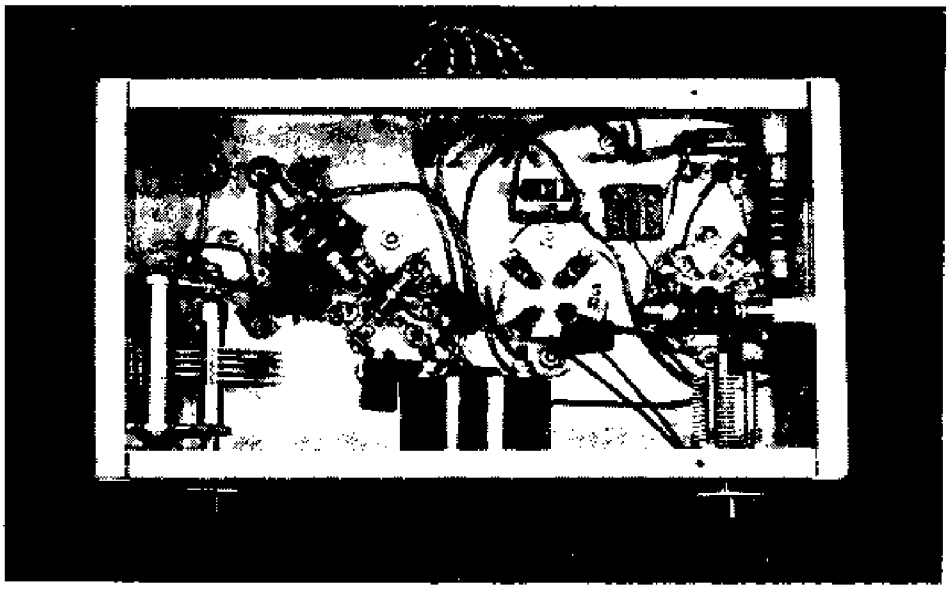


Figura 2.
VISTA DAL BASSO DEL TRASMETTITORE PER TUTTE LE GAMME DI FREQUENZA

uno spostamento della frequenza, che andrà a finire fuori banda, e si avrà una cattiva stabilità di frequenza, dato che in tali condizioni il quarzo non esegue più alcun controllo della frequenza di trasmissione. Quindi occorre sempre accertarsi, mediante un ondametro, che il circuito di griglia del tubo 6L6 (circuito anodico del tubo 6AG7) sia accordato su una frazione (che può essere metà o un terzo) della frequenza di uscita del trasmettitore.

Il funzionamento dello stadio finale del trasmettitore come moltiplicatore di frequenza porta come conseguenza una piccola riduzione della potenza di uscita ottenibile dal trasmettitore. Ma tale riduzione di potenza è così lieve, che può essere considerata trascurabile.

Numerose prove eseguite sul trasmettitore, abbinato al modulatore da 12 W con tubi 6V6 descritto nel capitolo 23, hanno mostrato che la modulazione anodica del tubo 6L6, funzionante in duplicazione di frequenza, risulta abbastanza soddisfacente, con una buona percentuale di modulazione ed eccellente qualità di voce, su tutte le bande di frequenza destinate alle trasmissioni radiofoniche dilettantistiche fino a 54 MHz. La profondità di modulazione sulla banda dei 6 metri (da 50 a 54 MHz) è alquanto più bassa di quella che si ottiene su tutte le altre bande di frequenza, come può essere osservato in laboratorio con l'ausilio di un oscilloscopio a raggi catodici. Tuttavia le prove pratiche eseguite sui segnali trasmessi hanno mostrato che la percentuale effettiva di modulazione e la qualità della modulazione dei segnali ricevuti sono eccellenti.

La tabella indica la combinazione più adatta di bobine e di frequenza dei quarzi, da usare su ognuna delle bande di frequenza dilettantistiche. Occorre notare che vi sono parecchie soluzioni per ottenere la trasmissione di segnali

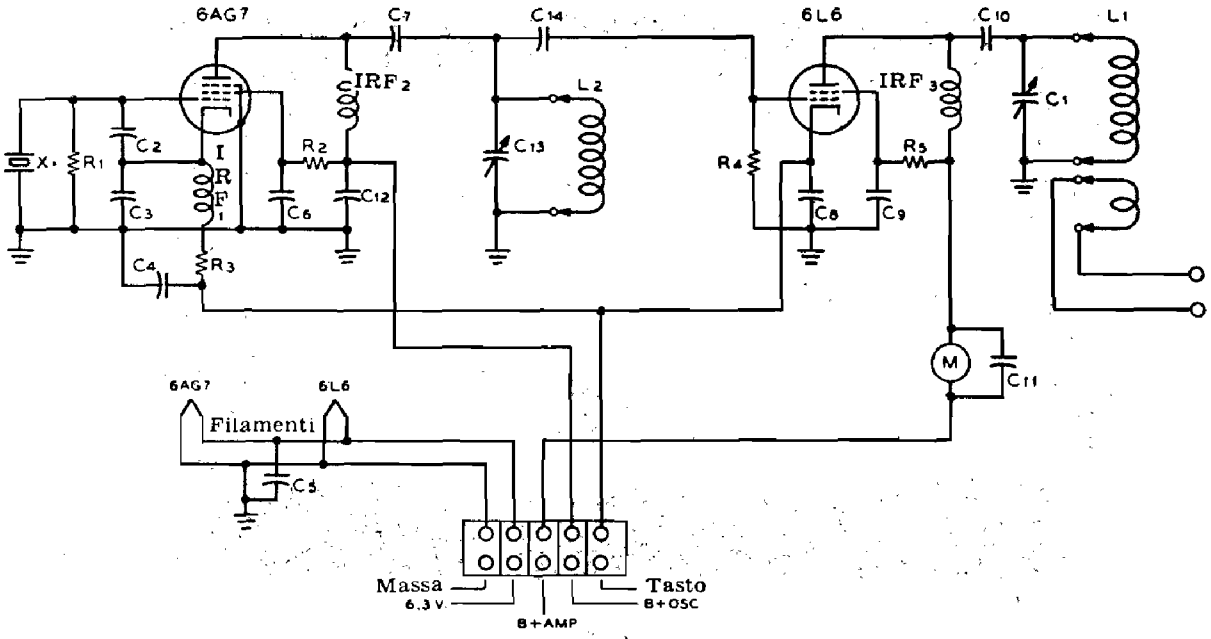


Figura 3.

SCHEMA ELETTRICO DEL TRASMETTITORE PER TUTTE LE GAMME

C_1—100-μμF variabile
C_2—15-μμF ceramico piccolo
C_3—200-μμF ceramico piccolo
C_4, C_5, C_6—0,0068-μF mica
C_7—75-μμF mica piccolo
C_8-C_9—0,0068-μF mica
C_{10}—100-μμF 1000-V mica
C_{11}, C_{12}—0,0068-μF mica
C_{12}—100-μμF variabile piccolo
C_{14}—75-μμF mica piccolo

R_1—100.000 ohms ½ watt
R_2—39.000 ohms 2 watts
R_3—100 ohms ½ watt
R_4—47.000 ohms 2 watts
R_5—22.000 ohms 2 watts
X—quarzo per la banda di frequenza desiderata (vedi tabella delle bobine e dei quarzi)
L_1, L_2—vedi tabella delle bobine e dei quarzi
$IRF_{1/2/3}$—Impedenza a radiofrequenza da 2,5 mH, 125 mA.
M—0 ÷ 100 milliampermetro per corrente continua

sulle bande dilettantistiche di frequenza più bassa. Si può far uso di una qualunque di queste combinazioni, a seconda della particolare frequenza del quarzo che si ha a disposizione. Se le frequenze del quarzo sono accuratamente scelte, e ciò può essere fatto in base al certificato di cui ogni quarzo è dotato, i vari quarzi potranno essere usati su tre bande di frequenza in relazione armonica l'una rispetto all'altra. Così, un quarzo la cui frequenza fondamentale sia compresa fra 3,5 e 3,6 MHz può essere usato per le bande di frequenza di 3,5 MHz, 7 MHz e 14 MHz. Le stesse considerazioni vanno applicate ai quarzi da 1,8 MHz e da 7 MHz.

Costruzione L'apparato viene montato su un telaio in alluminio delle dimensioni di cm. 14 x 25 x 8. Naturalmente potranno essere usati telai aventi misure similari, anche se non perfettamente uguali. Analogamente, anche i componenti che costituiscono il trasmettitore potranno essere diversi da

quelli impiegati sul prototipo, beninteso purchè essi abbiano le stesse caratteristiche dei componenti del prototipo.

Tutti i collegamenti dovranno essere eseguiti in maniera molto chiara e quelli impiegati per collegare fra loro componenti percorsi da correnti a radiofrequenza dovranno essere i più corti possibile. Dovranno essere usati ottimi conduttori isolati in cotone sterlingato e, prima di essere saldati, i conduttori dovranno essere meccanicamente fissati ai terminali ai quali essi vanno collegati. La saldatura deve essere usata solo come sistema per garantire un buon collegamento elettrico; essa non deve mai costituire un sostegno meccanico. Non si incontrerà alcuna difficoltà ad impiegare i normali metodi di saldatura se, prima di procedere alla saldatura stessa, tutti i componenti e i conduttori saranno stati ben puliti, se viene impiegata un'ottima lega per saldare, con anima ravvivante, e infine se si fa uso di un saldatore elettrico di buona qualità. Non si deve mai saldare ad un reoforo o capofilo una estremità di un componente, lasciandone invece dondolante l'altra estremità: si usino punti di ancoraggio isolati in carta bakelizzata, come quelli che sono stati usati nella costruzione del prototipo e che sono visibili nella fotografia. Questi punti di ancoraggio sono poco costosi e possono facilmente acquistarsi nei negozi di componenti radio.

L'alimentatore L'alimentatore per il trasmettitore (descritto nel capitolo 25) va montato su un telaio separato, cosicchè esso può essere convenientemente usato, in un tempo successivo, per l'alimentazione di altri complessi o di altre apparecchiature.

L'alimentatore è in grado di fornire da 350 a 375 V. con una corrente di carico da 75 a 110 mA. Inoltre l'alimentatore fornisce una tensione alternata di 6,3 V. con una corrente fino a 4,5 A, per l'accensione di filamenti di tubi elettronici degli apparati ad esso collegati.

Per ragioni di praticità, la presa per il tasto e il filtro che elimina i disturbi provocati dalla manipolazione del tasto, che servono entrambi per il trasmettitore collegato all'alimentatore, sono montati sul telaio dell'alimentatore.

Messa a punto e funzionamento La messa a punto del trasmettitore è molto semplice, ma richiede una certa attenzione la regolazione del secondario di accoppiamento di antenna allo scopo di ottenere che la massima parte della potenza emessa dal trasmettitore venga effettivamente condotta al sistema di antenna. Il procedimento di accordo è il seguente: si accenda anzitutto il ricevitore della stazione, dopo averne però staccata l'antenna dalla entrata, e si sintonizzi il ricevitore approssimativamente sulla frequenza del quarzo che verrà impiegato nel trasmettitore. Tale quarzo dovrà avere una frequenza fondamentale di oscillazione, compresa dentro le bande di frequenza di 1,8 MHz oppure 3,5 MHz oppure 7 MHz. Successivamente si applichi la tensione di filamento ai tubi del trasmettitore, chiudendo l'interruttore di alimentazione che è posto al centro del telaio dell'alimentatore. La spina del tasto dovrà essere inserita nella presa per il tasto di manipolazione, posta sul davanti del telaio dell'alimentatore. Trascorsi circa 30 secondi, si applichi

TABELLA DEI QUARZI E BOBINE

GAMMA DI LAVORO	GAMMA DI FREQUENZA DEL QUARZO	BOBINA NEL CIRCUITO ANODICO DEL TUBO 6AG7	BOBINA NEL CIRCUITO ANODICO DEL TUBO 6L6
1,8 MHz	1,8 - 2,0	No	1,8 MHz
3,6 MHz	1,75 - 2,0	No	3,6 MHz
3,6 MHz	3,5 - 4,0	No	3,6 MHz
7,0 MHz	1,75 - 1,825	3,6 MHz	7,0 MHz
7,0 MHz	3,5 - 3,65	3,6 MHz	7,0 MHz
7,0 MHz	7,0 - 7,3	No	7,0 MHz
14 MHz	3,5 - 3,6	7 MHz	14 MHz
14 MHz	7,0 - 7,2	7 MHz	14 MHz
21 MHz	7,0 - 7,15	7 MHz	21 MHz
21 MHz	10,5 -10,725	7 MHz (accord. su 10 MHz)	21 MHz
27 MHz (26,96-27,23)	6,74 - 6,8075	14 MHz	28 MHz
28 MHz	7,0 - 7,425	14 MHz	28 MHz
50 MHz	8,334 - 9,0	10 MHz (accord. su 25 MHz)	50 MHz

DATI DI AVVOLGIMENTO DELLE BOBINE

Banda di frequenza	Bobina anodica 6AG7	Bobina anodica 6L6
1,8 MHz	Non necessaria	54 spire filo smaltato da 0,65 mm avvolte su supporto di 37 mm di diametro. Secondario di accoppiamento con 8 spire filo smaltato da 0,65 avvolte strettamente su supporto di 25 mm di diametro.
3,5 MHz	35 spire filo smaltato da 0,65 mm avvolte strettamente su supporto di 25 mm di diametro.	35 spire filo smaltato da 0,65 mm avvolte strettamente su supporto di 25 mm di diametro. Secondario di accoppiamento con 7 spire filo smaltato da 0,65 mm.
7,0 MHz	23 spire filo smaltato da 0,65 mm avvolte strettamente su supporto di 25 mm di diametro.	18 spire filo smaltato da 0,65 mm avvolte strettamente su supporto di 25 mm di diametro. Secondario di accoppiamento con 6¾ spire filo smaltato da 0,65 mm.
14 MHz	10 spire filo smaltato da 0,65 mm; supporto di 25 mm di diametro; altezza della bobina 25 mm.	7¼ spire filo smaltato da 1 mm avvolte su supporto di 25 mm di diametro. Altezza della bobina 10 mm. Secondario di accoppiamento con 4 spire filo smaltato da 0,65 mm.
21 MHz	Non necessaria	Usare la bobina per 28 MHz.
28 MHz	Non necessaria	4½ spire filo smaltato da 1,6 mm, avvolte su supporto di 25 mm di diametro. Altezza della bobina 22 mm. Secondario di accoppiamento con 4 spire filo smaltato da 0,65 mm.
50 MHz	(Bobina accordata su 25 MHz). 5¾ spire filo smaltato da 1 mm. avvolte su supporto di 25 mm di diametro. Altezza della bobina 16 mm.	4 spire filo nudo da 3,2 mm di diametro senza supporto. Diametro interno 22 mm. Altezza della bobina 32 mm.

al trasmettitore la tensione anodica, chiudendo l'interruttore situato sul lato destro del telaio dell'alimentatore. Se si ha a disposizione un voltmetro per corrente continua, si misuri la tensione uscente dall'alimentatore. Tale tensione dovrà essere di 425 V. quando l'alimentatore non è caricato. Se non si ha a disposizione alcun voltmetro e se il tubo raddrizzatore 5Y3GT, osservato ad occhio, presenta una accensione regolare, si può supporre che l'alimentatore eroghi la sua normale tensione. Si faccia ora con il tasto una serie di punti o di linee spostando contemporaneamente la sintonia del ricevitore da una parte e dall'altra attorno alla frequenza del quarzo. Il segnale emesso dall'oscillatore a quarzo dovrà essere ricevuto tutte le volte che il tasto viene abbassato. Se ciò non avviene, significa che vi è qualche inconveniente o nell'alimentatore, o nell'oscillatore a quarzo, o nei collegamenti del tasto di manipolazione, o infine che il quarzo è difettoso.

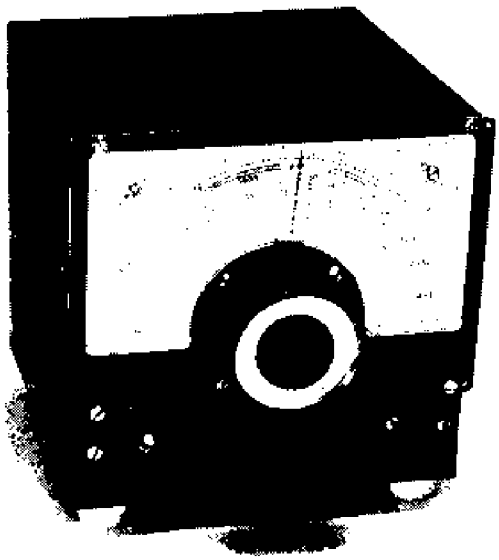
Dopo che col ricevitore si sia ricevuto il segnale emesso dall'oscillatore a quarzo, si accoppii lascamente al circuito anodico del tubo 6L6 una ansa di conduttore terminante in una lampadina e si accordi il circuito anodico sulla risonanza, che corrisponde alla massima brillantezza della luce emessa dalla lampadina.

Se il tubo 6AG7 funziona con circuito anodico non accordato, si otterrà maggiore potenza di uscita quando il quarzo ha una frequenza uguale a quella del circuito anodico del tubo 6L6; ma si otterrà ugualmente una buona potenza di uscita quando il quarzo funziona su 1,8 MHz mentre il circuito anodico del tubo 6L6 è accordato su 3,5 MHz, e si otterrà anche una discreta potenza di uscita quando il quarzo oscilla su una frequenza compresa fra 3,5 e 3,65 MHz mentre il circuito anodico del tubo 6L6 è accordato su 7 MHz.

Volendo far funzionare il trasmettitore su una banda di frequenza più alta, occorrerà inserire una bobina nel circuito anodico del tubo 6AG7 (si ricordi che quando si usa una induttanza nel circuito anodico del tubo 6AG7, lo stadio finale con tubo 6L6 deve sempre funzionare come moltiplicatore di frequenza). La lampadina e l'ansa di filo dovranno essere accoppiati inizialmente sulla bobina anodica del tubo 6AG7. Il primo circuito accordato va sintonizzato sulla massima uscita alla frequenza desiderata. Si sposterà ora la lampadina e la relativa ansa di filo sulla bobina anodica del tubo 6L6, accoppian-

Figura 4.

VISTA FRONTALE DELL'OSCILLATORE PILOTA A FREQUENZA VARIABILE AD UN SOLO TUBO ELETTRONICO



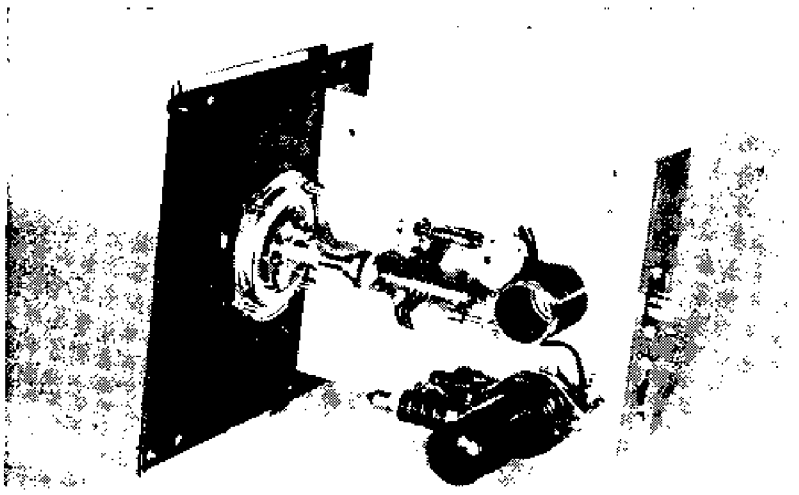


Figura 5.
IL TELAIO
VISTO DALL'ALTO

dole lascamente, e si accorderà il circuito anodico del tubo 6L6 fino ad avere la massima uscita sulla desiderata frequenza, che è una armonica della frequenza generata dall'oscillatore a quarzo.

Si potrà ora provare il trasmettitore sulla massima potenza di uscita caricando il circuito di uscita con una lampadina da 25 W a 115 V. Il miglior sistema per eseguire questa prova consiste nell'avvolgere attorno alla bobina del circuito anodico del tubo 6L6, 10 spire di conduttore isolato e nel saldare temporaneamente i terminali di questo avvolgimento esterno ai due reofori, quello centrale e quello laterale, della lampadina da 25 W. La lampadina dovrà accendersi quasi alla sua normale brillantezza, quando il circuito anodico del tubo 6L6 viene accordato in risonanza. Quando si vuole eseguire la prova avanti descritta alla frequenza di 1,8 MHz, anzichè avvolgere 10 spire di conduttore isolato, occorrerà avvolgerne 20, sempre attorno alla bobina anodica del tubo 6L6.

Ora potrà venire eseguita la manipolazione mediante il tasto e la caratteristica di tale manipolazione potrà essere provata con la lampadina da 25 W, che agisce come carico equivalente. La manipolazione dovrà essere netta, senza apprezzabili scintille o stridori, ma nel ricevitore potrà essere avvertito qualche colpo per il fatto che esso funziona nelle immediate vicinanze del trasmettitore.

A questo punto il trasmettitore può venire accoppiato al sistema di antenna, usando uno dei sistemi di accoppiamento descritti nel capitolo 11.

Oscillatore a frequenza variabile ad un solo tubo elettronico

L'oscillatore pilota a frequenza variabile ad un solo tubo elettronico, mostrato nelle figure da 4 a 7, è stato essenzialmente progettato per essere impiegato nelle più basse bande di frequenza dilettantistiche. La sua stabilità è idonea ad un funzionamento in fonia su tutte le bande di frequenza.

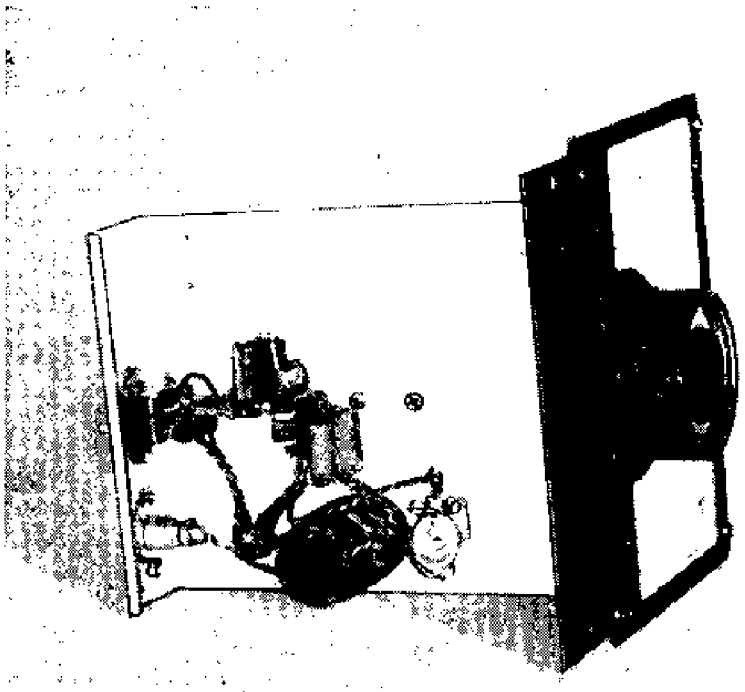


Figura 6.
IL TELAIO
VISTO DAL BASSO

Il tubo oscillatore 6AG7 verrà accoppiato ad un moltiplicatore di frequenza, per le frequenze più alte, mentre sulla banda di frequenze di 1,8 MHz esso andrà collegato direttamente allo amplificatore finale. L'oscillatore copre il campo di frequenze fra 1,7 e 2 MHz, con un piccolo margine in più tanto da una parte quanto dall'altra. Poichè questo oscillatore pilota a frequenza variabile è progettato per funzionare tanto nella banda di frequenze di 1,8 MHz quanto nelle bande dilettantistiche di frequenza più alta, il circuito anodico del tubo 6AG7 sarà accordabile con sintonia piatta su circa 1,85 MHz. Questo oscillatore può fornire circa un quarto di watt di potenza di uscita su tutta la gamma di frequenze compresa fra 1,7 e 2 MHz.

Se si desidera usare l'oscillatore pilota a frequenza variabile solo nelle gamme di frequenza più alte di 3,4 MHz, il circuito anodico del tubo 6AG7 potrà venire sintonizzato su circa 3,7 MHz, rinunziando in tal modo alla possibilità di funzionare su 1,8 MHz ma eliminando la necessità dell'impiego di uno stadio duplicatore di frequenza quando si passi dalla banda di frequenze di 1,8 a quella di 3,5 MHz. Se invece si desidera potere funzionare anche su 1,8 MHz, allora la bobina anodica del tubo 6AG7 dovrà essere uguale a quella del circuito di griglia, eccetto che su essa verrà avvolto un secondario di accoppiamento.

Descrizione del circuito Il tubo 6AG7 viene fatto funzionare in un normale circuito oscillatore Clapp, con uscita ottenuta per accoppiamento elettronico dal circuito anodico del tubo. L'eccellente stabilità del circui-

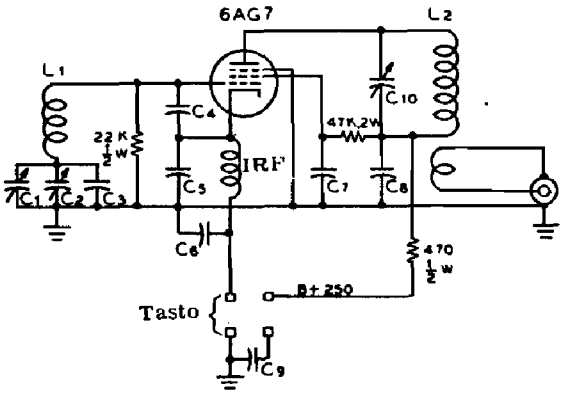


Figura 7

SCHEMA ELETTRICO DELL'OSCILLATORE PILOTA A FREQUENZA VARIABILE, CON TUBO 6AG7

C_1—35-μμF variabile piccolo

C_2—4,5 ÷ 25μμF compensatore ceramico con coefficiente di temperatura nullo

C_3—10-μμF condensatore ceramico con coefficiente negativo

C_4, C_5—0,0015 μF mica argentata

C_6—0,01 μF ceramico di fuga

C_7, C_8—0,0068 μF mica

C_9—0,005 μF ceramico di fuga

C_{10}—come C_2

L_1—80 spire filo smaltato da 0,32 mm avvolte strettamente su un supporto di 25 mm di diametro. La bobina, dopo completata, andrà immersa in mastice di polistirolo

L_2—125 spire filo smaltato da 0,32 mm avvolte strettamente su un supporto di 25 mm di diametro. La bobina ha un secondario di accoppiamento costituito da 8 spire di conduttore isolato da 0,8 mm

IRF—2 ½ mH-125 mA impedenza a radiofrequenza

to oscillatore Clapp e il fatto che l'uscita dal tubo è ottenuta per accoppiamento elettronico, rendono possibile far funzionare la sezione oscillatrice del circuito sulla stessa frequenza sulla quale è accordato il circuito di uscita. Così questo eccitatore può essere usato sulla banda di frequenze di 1,8 MHz per eccitare un trasmettitore, anche se l'oscillatore funziona sulla stessa frequenza di uscita del trasmettitore. Questo sistema di funzionamento ha dato risultati soddisfacenti evitando così di far funzionare la sezione oscillatrice dell'oscillatore pilota su frequenze assegnate alle radioaudizioni, come avverrebbe invece se l'oscillatore dovesse funzionare su frequenza metà di quella del trasmettitore ad onde medio-corte. Il circuito oscillatorio dell'oscillatore pilota è risonante in serie e consiste nell'induttanza L_1 accordata dai condensatori C_1, C_2 e C_3 in parallelo fra loro. La forte corrente che in risonanza passa attraverso il circuito risonante serie, passa anche attraverso i due condensatori a mica argentata C_4 e C_5, provocando una piccola caduta di tensione nelle relative reattanze. Questa tensione è applicata alla griglia del tubo 6AG7 e ne costituisce la tensione di eccitazione, mentre il catodo del tubo alimenta il circuito accordato, tenendolo in oscillazione. È importante che venga tenuto presente il modo con cui funziona il circuito oscillatore Clapp, come lo abbiamo descritto sopra. Il suo funzionamento è completamente differente da quello dei normali tipi di oscillatori, nei quali il tubo è inserito in punti ad alta impedenza dei circuiti oscillanti, mentre nell'oscillatore Clapp il tubo è inserito in un punto a bassa impedenza che è accoppiato in maniera alquanto debole al circuito risonante. Sono questi due fattori (tubo inserito in un punto a bassa impedenza del circuito e tubo debolmente accoppiato al circuito) che rendono possibile la maggiore stabilità di frequenza che l'oscillatore Clapp presenta al variare dei parametri del tubo elettronico usato. Per contro occorre tener presente che eventuali variazioni delle caratteristiche elettriche dei componenti che costituiscono il circuito risonante dell'o-

scillatore hanno, sulla frequenza di funzionamento dell'oscillatore, maggiore effetto di quanto non si abbia con gli altri tipi di circuiti oscillatori.

Le capacità C_4 e C_5 dovranno avere un valore più elevato possibile, che consenta tuttavia il mantenimento di oscillazioni di ampiezza adeguata su tutta la gamma di frequenze desiderata. Se queste due capacità sono troppo elevate, il circuito non oscilla più su tutte le frequenze della gamma, ma oscillera solo su una parte di tale gamma. Se invece questi due condensatori hanno una capacità troppo piccola, l'accoppiamento fra il tubo e il circuito risonante risulterà eccessivo e conseguentemente si avrà una maggiore influenza delle variazioni delle caratteristiche del tubo sulla frequenza di oscillazione. Per il circuito illustrato in questo paragrafo, i valori migliori per i due condensatori C_4 e C_5 sono risultati quelli da noi riportati: l'uscita dell'oscillatore inizia appena a diminuire quando la frequenza delle oscillazioni raggiunge i 2 MHz. Con un voltmetro elettronico è conveniente misurare l'ampiezza delle oscillazioni, eseguendo la misura della tensione negativa di griglia ottenuta per rettificazione sul tubo 6AG7. Questa tensione dovrà essere compresa fra 3 e 8 V. Se la tensione di polarizzazione di griglia è inferiore a 3 V ciò significa che l'oscillatore funziona sostanzialmente in classe A, sicchè si ha una tendenza alla instabilità dell'oscillazione col variare del carico e col variare delle tensioni. Se l'ampiezza delle oscillazioni è tale che la tensione di polarizzazione di griglia risulti superiore agli 8 o 10 V, ciò vuol dire che l'accoppiamento fra tubo elettronico e circuito accordato è eccessivo, cosicchè eventuali variazioni delle caratteristiche del tubo provocheranno, sulla frequenza di funzionamento, un effetto maggiore di quanto sarebbe desiderabile.

Stabilità dell'oscillatore Come per tutti gli altri oscillatori a frequenza variabile, alcune precauzioni dovranno essere prese allo scopo di ridurre l'effetto che le variazioni di temperatura hanno sulla frequenza delle oscillazioni.

Se non si attua alcuna compensazione di temperatura, la frequenza di funzionamento dell'oscillatore si sposterà verso le frequenze più basse con l'aumentare della temperatura dei componenti determinanti la frequenza di oscillazione. È risaputo che le normali induttanze e i normali condensatori usati nei circuiti oscillanti hanno un coefficiente di temperatura positivo. Allo scopo di compensare l'effetto della temperatura è quindi necessario includere nel circuito dell'oscillatore alcuni componenti che abbiano coefficiente di temperatura negativo. Questi componenti debbono essere sistemati in posti tali che la loro temperatura cresca o diminuisca nello stesso tempo e nella stessa misura degli altri componenti che fanno parte del circuito e che ne determinano la frequenza di funzionamento.

La compensazione delle variazioni di temperatura nell'apparato che stiamo descrivendo viene ottenuta impiegando un condensatore C_3 da 10 $\mu\mu$F con coefficiente negativo. Il valore di questa capacità è stato determinato in seguito a numerose prove di deriva di frequenza eseguite sull'apparato, usando i più

svariati valori di capacità di compensazione. Con il valore sopra indicato, l'apparato ha una deriva di frequenza di circa 150 Hz a 1,8 MHz nei primi 25 minuti di funzionamento; successivamente la frequenza di funzionamento si stabilizza su un valore costante.

Vi sono da fare molte considerazioni circa la stabilità con la temperatura degli altri componenti dell'apparato. Anzitutto è importante che, nell'apparato, vengano usati per C_4 e C_5 condensatori a mica argentata. I normali condensatori a mica sono leggermente instabili e danno una piccola deriva di frequenza, mentre i condensatori ceramici di fuga del tipo ad elevata capacità (come quello usato per C_9) sono caratterizzati da una sensibile variazione di capacità al variare della temperatura.

Per C_2 si raccomanda di usare un compensatore ceramico a coefficiente di temperatura nullo, ma se non è possibile procurarselo, potrà essere usato un compensatore con lamine d'ottone, di buona qualità. Si raccomanda di non usare compensatori con lamine di alluminio, poichè essi determinano una forte deriva di frequenza, che aumenta al crescere della temperatura.

Il condensatore variabile principale di accordo C_1, deve avere supporti tali da poter essere montato solidamente. La bobina di accordo, L_1, dovrà avere anch'essa un montaggio solido e dovrà preferibilmente essere immersa in una cera ad alta temperatura di fusione, adatta per bobine. Se non si ha a disposizione una tale cera, la bobina dovrà essere completamente rivestita con mastice di polistirolo.

Costruzione L'apparato è sistemato in una custodia di ferro avente le dimensioni di 15 x 15 x 15 cm. I componenti dell'apparato sono montati su un piccolo telaio di alluminio contenibile nella custodia. Per la manovra del condensatore C_1 si fa uso di una grande manopola con scala semicircolare. Questa manopola ha dimensioni leggermente maggiori di quelle della custodia, ma la sporgenza è minore di 3 mm. per parte, sicchè non ne deriva un effetto antiestetico. Tutti i componenti del circuito di griglia dell'oscillatore sono montati nella parte inferiore del telaio mentre i componenti del circuito anodico sono montati sulla parte superiore. Lo zoccolo per il tubo 6AG7 è sostenuto sopra il telaio, ad una distanza di circa 12 mm. da esso, mediante opportuni distanziatori, mentre tutti i collegamenti che vanno dalla parte superiore alla parte inferiore del telaio attraversano il telaio mediante rondelle isolanti in gomma.

È stato detto al principio di questo paragrafo che è necessario attuare accorgimenti per la ventilazione dei componenti posti dentro la custodia. Tuttavia, prove eseguite sull'apparato hanno mostrato che la trasmissione di calore verso l'esterno da parte delle pareti della custodia, verniciate in nero è molto buona, sicchè i componenti posti dentro la custodia raggiungono la loro temperatura di regime in un tempo inferiore alla mezz'ora. Dopo ottenuta la stabilizzazione della temperatura, le pareti della custodia risulteranno al tatto leggermente tiepide.

Il telaio, le cui dimensioni corrispondono esattamente alle dimensioni interne della custodia, assicura, oltre ad

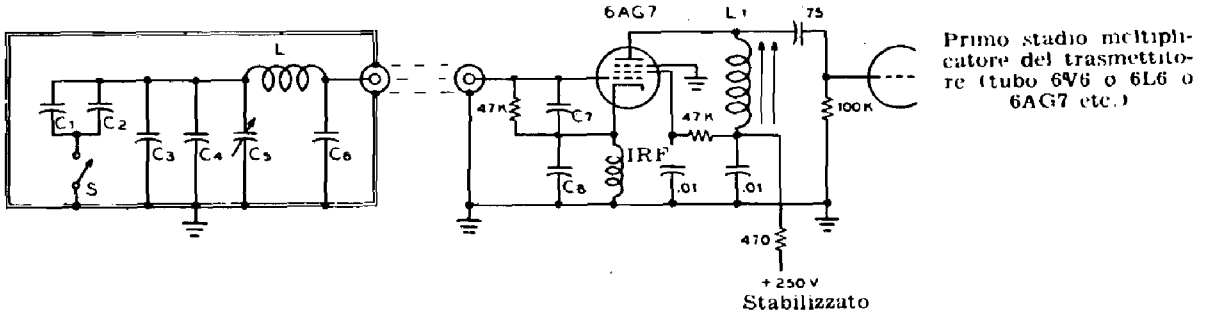


Figura 8.

SCHEMA ELETTRICO DELL'OSCILLATORE PILOTA A FREQUENZA VARIABILE ACCORDATO A DISTANZA

C_1—30-μμF ceramico a coefficiente zero

C_2—36-μμF ceramico a coefficiente zero

C_3—39-μμF ceramico a coefficiente negativo

C_4—200-μμF ceramico a coefficiente zero

C_5—50-μμF variabile

C_6—300-μμF ceramico a coefficiente zero, per cavo lungo 50 cm. Per lunghezze di cavo maggiori, la capacità di C_6 va ridotta di quanto aumenta la capacità del cavo

C_7—0,0015-μF mica argentata

C_8—0,004-μF mica argentata

L—35 spire filo smaltato da 0,2 mm avvolte strettamente su un supporto di 25 mm di diametro. Verniciare dopo l'avvolgimento

L_1—bobina autorisonante, accordata o su 160 m o su 80 m di lunghezza d'onda

IRF—impedenza a radiofrequenza da 2,5 mH-125 mA.

S—commutatore di gamma

una completa schermatura della parte superiore rispetto alla parte inferiore, anche un sufficiente isolamento termico di questa, sicchè l'oscillatore non darà l'inconveniente di rapide variazioni di frequenza che sarebbero invece da attendersi a causa del riscaldamento dell'apparato.

Funzionamento L'oscillatore richiede per il suo funzionamento una tensione di 6,3 V, con una corrente di 0,65 A per il filamento del tubo 6AG7 e una tensione da 200 a 275 V, con una corrente da 15 a 20 mA, per la tensione anodica. La stabilità di frequenza dell'oscillatore al variare della tensione anodica è ottima, sicchè non è necessaria alcuna particolare stabilizzazione di tensione anodica quando l'apparato funziona nelle gamme di frequenza di 1,8 e 3,5 MHz. Quando l'apparato funziona in telegrafia ad onde persistenti non modulate sulle frequenze più alte e se la manipolazione provoca una variazione della tensione di rete, è conveniente stabilizzare la tensione anodica del tubo oscillatore con una coppia di tubi stabilizzatori di tensione.

L'alimentazione all'oscillatore viene fornita mediante una spina a quattro piedini di piccole dimensioni, mentre l'uscita a radiofrequenza viene prelevata dall'apparato mediante un innesto coassiale per antenna da auto. L'apparato verrà collegato al trasmettitore mediante un cavo coassiale di piccolo diametro. Verrà eseguito un secondario di accoppiamento dal circuito accordato anodico dell'oscillatore pilota a frequenza variabile al circuito di griglia dell'amplificatore a radiofrequenza, allo scopo di ottenere il massimo pilotaggio possibile.

Oscillatore pilota a frequenza variabile accordabile a distanza

Il principio di funzionamento su cui si basano gli oscillatori pilota a frequenza variabile è stato discusso dettagliatamente a proposito del trasmettitore mobile De-Luxe descritto nel capitolo 19. Questo stesso principio può efficacemente essere applicato al trasmettitore della stazione, consentendo così l'esecuzione dell'accordo dell'oscillatore pilota dal tavolo dell'operatore, mentre l'oscillatore pilota è posto a qualche metro di distanza, nel trasmettitore della stazione. Si può fare uso dello stesso sistema di accordo mostrato nelle figure 13 e 15 del capitolo 19 anche quando l'oscillatore, che usa un tubo 6AG7, è posto sul trasmettitore della stazione.

Nella figura 8 è riportato lo schema elettrico e i valori dei componenti di uno stadio oscillatore con tubo 6AG7, di raccomandabile impiego nel trasmettitore. Questo circuito oscillatore ha dato buoni risultati, con il comando di accordo a distanza che ora descriviamo. Occorre segnalare che i condensatori C_7 e C_8 del divisore di tensione sono di valori differenti, poichè C_8 ha una capacità considerevolmente maggiore di C_7, Questa combinazione di valori è quella che per una determinata ampiezza di oscillazione dà la migliore stabilità, con il dispositivo di comando a distanza; tale stabilità risulta superiore a quella che si ottiene usualmente, quando cioè si impiegano due condensatori di uguale capacità. A questo punto può essere opportuno far presente il fatto che lo impiego di un circuito accordato avente capacità alta nel circuito risonante serie dell'oscillatore Clapp permette lo uso di capacità maggiori nei circuiti griglia-catodo e catodo-massa del tubo oscillatore. Con tali maggiori capacità connesse al tubo, le variazioni di capacità che avvengono nel tubo stesso avranno un effetto minimo sulla frequenza di oscillazione.

Inoltre, si deve far presente che la compensazione di temperatura di un circuito accordato con capacità variabile è possibile soltanto in corrispondenza di una determinata posizione del condensatore variabile di accordo. La compensazione termica normalmente va effettuata per una capacità del condensatore variabile pari alla metà della capacità massima. Quindi la compensazione termica sarà insufficiente quando il condensatore variabile ha la massima capacità, mentre sarà eccessiva quando questo è posto sulla capacità minima. È per questa ragione che negli oscillatori, nei quali la stabilità di frequenza ha grande importanza, si fa uso dell'accordo a permeabilità o di altri sistemi di variazione della frequenza dell'oscillatore, con i quali viene mantenuta costante la capacità totale inserita nel circuito accordato dell'oscillatore.

Un sistema per ridurre al minimo possibile le deviazioni di frequenza per deriva termica degli oscillatori con accordo capacitativo consiste nel restringere la gamma di variazione della frequenza dell'oscillatore. In altri termini, se in derivazione al condensatore variabile di accordo si pone un condensatore fisso di capacità elevata e che abbia un coefficiente nullo di variazione della capacità con la temperatura, la deriva di frequenza risulterà molto bassa anche quando il condensatore variabile abbia capacità massima o minima, mentre ciò non avviene quando la compensa-

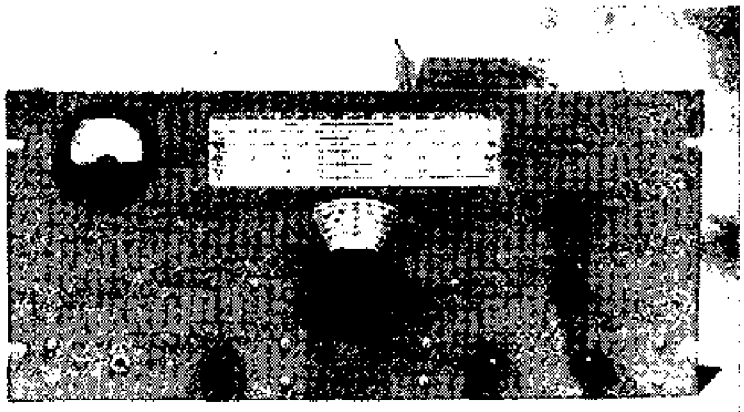


Figura 9.
VISTA DEL PANNELLO FRONTALE DELLO STADIO ECCITATORE

zione termica del circuito viene fatta sul valore centrale di capacità del condensatore variabile posto in un circuito con piccola capacità fissa in parallelo.

Un altro vantaggio dell'oscillatore, pilota accordabile a distanza consiste nel fatto che il tubo oscillatore può essere sistemato nello stesso telaio dove è posto tutto il resto dello stadio eccitatore, senza alcuna particolare precauzione per quanto concerne schermature o isolamento del circuito. La reattanza relativamente bassa inserita nel circuito di entrata del tubo 6AG7 rende il funzionamento dell'oscillatore pressochè indipendente da qualunque campo esterno che possa esistere attorno allo stadio eccitatore.

Stadio eccitatore da 15 W per tutte le gamme di frequenza

Lo stadio eccitatore mostrato nelle figure da 9 a 12 è stato progettato per quei dilettanti che desiderano una forte flessibilità di funzionamento. Il complesso che descriviamo può funzionare su tutte le bande di frequenza al disotto di 54 MHz. Le caratteristiche del suo funzionamento sono le seguenti:

1) 15 W di uscita per tutto il campo di frequenze compreso fra 3,5 e 54 MHz;
2) funzionamento come oscillatore pilota a frequenza variabile nel campo da 3,5 a 29,7 MHz;
3) funzionamento a quarzo per tutte le gamme, compresa quella di 50 MHz.
4) commutatore di banda dello stadio eccitatore e dell'amplificatore finale sull'oscillatore pilota a frequenza variabile;
5) le bobine sono innestabili;
6) tutti gli alimentatori sono contenuti dentro l'apparato stesso;
7) è compreso un calibratore a quarzo a 100 KHz;
8) è compreso il circuito di manipolazione a tasto.

Descrizione generale del circuito Un circuito oscillatorio a frequenza variabile mediante accordo a permeabilità è associato a due stadi moltiplicatori a larga banda di sintonia e a un tetrodo a fascio tipo 2E26 impiegato nello stadio di uscita.

Se non è reperibile sul mercato alcun oscillatore pilota già costruito, può venire usato l'oscillatore Clapp, descrit-

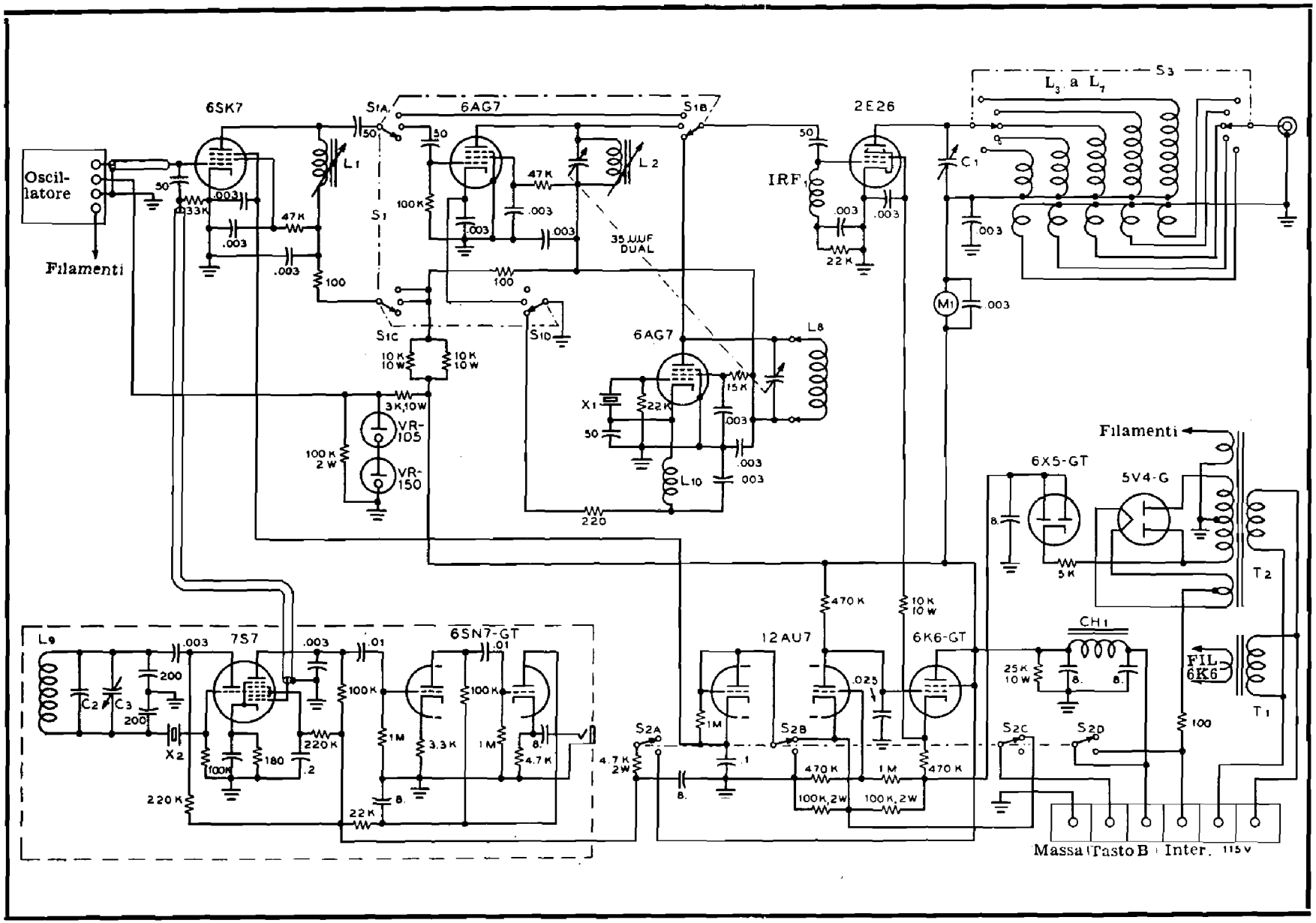

6SK7
6AG7
2E26
Oscil-
latore
Filamenti
S1A
S1B
S1C
S1D
S1
L1
L2
L3 a L7
S3
IRF1
C1
M1
35 μμF
DUAL
6AG7
L8
X1
L10
VR-105
VR-150
Filamenti
6X5-GT
5V4-G
T2
T1
CH1
FIL
6K6
L9
C2
C3
X2
7S7
6SN7-GT
12AU7
6K6-GT
S2A
S2B
S2C
S2D
Massa
Tasto B
Inter.
115 V

Figura 11.

SCHEMA ELETTRICO COMPLETO DELLO STADIO ECCITATORE DA 15 W PER TUTTE LE GAMME DI FREQUENZA

CH_1—10,5-H impedenza filtro per 110 mA

C_1—50-μμF variabile piccolo

C_2—150-μμF ceramico, coefficiente di temperatura zero

C_3—10 ÷ 100-μμF ceramico

S_1—commutatore ceramico a 2 sezioni, 3 posizioni, 4 vie

T_1—trasformatore per filamenti, da 6,3 V/1,2 A

T_2—trasformatore di alimentazione. Secondari a 350 + 350 V/120 mA - 5V/3A - 6,3V/4,7A

IRF_1—impedenza a radiofrequenza per 150 mA

M_1—0 ÷ 100 mA C.C.

L_1—64 spire filo smaltato da 0,25 mm avvolte su due strati su un supporto di 13 mm di diametro alto 17 mm. Il secondo strato è di 22 spire. Isolare i due strati fra loro con nastro adesivo

L_2—19 spire filo smaltato da 0,5 mm avvolte su un supporto di 13 mm di diametro e 17 mm di altezza.

L_3 a L_7 e S_3—gruppo a tamburo (vedi testo)

L_8—bobina per quarzo. Per la banda di 50 MHz avrà 3 ½ spire filo nudo da 1,6 mm; diametro della bobina 13 mm e altezza 19 mm

L_9—impedenza a radiofrequenza in aria, non schermata, da 8 mH

L_{10}—7 spire filo nudo da 1,6 mm avvolte con diametro 13 mm e altezza 25 mm

X_1—quarzo. Per 50 MHz usare un quarzo da 25 MHz

X_2—quarzo campione a 100 KHz

to in un precedente paragrafo, con sintonia a distanza, oppure con comando di sintonia sul pannello frontale dello stadio eccitatore. Lo stadio, eseguito con tetrodo a fascio 2E26, funziona come amplificatore nelle bande di frequenza intorno a 3,5 e 14 MHz, come duplicatore nelle bande intorno a 7, 21, 27 e 28 MHz. Quando si usa eccitazione a quarzo, esso può essere fatto funzionare su qualunque banda fino a 54 MHz, sia come amplificatore vero e proprio, sia come moltiplicatore di frequenza.

Lo stadio eccitatore che descriviamo è in grado di pilotare un amplificatore finale a triodo da 200 a 400 W di potenza di alimentazione anodica ed è più che sufficiente per pilotare una coppia di tetrodi a fascio di 1 KW di potenza di alimentazione anodica.

L'oscillatore pilota a frequenza variabile e il circuito moltiplicatore di frequenza

L'oscillatore pilota a frequenza variabile è alimentato ad una tensione anodica di 255 V, stabilizzata da una VR105 e da una VR150 collegate in serie.

Questo oscillatore, con frequenza fondamentale nella banda di 1,8 MHz, dà un segnale di uscita di eccellente stabilità e con deriva di frequenza trascurabile.

Il primo tubo, del tipo 6SK7, funziona da stadio duplicatore e amplificatore con bobina di accordo anodico L_1 regolabile a permeabilità, con curva di risonanza piatta. La frequenza di accordo di questa bobina è di 3,6 MHz. Lo stadio 6SK7 dà una uscita pressochè costante sull'intera gamma compresa fra 3,2 e 4 MHz. Quando il tubo 2E26 deve funzionare su questa stessa gamma di frequenza oppure come duplicatore, per lavorare così sulla gamma intorno a 7 MHz, il commutatore S_1 andrà posto nella posizione superiore. Il moltiplicatore di frequenza 6AG7 funziona tanto come triplicatore quanto come quadruplicatore. Pertanto il suo circuito di uscita andrà accordato rispettivamente su 10,8 MHz oppure su 14,2 MHz. Per l'accordo del circuito anodico di questo stadio si fa uso di metà di un condensatore variabile doppio da 35 μμF. L'altra metà può eventualmente eseguí-

re l'accordo del circuito anodico dell'oscillatore a quarzo, come mostrato in figura 11. Il circuito anodico del tubo moltiplicatore di frequenza 6AG7 ha una sintonia piuttosto piatta. Tuttavia quando si vuol ottenere dallo stadio 2E26 la massima potenza di uscita alle frequenze superiori a 15 MHz, il circuito anodico del tubo 6AG7 dovrà venire accuratamente accordato in risonanza.

Circuito di uscita La induttanza del circuito accordato anodico del tubo 2E26 è posta in un tamburo a 5 posizioni. Un esempio di tale tamburo è il B & W-BTEL. In esso le gamme corrispondenti a 80, 40 e 20 metri di lunghezza d'onda sono state lasciate con le loro bobine originali, mentre la bobina per la banda di 10 metri è stata ottenuta togliendo due spire alla bobina che originariamente copriva la banda di 15 metri di lunghezza d'onda. Con la modifica apportata a questa bobina, essa può venire usata per tutte le bande di frequenze comprese fra 30 e 20 MHz.

Sempre nello stesso tamburo BTEL, per la ricezione della gamma di frequenze intorno ai 50 MHz, verrà asportata la bobina che originariamente copriva la banda dei 10 metri e fra i contatti del commutatore di gamma relativi a tale bobina verrà montata una nuova bobina costituita da 4 spire di filo nudo di 1,6 mm di diametro, avvolte con un diametro di 19 mm. e spaziate in modo da raggiungere una lunghezza di bobina di 25 mm. Il secondario di accoppiamento verrà eseguito avvolgendo una spira attorno alla bobina dei 50 MHz e collegandola alla piastra del commutatore con la quale viene eseguita la selezione dei secondari di accoppiamento.

Lo stadio finale di uscita con tubo 2E26 funziona con una tensione anodica di 375 V. La corrente anodica del tubo dovrà raggiungere al massimo il valore di 85 mA, corrispondente al valore ammesso dal costruttore del tubo.

Sul retro del telaio vien posta una presa per innesto coassiale, alla quale va il cavo coassiale che porta il segnale fornito dallo stadio eccitatore allo stadio successivo da pilotare.

Circuito del calibratore a quarzo Nello stadio eccitatore che abbiamo descritto, è sistemato anche un quarzo campione da 100 KHz di frequenza fondamentale, avente lo scopo di verificare la taratura della manopola dell'oscillatore pilota a frequenza variabile e di tracciare accuratamente gli estremi delle varie bande di frequenza riservate ai dilettanti. L'oscillatore-calibratore a quarzo funziona quando il commutatore S_2 viene portato sulla posizione in basso.

Il circuito del calibratore a quarzo è interessante in quanto richiede soltanto due tubi elettronici doppi e consente di ottenere una sufficiente uscita in cuffia dei segnali di battimento fra le armoniche dell'oscillatore a quarzo a 100 KHz e l'uscita dell'oscillatore pilota a frequenza variabile. Come oscillatore a quarzo e rivelatore è stato usato un tubo 7S7. Tale tubo è sostanzialmente analogo al tipo 6K8, ma viene preferito rispetto a questo dato che tutti gli elettrodi fanno capo ai piedini del tubo.

La sezione a triodo del tubo 7S7 funziona come oscillatore Colpitts a quarzo e la sua frequenza di funzionamento è controllata dal quarzo a 100 KHz. Una variazione sufficiente della frequenza di funzionamento può essere ottenuta variando C_3 e così risulta possibile porre esattamente su 100 KHz la frequenza di funzionamento del quarzo. Questa messa a punto può essere eseguita facendo avvenire, in un normale radioricevitore, il battimento fra l'oscillatore a quarzo e una stazione la cui frequenza sia esattamente nota.

La parte mescolatrice del tubo 7S7 riceve sulla sua griglia di iniezione il segnale dell'oscillatore a quarzo, a mezzo del collegamento esistente dentro il tubo stesso.

Una piccola parte del segnale proveniente dall'oscillatore pilota a frequenza variabile è direttamente inviata alla griglia N. 1 del tubo 7S7 a mezzo di un cavo coassiale di piccola lunghezza. I battimenti fra l'oscillatore a frequenza variabile e le armoniche dell'oscillatore a quarzo vengono amplificati nel nel circuito anodico del tubo 7S7 e portati al tubo 6SN7-GT. Questo tubo esegue la doppia funzione di stadio ad audiofrequenza e di amplificatore ad uscita catodica che ha una impedenza caratteristica di uscita corrispondente ad una coppia di auricolari telefonici normali. Vengono così ottenuti negli auricolari telefonici forti segnali di battimento su tutte le frequenze multiple di 100 KHz e di 50 KHz sulla banda degli 80 metri di lunghezza d'onda. Invece nei punti a 25, 33,33 e 66,66 KHz si otterranno segnali piuttosto deboli. Facendo uso di questi segnali di battimento sarà possibile regolare molto accuratamente la frequenza di funzionamento del trasmettitore.

Il circuito oscillatore a quarzo Quando il commutatore S_1 si trova nella posizione inferiore, gli stadi moltiplicatori di frequenza dell'oscillatore pilota a frequenza variabile vengono esclusi e il tubo 2E26 viene eccitato dal tubo 6AG7, sull'armonica dell'oscillatore a quarzo. Con questo accorgimento anzitutto si ottiene il funzionamento sulla banda di fre-

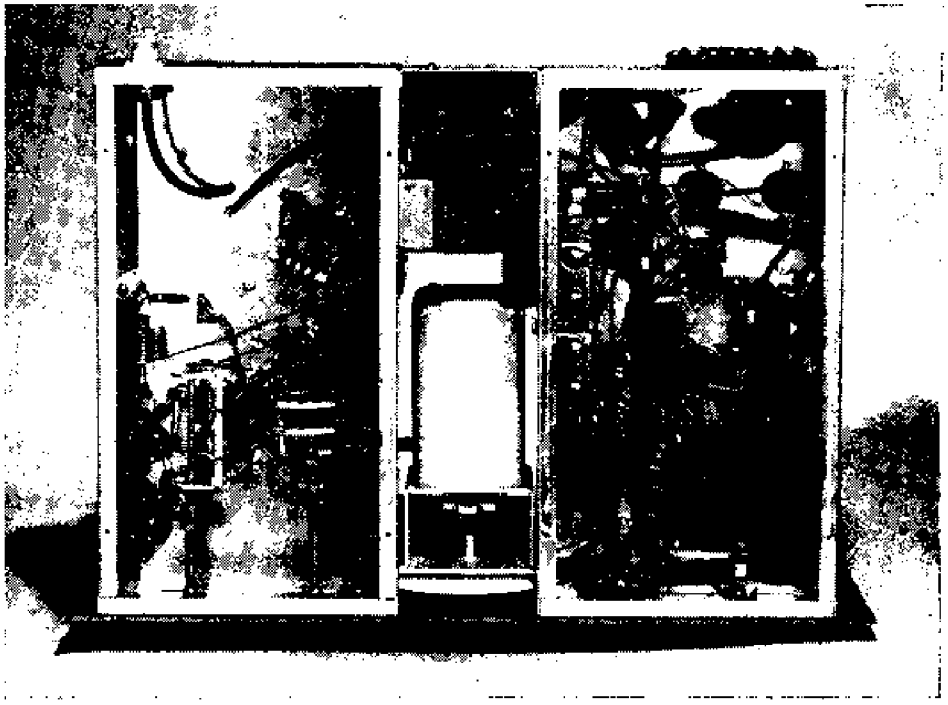


Figura 12.

IL TELAIO DELLO STADIO ECCITATORE VISTO DAL BASSO

Il piccolo condensatore con statore separato in due sezioni, posto a sinistra del telaio, ha le sezioni collegate a due differenti circuiti: la sezione anteriore accorda la bobina anodica dell'oscillatore a quarzo, mentre la sezione posteriore accorda la bobina L_2 del circuito anodico dello stadio moltiplicatore con tubo 6AG7.

quenze di 50 MHz usando un quarzo da 25 MHz nella griglia del tubo 6AG7. Inoltre, il circuito è attuato in modo che possa essere inserito, nel relativo zoccolo, qualunque altro quarzo per un'altra banda di frequenza e che la induttanza L_8, che è del tipo intercambiabile, possa essere sostituita in maniera da avere un valore appropriato. In tal modo il circuito potrà funzionare sulla frequenza fondamentale del quarzo, per frequenze fino a 7 MHz. Per frequenze più alte potrà soddisfacentemente venire utilizzato il funzionamento sulla seconda o anche sulla terza armonica del quarzo.

Il circuito di manipolazione Il circuito di manipolazione contenuto dentro lo stadio eccitatore è stato dettagliatamente descritto nel capitolo 10 a proposito dell'unità di manipolazione. Descriveremo quindi l'applicazione del circuito di manipolazione allo stadio eccitatore. Quando il tasto è alzato, la griglia di soppressione del primo tubo amplificatore 6SK7 si trova approssimativamente ad un potenziale di — 100 V. Risultato di questa alta polarizzazione negativa è che lo stadio eccitatore del trasmettitore smette completamente di funzionare. Potrà sentirsi ancora, sulla banda di frequenze di 3,5 MHz, un segnale molto debole proveniente dall'oscillatore pilota a frequenza variabile, ma con tasto alzato questo segnale sarà completamente inudibile sulle bande di frequenza di 7MHz e superiori.

Inoltre, fintanto che il tasto si trova nella posizione di riposo, la tensione della griglia schermo del tubo 2E26 risulta di circa 35 V negativi rispetto a massa. Ciò rende completamente nulla la corrente anodica dello stadio.

Una caratteristica notevole del circuito è che l'asta centrale del tasto può essere direttamente collegata a massa. Inoltre, poichè la più alta tensione esistente sui circuiti di contatto del tasto è di circa 100 V negativi, non vi è alcun pericolo di toccare parti a tensioni elevate, ma soltanto si potrà avvertire un lieve disturbo, nel caso che le dita dell'operatore andassero a toccare le varie parti del tasto. Non è quindi necessario l'uso di relè di manipolazione per la sicurezza dell'operatore. Un tale relè potrebbe invece essere consigliabile per evitare di portare esternamente allo stadio eccitatore tensioni e parti di circuito ad esso inerenti.

Quando il tasto è abbassato, l'anodo e la griglia della metà di sinistra del tubo 12AU7 assumono un potenziale nullo. Allora il potenziale catodico viene rapidamente portato al potenziale di massa per effetto della corrente che attraversa la metà del tubo 12AU7 collegata a diodo. La corrente relativamente forte che passa attraverso questo tubo scarica il condensatore da 0,1 μF posto fra catodo e massa e fa aumentare molto rapidamente il potenziale rispetto a massa della griglia di soppressione del tubo 6SK7. Con questo funzionamento verrebbe a prodursi un forte disturbo di manipolazione; senonchè, la griglia schermo del tubo 2E26 raggiunge solo con ritardo la sua tensione normale a causa dell'azione ritardante esercitata dal circuito a resistenza-capacità. La costante di tempo di questo circuito è data dal condensatore da 0,025 μF collegato fra griglia e massa del tubo 6K6GT e dalla resistenza da 470 KΩ

che collega questo condensatore. In tal modo la griglia schermo del tubo 2E26 raggiunge la sua normale tensione di lavoro, di circa 200 V, dopo che la parte a fronte ripido del disturbo è già trascorsa e solo allora il tubo 2E26 svilupperà la sua piena potenza di eccitazione.

È opportuno far presente che i fenomeni sopra descritti avvengono in un intervallo di tempo molto breve: il disturbo di manipolazione all'origine ha la durata di circa cinque microsecondi, mentre il tubo 2E26 impiega circa un centesimo di secondo a raggiungere le condizioni che corrispondono alla piena erogazione di potenza.

Quando il tasto viene alzato succede una sequenza di eventi alquanto diversi. Anzitutto, la metà amplificatrice del tubo 12AU7 viene messa in condizione di piena corrente anodica, la quale tende a scaricare gradualmente il condensatore da 0,025 μF. Man mano che questo condensatore si scarica, la tensione catodica del tubo 6K6GT, ad uscita catodica, diminuisce lentamente fino a raggiungere un potenziale di circa — 35 volt. Quindi, durante il tempo in cui la tensione della griglia schermo del tubo 2E26 diminuisce, la tensione della griglia di soppressione del tubo 6SK7 diminuisce molto più lentamente. Dopo un breve intervallo di tempo da quando la tensione di griglia schermo del tubo 2E26 è divenuta tale che la corrente anodica di detto tubo si è annullata, la tensione della griglia di soppressione del tubo 6SK7 raggiunge un potenziale sufficientemente negativo, tale da annullare completamente la uscita dello stadio eccitatore. Il risultato di tutte queste azioni è che il segnale di uscita dallo stadio eccitatore aumenta o diminuisce lentamente e pertanto risulta assente qualunque disturbo nell'uscita. D'altro canto durante l'intervallo di tempo in cui il tasto è alzato, tutto lo stadio eccitatore trovasi in interdizione cosicchè nel ricevitore non arriverà alcun segnale del trasmettitore. Il funzionamento semiduplex automatico diviene così possibile grazie all'uso di questo doppio circuito di manipolazione.

Costruzione Come può rilevarsi dalle fotografie del telaio, nella costruzione dello stadio eccitatore si è fatto uso di un sistema alquanto inusitato. Questo tipo di costruzione è stato necessario per il fatto che era indispensabile montare l'eccitatore su un pannello da 22 x 48 cm. Allo scopo di tenere sufficientemente bassa la manopola sul pannello è stato necessario usare tre piccoli telai piuttosto che un solo telaio grande. L'oscillatore pilota a frequenza variabile è stato posto nello spazio compreso fra i tre telai. Come può rilevarsi dalla fotografia del telaio visto da sotto, tutte le parti a radiofrequenza dello stadio eccitatore sono state montate sul telaio di sinistra. Il telaio di destra contiene tutti i componenti dell'alimentatore, gli stabilizzatori di tensione e il circuito di manipolazione telegrafica. Inoltre, sulla parte posteriore del telaio dell'alimentatore è posta una morsettiera per i collegamenti esterni dell'eccitatore. La sezione del circuito che esegue la calibrazione a quarzo è montata su un piccolo telaio addizionale posto fra i due telai più grandi. Questo piccolo telaio è costruito con una lastra di alluminio sagomata. L'alimentatore e lo stadio eccitatore so-

no montati ciascuno su un telaio da 17 x 30 x 5 cm. in alluminio. È necessario che il trasformatore di alimentazione e le impedenze di filtro della tensione anodica siano montati in posizione tale che risultino minimi gli accoppiamenti induttivi fra tali componenti aventi nuclei ferromagnetici e i componenti, aventi anch'essi nuclei ferromagnetici, dello stadio oscillatore pilota a frequenza variabile.

Stadio eccitatore schermato da 25 W

Si vede subito, quando si tratta il problema delle interferenze televisive, che la schermatura dello stadio eccitatore e il suo filtraggio sono altrettanto importanti quanto la schermatura e il filtraggio dell'amplificatore finale di potenza.

Infatti, prima di affrontare il problema delle interferenze televisive provocate dall'amplificatore finale di potenza, è necessario essere sicuri della efficacia della schermatura e del filtraggio dello stadio eccitatore.

Lo stadio eccitatore illustrato dalle figure 13 e 14 è completamente esente da interferenze televisive, sicchè esso può venire usato con qualunque amplificatore finale di potenza con la certezza che dallo stadio eccitatore non può avere origine alcuna interferenza televisiva. Se si verificano interferenze, occorrerà allora ricercarle soltanto nello stadio finale di potenza e si è sicuri che, una volta eliminata questa causa di interferenze, la stazione non disturberà più le trasmissioni televisive.

Lo stadio eccitatore illustrato dalle figure 13 e 14 è stato progettato appunto tenendo presente la necessità di non generare interferenze televisive.

Esso consiste di due parti reperibili in commercio: l'oscillatore pilota a frequenza variabile Collins 70E-8A e l'eccitatore con accordo a permeabilità Hunter 20 B, con associati ad essi i loro sistemi di filtro, di manipolazione telegrafica, di misura e di regolazione. Poichè l'oscillatore tipo 70E-8A lo si trova con qualche difficoltà, esso potrà essere sostituito con l'oscillatore Clapp, descritto in questo capitolo, nel capitolo 19 e nel capitolo 7. Allo stadio oscillatore non è stata aggiunta alcun'altra schermatura, dato che il suo livello di uscita è basso e che tanto l'irradiazione alla

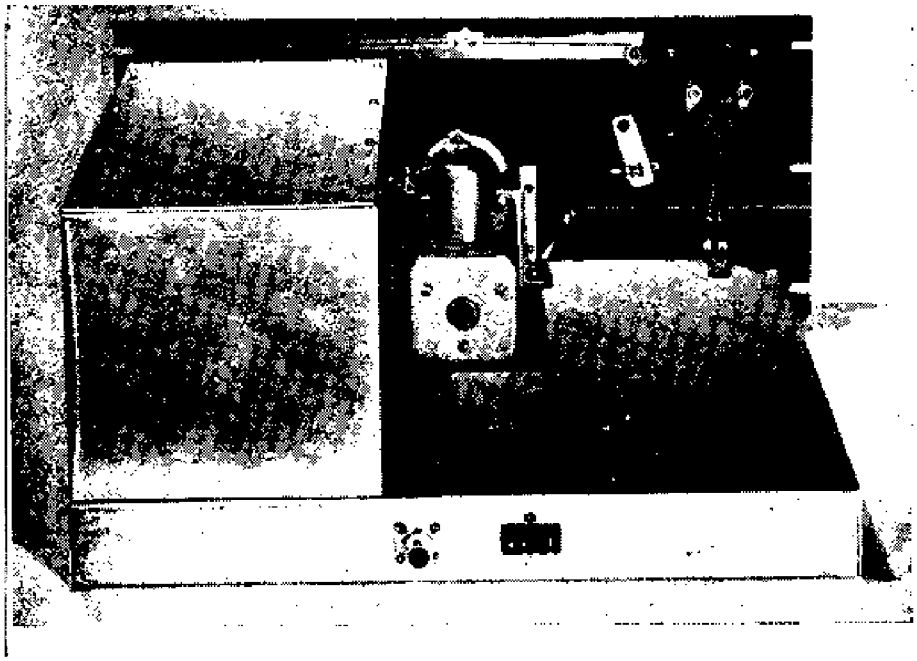


Figura 13.
VISTA POSTERIORE DELLO STADIO ECCITATORE SCHERMATO

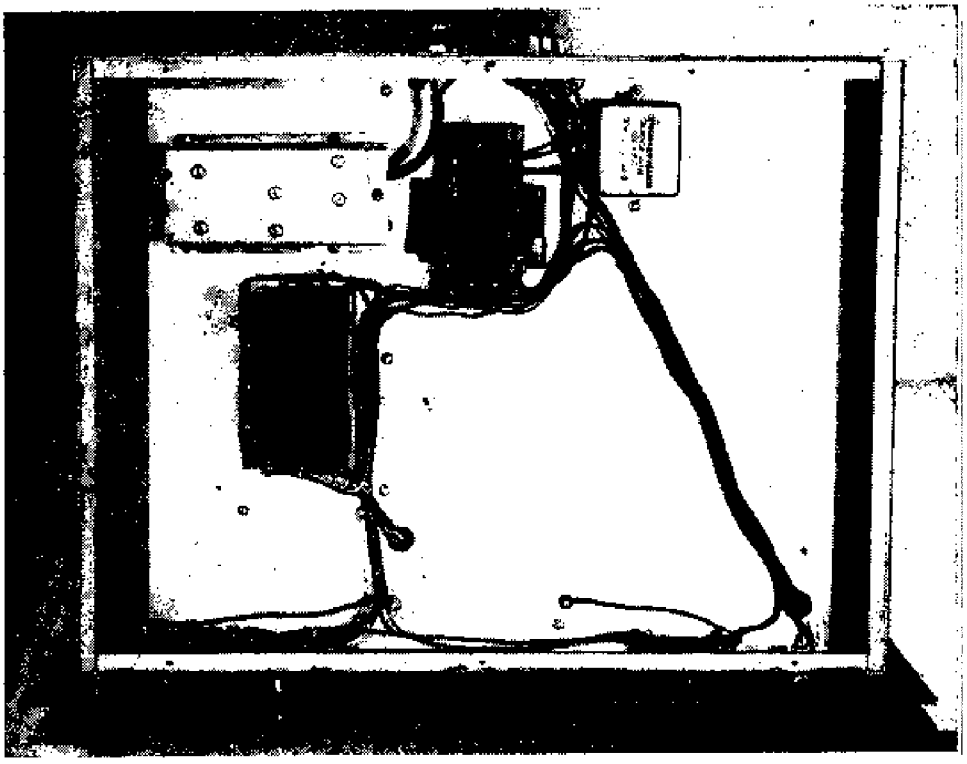


Figura 14.
IL TELAIO DELLO STADIO ECCITATORE SCHERMATO, VISTO DA SOTTO

frequenza fondamentale quanto quella alle frequenze armoniche sono trascurabili. Invece lo stadio eccitatore e lo stadio moltiplicatore di frequenza vanno schermati accuratamente dentro una scatola di alluminio acquistabile in commercio.

Inoltre, sul pannello è stato aggiunto un contatto addizionale sull'alberino del condensatore variabile di accordo dell'amplificatore finale, in modo che tale alberino risulti sicuramente a potenziale di massa nel punto in cui esso esce dalla scatola di schermatura. Gli altri due alberini dello stadio eccitatore sono anch'essi ben collegati a massa mediante opportuni contatti.

Tutti i collegamenti di alimentazione dello stadio moltiplicatore vengono fatti passare attraverso un foro del telaio e terminano dentro una piccola scatola metallica che racchiude i componenti del filtro. Tale scatola è costruita con bandella stagnata ed è atta a contenere tutte le impedenze e le capacità sulle quali vanno ad ancorarsi i collegamenti del filtro, più una coppia di capicorda per i terminali di collegamento. Sulla parete dello schermo verrà eseguito un foro, che serve a guidare un punteruolo col quale si esegue un foro da circa 2,5 mm di diametro nella parete opposta. Un piccolo spezzone di filo stagnato da 2 mm di diametro, coperto da un tubetto isolante di spessore tale da entrare a forza nel foro, viene fatto passare attraverso i fori dello schermo. La sbavatura che si ottiene nella esecuzione del foro sostiene saldamente il conduttore passante. Questo conduttore verrà utilizzato come sonda.

I circuiti di regolazione dello stadio eccitatore sono i soliti: S_1 funziona da commutatore selettore di frequenza applicando la tensione anodica all'eccitatore mentre è disinserita la tensione della griglia schermo del tubo 2E26.

S_2 è il commutatore per il passaggio

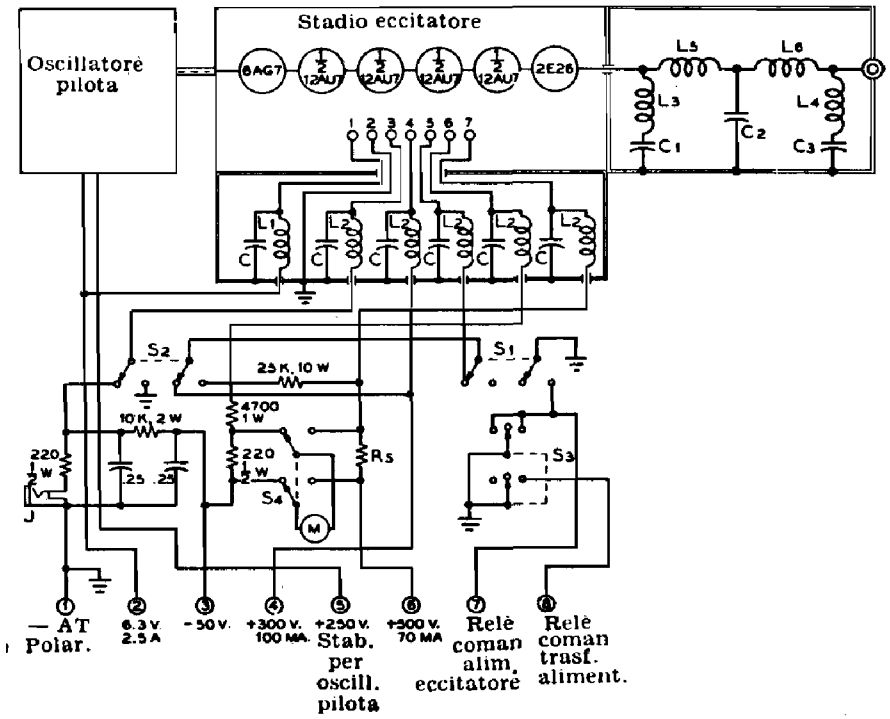


Figura 15.

SCHEMA ELETTRICO DELLO STADIO ECCITATORE SCHERMATO

C—0,002-μF condensatori di fuga ceramici

C_1, C_3—43-μμF ceramico tubolare a coefficiente di temperatura zero

C_2—130-μμF ceramico tubolare a coefficiente di temperatura zero

L_1—Impedenza a radiofrequenza a bassa resistenza da 2 μH

L_2—80 spire filo da 0,25 mm con doppia copertura cotone, avvolte strettamente su un cilindro di polistirolo di 6 mm di diametro

L_3, L_4—0,2 μH; 6 spire filo stagnato da 1 mm. Diametro 10 mm. Altezza bobina 13 mm

L_5, L_6—0,3 μH; 8 spire filo stagnato da 1 mm. Diametro 10 mm. Altezza bobina 13 mm

M—0 ÷ 10 mA c.c.

R_s—resistenza per portare a 100 mA la corrente misurabile con M

S—presa per il tasto

S_1—selettore di frequenza, bipolare a 2 vie

S_2—commutatore fonia-grafia, bipolare a due vie

S_3—2 vie, 3 posizioni - per servizio

S_4—commutatore di misura a scatto. Bipolare a due vie.

da fonia a grafia; nella posizione grafia, come mostrato nella figura 15, viene messo in funzione il circuito di manipolazione e la tensione di alimentazione a 300 V dello stadio eccitatore viene applicata al circuito di schermo dell'amplificatore finale 2E26 (Una resistenza addizionale di protezione di schermo è inclusa dentro lo stadio eccitatore). Nella posizione di S_2 corrispondente alla trasmissione in fonia, la tensione di schermo per il tubo 2E26 viene ricavata dalla tensione alimentatrice a 500 V dello stadio modulato, tramite una resistenza di caduta da 25 KΩ-10 W.

S_3 è il commutatore per il servizio trasmissione-ricezione e comanda il relè che, quando è eccitato, applica la tensione anodica allo stadio eccitatore e al trasmettitore.

S_4 è il commutatore di misura: quando è posto nella posizione di sinistra, lo strumento assume la portata 0-10 mA a corrente continua ed esegue la misura della corrente di griglia del tubo 2E26; quando è invece posto nella posizione

di destra, lo strumento, mediante l'inserzione di una resistenza R_s in derivazione ad esso, assume la portata 0 ÷ 100 mA ed esegue la misura della corrente anodica del tubo 2E26. La resistenza R_s è a filo e viene tarata in modo che lo strumento assuma la giusta indicazione a fondo-scala; dopo la taratura, la resistenza di derivazione R_s verrà saldata sul commutatore di misura.

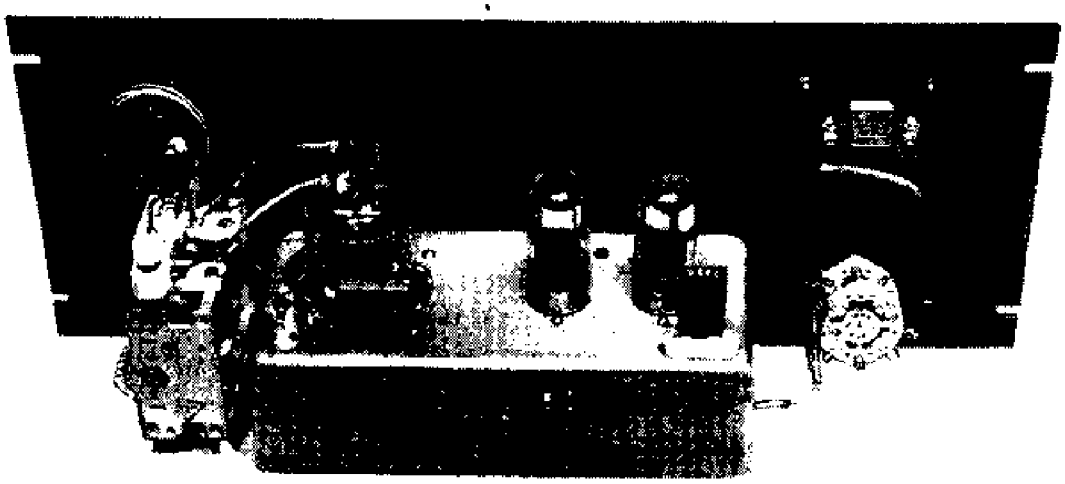
Il semplice circuito di manipolazione che abbiamo descritto può essere impiegato per eseguire eccezionalmente trasmissioni ad onde persistenti non modulate, ma se invece si desidera effettuare la regolazione della caratteristica ascendente e discendente dell'onda di manipolazione allora è opportuno impiegare, invece di questo circuito, il circuito di manipolazione sulle tensioni di griglia schermo, che abbiamo descritto a proposito dello stadio eccitatore da 15 W.

La tensione di uscita catodica del circuito di manipolazione può essere applicata direttamente ai terminali di griglia schermo dello stadio eccitatore (attraverso i commutatori S_1 e S_2) mediante la connessione sul terminale 5. Sicchè, quando si fa uso del manipolatore sulla griglia schermo, se si desidera il funzionamento semiduplex automatico, la tensione di bloccaggio dello stadio eccitatore fornita dal manipolatore dovrà essere applicata al ritorno di griglia del primo stadio 6AG7 dell'eccitatore.

Stadio trasmettitore ed eccitatore per le gamme di 10 e 6 metri, con tubo 829B

Il tubo 829B è diffusamente usato sulle bande di 10 e 6 metri di lunghezza d'onda, tanto come amplificatore finale quanto come stadio eccitatore. Questo tubo ha il pregio delle dimensioni piccole, delle basse capacità interelettrodiche e della possibilità di funzionare ottimamente con tensioni anodiche basse.

Figura 16.
VISTA POSTERIORE DEL TRASMETTITORE CON TUBO 829-B



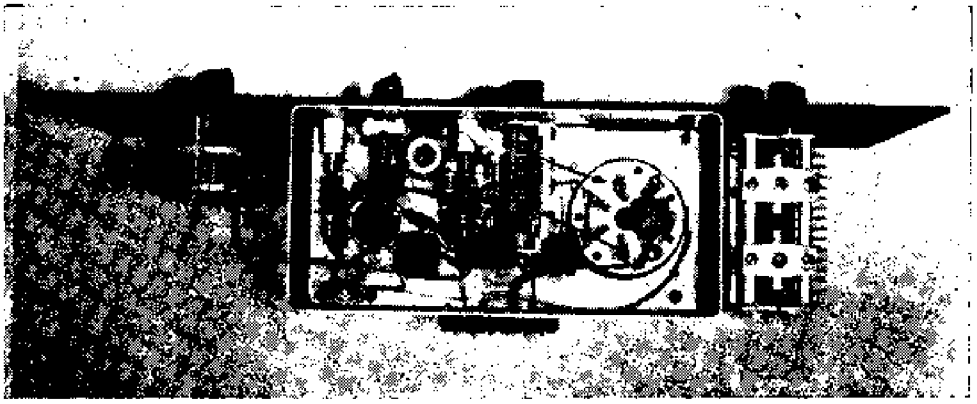


Figura 17.
IL TELAIO DEL TRASMETTITORE CON TUBO 829-B VISTO DA SOTTO

L'apparato, mostrato nelle figure 16 e 17 e il cui schema elettrico è riportato in figura 18, è progettato per trarre vantaggio delle possibilità che questo tubo ha nelle gamme di 10 e 6 metri di lunghezza d'onda. La potenza di alimentazione anodica che il tubo 829B può dissipare con raffreddamento naturale è, su entrambe le bande, di 90 W. Nel caso in cui si desiderasse dissipare ancora maggiore potenza, il tubo 829B dovrà essere raffreddato, dirigendo sul bulbo di esso una corrente d'aria ottenuta con un piccolo ventilatore o con un soffiatore. La dissipazione anodica massima per il tubo con raffreddamento ad aria forzata è di 120 W con 600 V di tensione anodica.

Descrizione del circuito Sono usati due tetrodi tipo 7C5 per eccitare il tubo 829B. Questo tubo può adempiere un doppio servizio: può lavorare come amplificatore finale o come amplificatore-separatore per un triodo finale di forte potenza. Il primo tubo 7C5 è impiegato in un circuito oscillatore Colpitts a generazione di armoniche. Questo è predisposto per un quarzo da 7 MHz circa per trasmissione sulla banda dei 10 metri di lunghezza d'onda e per un quarzo da circa 8,4 MHz per trasmissione sulla banda di 6 metri di lunghezza d'onda.

La bobina anodica per il primo stadio con tubo 7C5 è fissa. Per banda di circa 10 metri il circuito anodico viene accordato su 14 MHz ossia sul doppio della frequenza del quarzo. Quando il quarzo ha invece una frequenza fondamentale di circa 8,4 MHz, il circuito anodico del primo tubo 7C5 dovrà essere accordato sul doppio di tale frequenza, ossia su 16,8 MHz.

Il secondo tubo 7C5 funziona come moltiplicatore di frequenza su entrambe le bande. Le bobine anodiche di questo tubo sono saldate sul condensatore variabile di accordo in controfase che alimenta le griglie del tubo 829B. Nel funzionamento sulla banda di 10 metri, il secondo tubo 7C5 funziona come duplicatore su 28 MHz. Nel funzionamento sulla banda di 6 metri il secondo tubo 7C5 triplica il 16,8 MHz di uscita dal

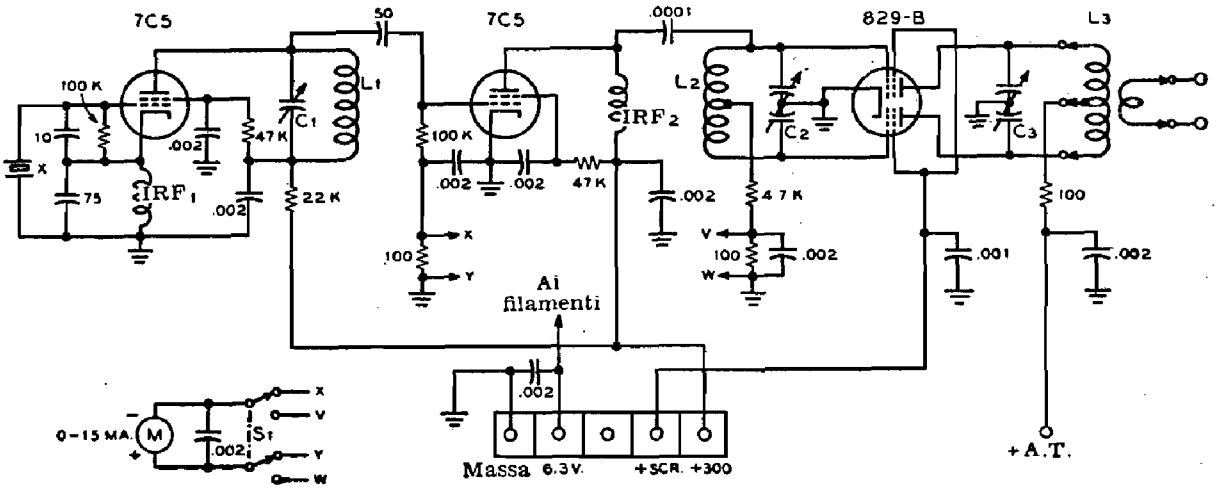


Figura 18.

SCHEMA ELETTRICO DEL TRASMETTITORE CON TUBO 829-B

C_1—50-μμF
C_2—35 + 35-μμF
C_3—50 + 50-μμF
L_1—9 spire filo smaltato da 1 mm avvolte su supporto di 19 mm di diametro
L_2—28 MHz = 11 spire - 50 MHz = 5 spire
L_3—28 MHz = 8 spire da 2 mm. Diametro supporto 37 mm. Altezza avvolgimento 37 mm 50 MHz = 6 spire da 2 mm. Diametro supporto 29 mm. Altezza avvolgimento 47 mm
IRF_1, IRF_2—Impedenza a radiofrequenza da 2,5 mH-125 mA
S_1—bipolare a due vie
X—quarzo a 7 MHz per 28 MHz, a 8,4 MHz per 50 MHz.

primo stadio ottenendo così la frequenza di circa 50 MHz.

Nel caso che si desideri far funzionare il trasmettitore con un oscillatore pilota a frequenza variabile, è necessario apportare una modifica al primo stadio con tubo 7C5. Questa consiste semplicemente nel porre un condensatore a mica da 0,003 μF fra catodo e massa e successivamente inviare la tensione fornita dall'oscillatore pilota a frequenza variabile, direttamente nello zoccolo del quarzo.

L'amplificatore finale con tubo 829-B L'amplificatore finale con tubo 829-B può lavorare con qualunque valore di tensione di alimentazione anodica, compreso fra 400 e 600 V, su entrambe le bande di 10 e 6 metri di lunghezza d'onda. Quando il raffreddamento del tubo è naturale, la corrente anodica dovrà essere mantenuta al disotto di 210 mA, mentre quando il raffreddamento è forzato, essa potrà raggiungere anche i 240 mA. Inoltre, come è stato precedentemente detto, la potenza anodica dissipata dallo stadio deve essere mantenuta al disotto di 90 W quando il raffreddamento è naturale, mentre può essere spinta fino a 120 W quando il raffreddamento è forzato.

La tensione di griglia-schermo del tubo 829B deve essere presa preferibilmente dal secondario del trasformatore di modulazione, tramite una resistenza di caduta. Il valore di questa resistenza sarà di circa 4 KΩ per una tensione di alimentazione anodica di 400 V e di 12 KΩ o 15 KΩ per 600 V di tensione anodica sul tubo 829B.

Le bobine per il circuito volano anodico del tubo 829B sono avvolte in aria. Esse sono montate sopra un supporto ceramico Millen tipo 40305. L'insieme della bobina e del supporto va innestato in una basetta ceramica munita di prese, tipo Millen 41305, la quale è montata sulla sommità del condensatore variabile di accordo anodico, mediante due appositi angolari.

Il condensatore variabile di accordo del circuito volano anodico del tubo 829B può essere di qualunque tipo, purchè abbia una capacità di 50 μμF per sezione, con schermo fra le due sezioni. Il condensatore variabile che è stato impiegato nel prototipo mostrato nelle fotografie è stato ottenuto segando lo statore del condensatore variabile di un gruppo di sintonia per BC-375.

Misure L'apparato è stato realizzato con gli accorgimenti necessari per l'esecuzione della misura della corrente di griglia tanto del secondo stadio 7C5 quanto dello stadio amplificatore finale con tubo 829B. Il commutatore S_1 esegue la selezione delle correnti di griglia da misurare. Nel pannello del modulatore viene posto il milliampermetro per la misura della corrente anodica.

Invece, se si desidera avere tutti i misuratori sistemati sull'apparato, al centro del pannello di questo potrà essere montato un milliampermetro addizionale, con portata 0 — 300 mA a corrente continua. Lo strumento potrà essere collegato in modo da indicare o la sola corrente anodica oppure la somma delle correnti anodica e di griglia-schermo.

Costruzione L'apparato è montato su un telaio sostenuto da un pannello in alluminio da 18 × 48 cm. Il telaio usato nell'apparato illustrato dalle fotografie consiste di una stretta scatola di alluminio ricavata da una lastra. Sono reperibili invece sul mercato, costruiti da qualche ditta, telai normalizzati aventi le dimensioni di cm. 13 × 24 × 6. Con tali dimensioni di telaio possono agevolmente venire montati tutti i componenti, dato che esse sono leggermente maggiori di quelle del telaio che è stato impiegato nella costruzione del prototipo.

Qualora l'apparato non debba generare interferenze televisive, tanto la parte inferiore quanto quella superiore di

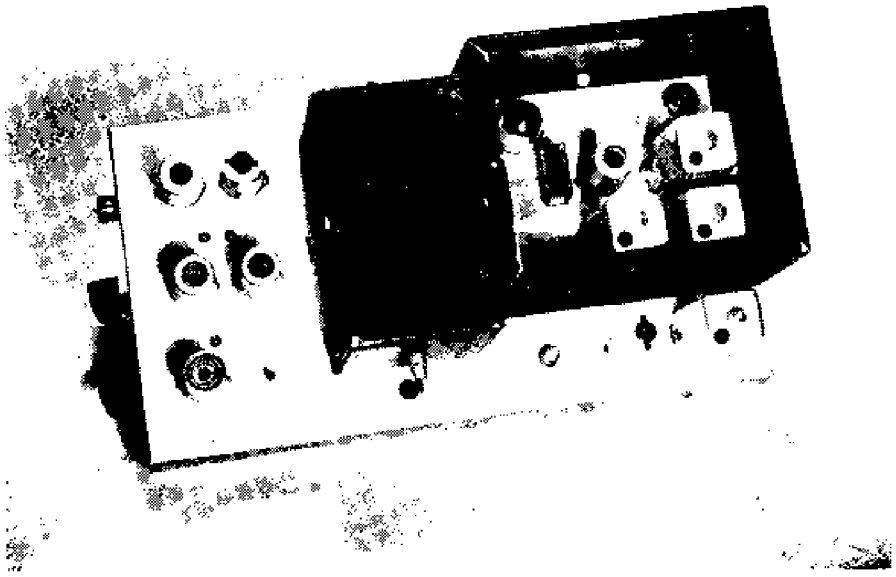


Figura 19.

VISTA SUPERIORE DEL GENERATORE A SINGOLA BANDA LATERALE

L'amplificatore per microfono, il modulatore ad anello a diodi e l'oscillatore a 10 KHz sono montati lungo la parte frontale del telaio. Il filtro di banda laterale è posto dentro la scatola più piccola. Il secondo oscillatore controllato a quarzo, l'invertitore di fase, il modulatore bilanciato e i relativi trasformatori sono montati dentro la scatola più grande, alla quale è stato tolto il pannello superiore. Lo stadio amplificatore di uscita e il generatore a banda laterale con i loro trasformatori di uscita sono montati lungo la fiancata del telaio esternamente allo scomparto schermato.

esso dovranno venire schermate e i collegamenti per la sua alimentazione dovranno essere muniti di filtri sistemati appena entrano nel telaio.

Generatore a singola banda laterale del tipo a filtro

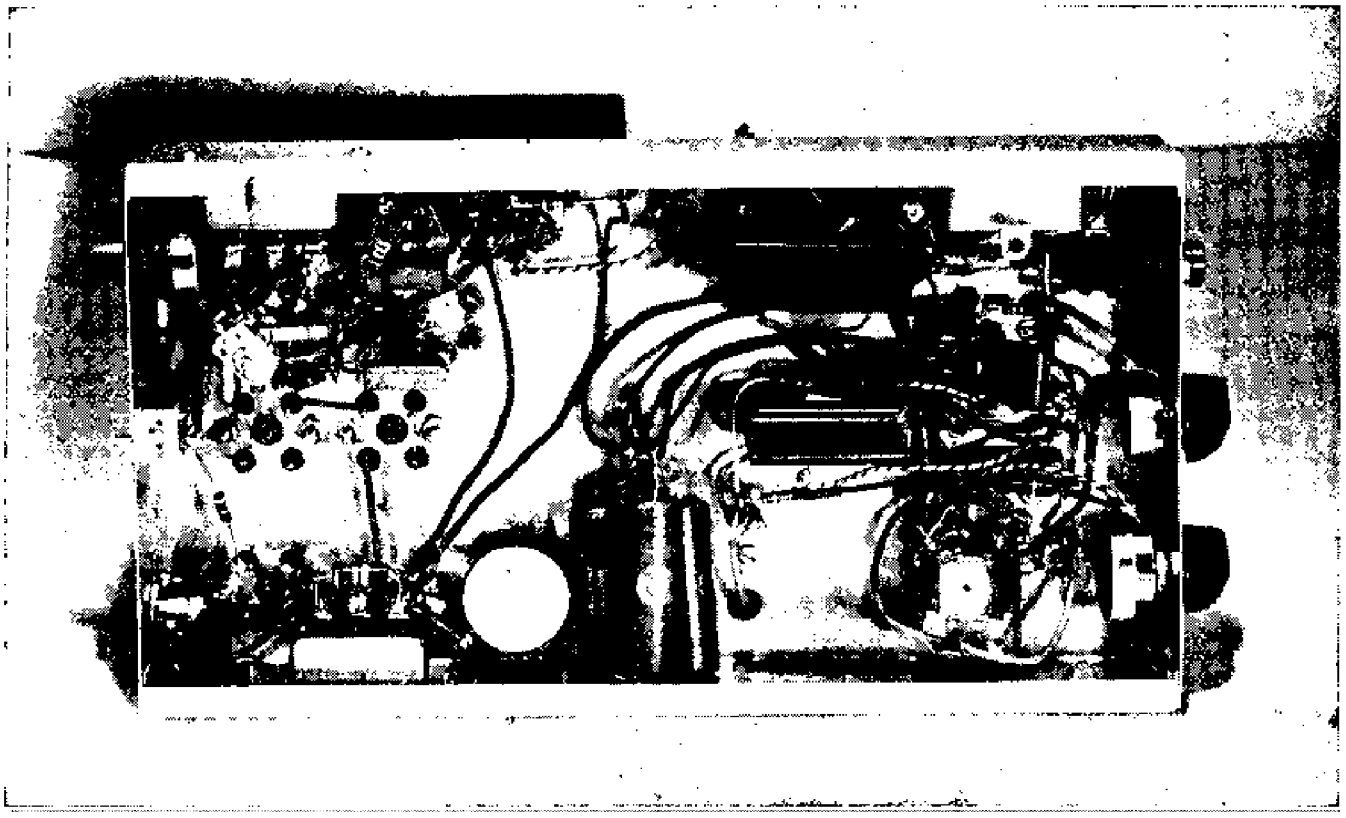
In vari trattati sono descritti molti ottimi generatori a singola banda laterale di vario tipo, ma è stata sempre trascurata la descrizione di un generatore relativamente semplice a singola banda laterale, del tipo a filtro.

L'apparato illustrato dalle fotografie delle figure 19 e 20 e il cui schema elettrico è riportato in figura 21 è stato progettato per colmare tale lacuna. Esso fornisce l'uscita sulla banda laterale più bassa con una frequenza portante di 473,3 KHz. L'uscita del generatore a singola banda laterale può eventualmente essere inviata ad un successivo stadio modulatore bilanciato per ottenere così una uscita su una qualunque altra frequenza.

Il sistema ad audiofrequenza L'amplificatore per microfono è del tipo usuale e il suo circuito non presenta alcuna complessità.

Esso comprende un preamplificatore per microfono, con tubo 6AU6, e uno stadio pilota con tubo 6C4 che alimenta il modulatore ad anello di diodi. Le capacità fra anodo e massa del tubo 6AU6 e del tubo 6C4 servono ad attenuare la risposta alle audio-frequenze alte, superiori a 6 KHz. Può essere aggiunto un ulteriore dispositivo per restringere la larghezza della banda delle audio frequenze, sebbene però ciò non sia necessario dato che il filtro di banda laterale restringe l'ampiezza di gamma totale a 3 KHz, sull'uscita del generatore a singola banda laterale. Può essere aggiun-

Figura 20.
IL TELAIO DEL GENERATORE A SINGOLA BANDA LATERALE VISTO DA SOTTO



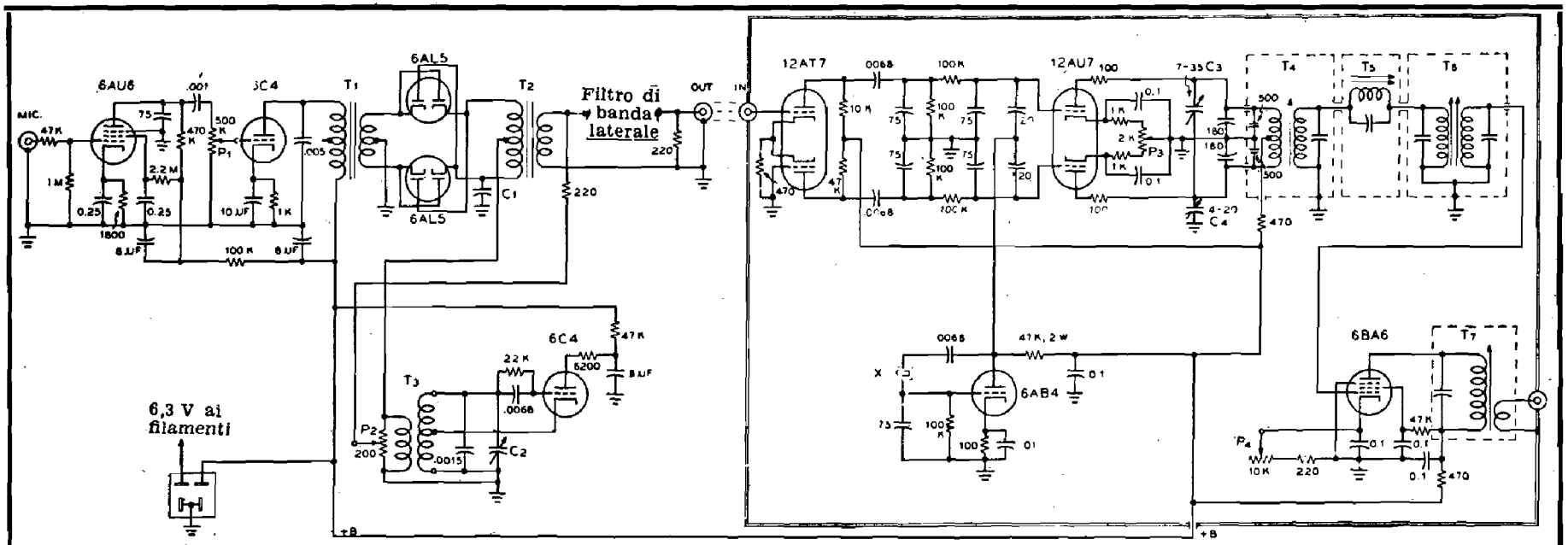


Figura 21.

SCHEMA ELETTRICO DEL GENERATORE A SINGOLA BANDA LATERALE

L'apparato illustrato dallo schema fornisce la banda laterale più bassa relativa ad una portante di 473,3 KHz. La banda laterale è larga 3 KHz. L'ampiezza della portante può essere regolata da zero a circa metà del *massimo livello ottenibile* con l'apparato, regolando il potenziometro P_2

C_1—Condensatore di bilanciamento per modulatore ad anello a 10 KHz (nell'apparato illustrato esso ha un valore di 0,003 μF).

C_2—Compensatore derivato sull'oscillatore a 10 KHz. La capacità totale necessaria sulla bobina è di circa 0,002 μF

C_3—Piccolo compensatore ceramico sul primario del trasformatore di uscita del modulatore bilanciato

C_4—Condensatore di bilanciamento per il modulatore bilanciato. Vedere nel testo i suggerimenti per la sistemazione e la messa a punto

P_1—Regolatore di amplificazione ad audiofrequenza

P_2—*Regolatore di inserzione della portante*

P_3—Regolatore di bilanciamento del modulatore bilanciato

P_4—Regolatore di amplificazione dell'amplificatore di potenza

T_1—Trasformatore di accoppiamento anodo-linea: 20.000 a 200 Ω con presa centrale

T_2—*Trasformatore di uscita del modulatore ad anello.* Vedansi nel testo le norme per la costruzione.

T_3—Piccolo trasformatore di uscita universale. Vengono usati tutto il primario e tutto il secondario.

T_4—Trasformatore di uscita del modulatore bilanciato. Vedasi la descrizione nel testo.

T_5—Avvolgimento di trasformatore a frequenza intermedia a 470 KHz

T_6—Trasformatore a frequenza intermedia a 470 KHz *accordato* a permeabilità

T_7—Avvolgimento di trasformatore a frequenza intermedia a 470 KHz con un secondario di accoppiamento di 40 spire da 0,25 mm distanti 3,5 mm dall'avvolgimento anodico.

X—Quarzo a 473,3 KHz

to altresì uno stadio per la compressione dei segnali ad audio-frequenza nel preamplificatore, se si desidera migliorare il rapporto fra il livello medio e il livello di picco della modulazione.

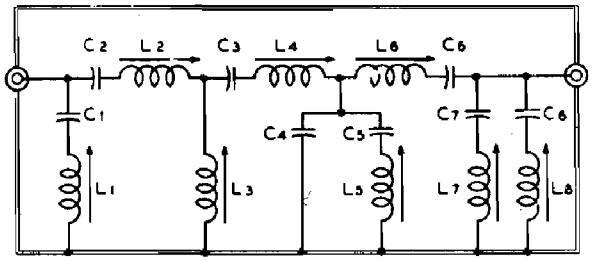
Il modulatore ad anello Il segnale ad audiofrequenza uscente dal tubo 6C4 viene applicato al modulatore ad anello consistente in una coppia di doppi diodi tipo 6AL5 sottoposti ad una tensione portante a 10 KHz generata da un oscillatore con tubo 6C4. Il modulatore ad anello è di tipo usuale, funzionante con una impedenza di circa 200 Ω e con circa 3 V efficaci di tensione alternata a 10 KHz, applicata alla presa centrale di T_2.

Il valore di capacità C_1 deve essere determinato in base alla attenuazione della portante e C_1 deve essere posto dapprima su un lato del primario di T_2 e poi sull'altro. Con un giusto valore della capacità di bilanciamento C_1, il residuo della tensione portante a 10 KHz esistente sull'uscita del filtro di banda laterale può essere ridotto al punto da risultare prossimo a quello del rumore prodotto dalla agitazione termica negli stadi di amplificazione ad audiofrequenza.

Il trasformatore T_1 è un normale trasformatore per collegamento fra anodi in controfase e linea; la sua presa centrale sul primario rimane inutilizzata. Il trasformatore ha una impedenza fra un estremo e presa centrale del primario di 20 KΩ, mentre il secondario con presa centrale ha 200 Ω di impedenza.

L'oscillatore a 10 KHz L'oscillatore per la portante a 10 KHz è del tipo Hartley con tubo 6C4 stabilizzato a resistenza. La resistenza di stabilizzazione da 6,4 KΩ, posta nel collegamento anodico del tubo 6C4, migliora grandemente la forma d'onda della tensione erogata dall'oscillatore rispetto a quella che può essere ottenuta quando l'anodo del tubo 6C4 viene collegato direttamente sul condensatore filtro da 8 μF. Il trasformatore che fa oscillare il tubo 6C4 è costruito in maniera molto semplice, eliminando il nucleo ferromagnetico da un normale trasformatore di uscita da 8 W. L'oscillatore viene accordato su 10 KHz, ponendo un adeguato valore di capacità in derivazione al primario. Questa capacità potrà essere costituita da un condensatore fisso e da un compensatore a mica, come mostrato dalla figura 21. Nel prototipo la capacità richiesta era di circa 2000 μμF e l'oscillatore è stato accordato a 10 KHz, selezionando la capacità adatta da un gruppo di condensatori aventi una tolleranza di capacità del 10 per cento.

Il trasformatore di uscita del modulatore ad anello Il nucleo ferro-magnetico del trasformatore di uscita da 8 W, di cui si è detto nel precedente paragrafo, non va buttato via, ma invece viene utilizzato per costruire il trasformatore di uscita T_2 del modulatore ad anello, il cui avvolgimento potrà essere agevolmente eseguito dallo stesso montatore dell'apparato. L'avvolgimento di T_2 verrà fatto su un semplice cartoccio di cartone pressato, tenuto insieme con nastro adesivo. Internamente si avvolge il primario, il quale consiste di due strati di 40 spire l'uno di filo di rame smaltato da 0,45 mm, con presa centrale. Siccome le tensioni di lavoro sono molto basse, sarà



ELEMENTO	VALORE DEI COMPONENTI	ACCORDARE A
13,5 MH C1 L1	C1 - 0,023 µF CARTA L1 - INALTERATA	9 KHz
7,5 MH C2 L2	C2 - 0,02 µF CARTA L2 - TOGLIERE 400 SPIRE	13,0 KHz
2,9 MH L3	L3 - TOGLIERE 650 SPIRE	ACCORDARE A 9,4 KHz CON 0,1 µF IN SERIE
18 MH C3 L4	C3 - 0,01 µF MICA L4 - INALTERATA	11,6 KHz
C5 13 MH C4 L5	C4 - 0,11 µF CARTA C5 - 0,02 µF MICA L5 - TOGLIERE 200 SPIRE (le stesse spire di L7)	9,8 KHz
17 MH C6 L6	C6 - 0,012 µF MICA L6 - INALTERATA	10,9 KHz
27 MH C7 L7	C7 - 0,01 µF MICA L7 - AGGIUNGERE 175 SPIRE NELLA STESSA DIREZIONE	9,6 KHz
19 MH C8 L8	C8 - 0,007 µF MICA L8 - INALTERATA	13,6 KHz

Figura 22.

IL FILTRO DI BANDA LATERALE A 10 KHz

Questo filtro lascia passare la banda da 10 KHz a 13 KHz con piccola attenuazione. Al di fuori di tale banda l'attenuazione diviene elevata. I singoli elementi che servono a costruire il filtro vengono tarati con il dispositivo di misura della figura 23. Il nucleo di accordo nell'induttanza variabile viene regolato alla risonanza alla frequenza desiderata. Quando i componenti sono montati (adottando, se lo si desidera, la costruzione usata nella figura 23) potranno essere eseguite le prove impiegando il dispositivo di misura della figura 23-B. Tutte le induttanze sono del tipo usato nei televisori per la regolazione della linearità orizzontale (ad es. RCA N. 201 R3).

sufficiente un isolamento fra gli strati e gli avvolgimenti, eseguito con sottile carta per trasformatori.

Il secondario consiste di 80 spire di filo di rame smaltato di 0,45 mm di diametro, avvolte su due strati di 40 spire l'uno, senza alcuna presa centrale. Non si incontrerà alcuna difficoltà ad avvolgere a mano le bobine del trasformatore e le caratteristiche di questo risulteranno pienamente soddisfacenti per la gamma di frequenze da 10 a 13 KHz. La bobina del trasformatore, dopo montata sul nucleo ferro-magnetico, dovrà essere impregnata con catrame o con mastice di polistirolo.

Il potenziometro P_2 costituisce il regolatore per l'inserzione della portante. Con il potenziometro posto a zero, l'ampiezza della portante nello stadio eccitatore è trascurabile; quando il potenziometro è regolato su metà corsa, l'uscita della portante risulterà circa la metà del livello che pone in saturazione lo stadio eccitatore.

Il potenziometro P_1 costituisce il regolatore di volume ad audiofrequenza.

Il filtro di banda laterale In tutti i generatori a singola banda laterale, il filtro costituisce il cuore dell'apparecchiatura. Se si ha a disposizione un generatore di segnali a bassa frequenza tarato e un voltmetro elettronico, il filtro potrà essere costruito con la più assoluta certezza che esso darà risultati soddisfacenti, naturalmente se si pone adeguata cura nella messa a punto delle varie sezioni che costituiscono il filtro. Se invece non sono disponibili gli strumenti di misura, il filtro dovrà essere acquistato, già costruito e tarato.

Il filtro usato nel generatore di cui trattiamo è basato su quello descritto nel numero di marzo del 1949 di Q.S.T. da David O. Mann. Il filtro da noi impiegato è sostanzialmente identico a quello descritto da O. Mann eccetto che

l'attenuazione in prossimità dei 9 KHz è stata aumentata con l'aggiunta di un circuito accordato risonante in serie a 9 KHz, posto in derivazione all'entrata del filtro.

Tutte le bobine del filtro sono costituite da bobine di linearità orizzontale di televisori, come ad esempio il tipo RCA n. 201 R3, o nella loro esecuzione originale oppure con qualche spira aggiunta o tolta.

I singoli elementi vanno anzitutto portati alla risonanza, alle frequenze elencate nella figura 22, usando il dispositivo di prova di cui alla figura 23.

Successivamente gli elementi del filtro vengono posti in una scatola metallica da 8 × 10 × 13 cm, dopo essere stati montati su un telaio di alluminio.

La curva di risposta del filtro può essere controllata usando il dispositivo di misura della figura 23.

Il filtro di banda laterale deve consentire il passaggio di tutte le frequenze comprese fra 10,2 e 12,8 KHz con circa 6 decibel di attenuazione entro tale campo. La resa a 10 KHz e a 13 KHz dovrà risultare attenuata di circa 20 decibel, con un ripido aumento della attenuazione al disotto di 10 KHz e al disopra di 13 KHz.

Poichè la gamma di frequenze delle parole è compresa fra 200 e 2800 Hz, eseguendone il battimento con la tensione a 10 KHz si otterrà una banda di frequenze compresa fra 10,2 e 12,8 KHz. Tale banda di frequenze viene poi inviata ad un invertitore di fase con tubo 12AT7 e la sua tensione di uscita viene inviata alle griglie del tubo modulatore bilanciato 12AU7. Potrà essere necessaria qualche piccola regolazione della resistenza da 10 KΩ, posta sull'anodo del-

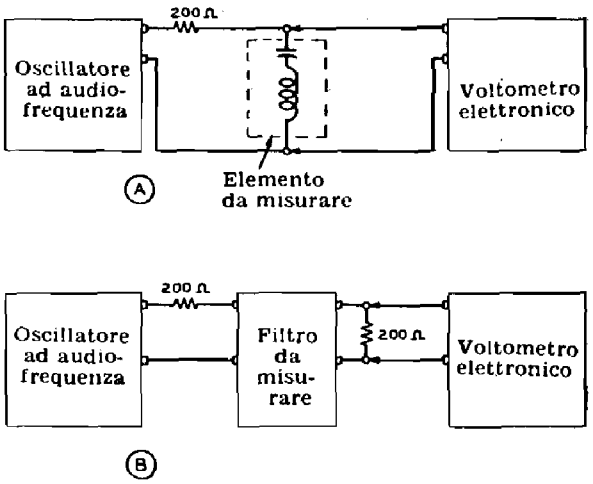


Figura 23.

DISPOSITIVO DI MISURA DEL FILTRO

In (A) è mostrato il dispositivo per determinare la frequenza di risonanza dei singoli elementi del filtro. Quando la frequenza dell'oscillatore corrisponde a quella del circuito risonante in serie si ha una forte caduta della tensione misurata. Il dispositivo illustrato in B serve per la verifica della caratteristica di risposta totale del filtro.

l'invertitore di fase, per ottenere l'equilibrio fra le ampiezze dei due segnali di uscita dall'invertitore di fase.

Il modulatore bilanciato con tubo 12AU7 Il circuito a resistenza-capacità posto sulle griglie del tubo modulatore bilanciato, serve per applicare la tensione di eccitazione a seconda frequenza portante, contemporaneamente e in parallelo alle due griglie del modulatore bilanciato, e nello stesso tempo per isolare efficacemente questo segnale a radiofrequenza dagli anodi del tubo invertitore di fase 12AT7.

L'eccitazione a radiofrequenza per il modulatore bilanciato viene fornita da un oscillatore a quarzo, tipo Pierce, con tubo 6AB4 e con quarzo da 483,3 KHz. Tanto il circuito oscillatore quanto il modulatore bilanciato possono funziona-

re anche con un quarzo di frequenza fondamentale leggermente diversa dalla frequenza di 483,3 KHz scelta per questo apparato.

Il circuito anodico del modulatore bilanciato è il risultato di molte prove effettuate allo scopo di ottenere un circuito di uscita relativamente semplice ed efficiente, pur non usando speciali trasformatori di uscita.

Il trasformatore T_1 è del tipo per media frequenza a 470 KHz con nucleo in iperferro, con accordo a permeabilità tanto sul primario quanto sul secondario e con primario e secondario costituiti ciascuno da due piccoli avvolgimenti. Sul primario viene effettuata una presa centrale.

Il nucleo in iperferro del primario dovrà essere asportato, mentre quello del secondario verrà lasciato al suo posto.

I due condensatori che da ogni estremo della bobina vanno a massa e la cui capacità è di 180 μμF, più i due condensatori posti internamente al trasformatore, più ancora il compensatore C_3 da $7 \div 35$ μμF di capacità, servono ad accordare il primario di T_1 alla risonanza su circa 472 KHz.

La banda laterale che viene usata è quella di frequenza più bassa sicchè il segnale a 200 Hz (che nel primo modulatore diviene 10,2 KHz) esce dal secondo modulatore bilanciato alla frequenza di 473,1 KHz. Analogamente, il segnale da 2,8 KHz diverrà, dopo il secondo circuito modulatore bilanciato, di frequenza 470,5 KHz. Tutti gli stadi dell'eccitatore dovranno essere accordati in modo che risulti passante la banda di frequenze compresa fra 470 e 473 KHz, mentre tutte le altre frequenze dovranno venire attenuate.

Il condensatore C_4 e il regolatore P_3 servono ad eseguire la regolazione del modulatore bilanciato.

Il lato giusto del trasformatore di uscita sul quale inserire C_4 può essere facilmente individuato: il bilanciamento che si può ottenere con P_3 risulterà, su un lato, peggiore di quello che si ha con il compensatore posto sul lato giusto.

Quando sarà stato individuato il lato giusto, si varierà la posizione del rotore di C_4, mentre la migliore posizione di P_3 sarà quella corrispondente alla minima uscita dal modulatore bilanciato a 483,3 KHz. La posizione di C_4 sarà quella cui corrisponde la minima uscita a 483,3 KHz dallo stadio eccitatore e la regolazione di C_4 risulterà, su tale minimo, molto critica.

Le resistenze da 100 Ω poste sul circuito anodico delle due metà del tubo 12AU7 servono per eliminare completamente la tendenza di questo tubo ad autooscillare su frequenze molto alte.

I circuiti di uscita Il secondario di T_4 e i due trasformatori T_6 e T_7 possono essere meglio accordati in frequenza se si applica una nota a 1 KHz, di debole ampiezza, all'entrata dell'amplificatore ad audiofrequenza e accoppiando un oscilloscopio al terminale di uscita dello stadio eccitatore. La frequenza di uscita dal modulatore bilanciato dovrà risultare di 472,3 KHz.

Tutti i trasformatori sopra elencati, compreso anche il primario e il secondario di T_6, verranno sintonizzati per la massima resa su tale frequenza.

Qualora non fosse disponibile un oscilloscopio a larga banda per alte frequenze, si collegherà direttamente sull'anodo del tubo 6BA6 il terminale per la de-

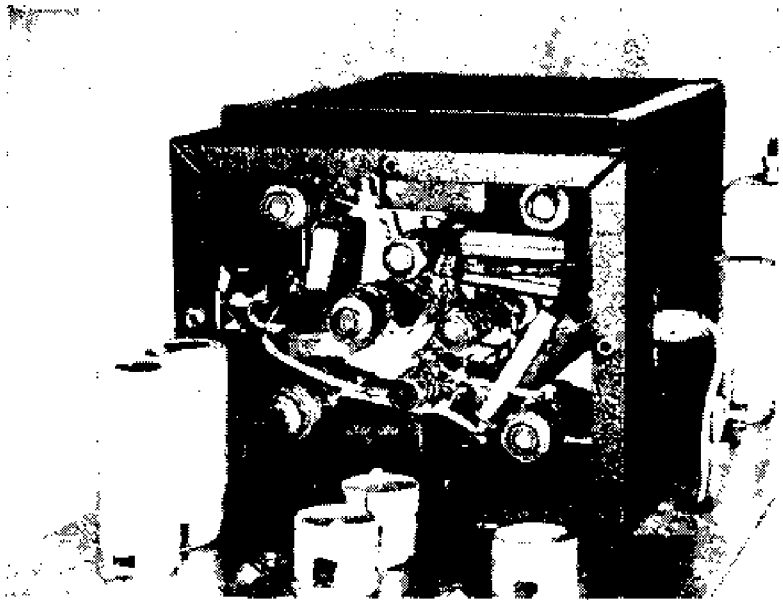


Figura 24
IL FILTRO DI BANDA LATERALE, MONTATO

flessione verticale di un ordinario oscilloscopio, con amplificatore verticale disinserito.

Spostando i nuclei di accordo di T_7, si otterrà una buona deflessione (fino a fondo scala) dell'oscilloscopio quando si ha la massima uscita dallo stadio eccitatore. Dopo che il generatore a banda laterale sia stato accordato sul punto in cui si ha una buona deflessione sull'oscilloscopio, i vari circuiti del generatore potranno venire accordati sulla massima resa e per la migliore linearità della curva di risposta sulla banda dei segnali ad audiofrequenza, compresa fra 200 e 3000 Hz.

Il filtro di attenuazione T_5, costituito da una normale bobina di trasformatore di media frequenza con i relativi dispositivi di accordo, potrà essere accordato meglio dopo che il generatore a banda laterale sia stato accoppiato ad un modulatore bilanciato esterno con uscita su 3,9 MHz oppure 14 MHz oppure 28 MHz. Può avvenire che l'uscita a 483,3 KHz del generatore a banda laterale risulti più debole del segnale dell'altra banda laterale di frequenza più alta. Questo segnale, la cui frequenza centrale è di circa 495 KHz, dovrà venire attenuato mediante la regolazione di T_5.

Il ricevitore della stazione sarà utile nella messa a punto di T_5, sintonizzandolo sull'uscita del modulatore bilanciato esterno, in una banda di frequenza dilettantistica.

Possiamo qui ricordare che il ricevitore BC348 può essere sintonizzato sulle varie frequenze di lavoro dei generatori a banda laterale nella gamma fra 400 e 500 KHz e quindi esso è assai utile nella messa a punto di T_5.

Il segnale di uscita dal generatore a banda laterale dovrà essere molto chiaro ed esente da frequenze spurie. L'inviluppo del segnale di uscita fornito dal generatore dovrà essere esente da ondulazioni, quando si usino come segnali di entrata tensioni sinoidali aventi frequenze comprese fra 500 e 3000 Hz. Al disotto di 500 Hz, si ha qualche ondulazione nell'inviluppo, dovuta alla incom-

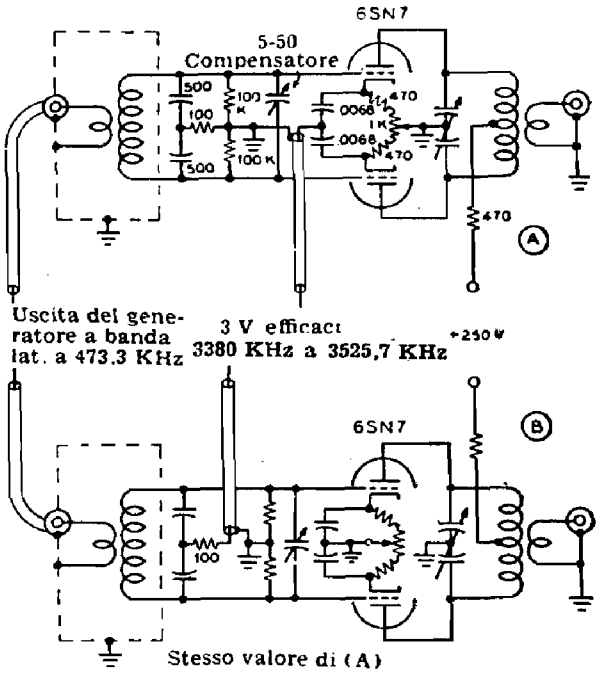


Figura 25.

SCHEMA ELETTRICO DEL MODULATORE BILANCIATO A 3,9 MHz

Possono essere usati indifferentemente l'uno o l'altro metodo di iniezione del segnale, ma il sistema ad iniezione di catodo, mostrato in (A), è da preferire poichè il modulatore bilanciato presenta con esso un carico più costante al generatore di segnali. Però, per sviluppare la stessa tensione di iniezione è necessario un maggiore segnale dell'oscillatore. La potenza di uscita è di circa mezzo watt a pieno segnale. Tale potenza è sufficiente ad eccitare uno stadio amplificatore piuttosto potente funzionante in classe A oppure AB_1. In derivazione al circuito accordato di griglia dello stadio amplificatore va posta una resistenza di smorzamento e le condizioni di lavoro di questo stadio debbono essere tali che il tubo non assorba alcuna corrente di griglia in corrispondenza ai picchi di modulazione.

pleta attenuazione dell'uscita su banda laterale bassa, da parte del filtro di banda laterale del modulatore a 10 KHz.

Un filtro di banda laterale, con taglio più acuto al disotto dei 10 KHz, ridurrebbe l'inconveniente di cui sopra. Tuttavia, i risultati ottenuti con questo generatore a banda laterale, abbinato ad un modulatore bilanciato funzionante sulla banda di frequenze intorno a 3,9 MHz, sono molto soddisfacenti. La larghezza della banda è stretta, l'accordo del ricevitore sul segnale è relativamente facile e la qualità della riproduzione nel funzionamento in fonia è ottima.

I livelli del segnale nei vari punti del generatore a banda laterale sono tali che un eventuale sovraccarico avviene anzitutto nel circuito anodico del tubo 6BA6, amplificatore di uscita.

Il potenziometro P_4 agisce come regolatore di amplificazione a radiofrequenza oppure come regolatore di livello del segnale a radiofrequenza, quando non è richiesta la piena tensione di uscita dell'eccitatore.

L'eccitatore richiede una tensione anodica, accuratamente filtrata, di circa 225 V ed assorbe una corrente anodica di 40 mA. Non si ha alcuna variazione di tensione di alimentazione al variare della ampiezza dei segnali ad audiofrequenza, dato che tutti i tubi funzionano in Classe A, al centro della loro caratteristica dinamica.

Il modulatore bilanciato funzionante alla frequenza di lavoro

Poichè la frequenza di uscita dal generatore a bande laterali è compresa fra 473,3 KHz e 470,3 KHz, con la portante inserita alla frequenza di 473,3 KHz, è necessario inviare la banda laterale ottenuta dal generatore ad un modulatore bilanciato, quando si vuole ottenere una frequenza di lavoro in una delle bande di frequenza dilettantistiche. La figura 25 rappresenta lo schema elettrico di un modulatore bilanciato, con tubo 6SN7GT, che è stato adoperato per ottenere un segnale a singola banda laterale, sulla

banda di frequenza dilettantistica di 3,9 MHz.

L'oscillatore pilota a frequenza variabile (o l'oscillatore a quarzo) deve essere in grado di sviluppare una tensione di circa 3 V efficaci nella gamma di frequenze comprese fra 3330 KHz e 3525,7 KHz affinchè l'uscita sia sulla banda laterale più bassa con frequenza nominale di onda portante compresa fra 3803,3 KHz e 3999 KHz.

Nella figura 25A l'onda portante di 80 metri di lunghezza d'onda è inviata ai catodi del modulatore bilanciato a mezzo dei condensatori di fuga catodica, mentre nella figura 25B l'onda portante è inviata alle griglie dei tubi a mezzo delle due sezioni del condensatore, derivate sul secondario del trasformatore di entrata. Le prove effettuate con tutti e due i sistemi hanno dato buon risultato e si è ottenuto un buon bilanciamento.

Il trasformatore di entrata che porta il segnale a singola banda laterale a 473 KHz alle griglie del modulatore bilanciato è un normale trasformatore a frequenza intermedia a 470 KHz privato di una bobina che è stata sostituita con un avvolgimento di accoppiamento. E' stata anche tolta la capacità, che prima era posta in derivazione sull'altra bobina.

E' stato usato un trasformatore del tipo ad accordo a permeabilità, ma il nucleo ferromagnetico per l'accordo è stato tolto via, per eliminare lo sbilanciamento capacitivo che esso provocava quando veniva introdotto nella bobina. La bobina non ha alcuna presa centrale, ma vi sono due condensatori in serie (disposizione con condensatore a due sezioni e un piccolo compensatore) che servono per ottenere il bilanciamento a radiofrequenza del segnale a 473 KHz inviato alle due griglie del modulatore bilanciato. Il ritorno di griglia per la corrente continua nel tubo 6SN7-GT è stato ottenuto con due resistenze da 100 KΩ fra griglie e massa.

CAPITOLO VENTIDUESIMO

Amplificatori di potenza ad alta frequenza

La moderna tendenza nel progetto di trasmettitori che debbano funzionare sulle bande di frequenza più alta riservate ai dilettanti, è quella di usare un solo stadio finale ad alto livello. La disposizione più comune e che consente la maggiore flessibilità consiste nell'uso di uno stadio eccitatore, la cui potenza di uscita sia compresa fra 5 e 25 W, e di un amplificatore di potenza ad un solo stadio. In molti casi lo stadio eccitatore viene sistemato sul tavolo dell'operatore, collegato all'amplificatore di potenza a mezzo di un cavo coassiale per il trasporto dell'energia di eccitazione; alcuni invece preferiscono avere lo stadio eccitatore posto insieme al trasmettitore principale, o comunque molto vicino a quest'ultimo.

La tendenza all'uso di un solo stadio finale è una naturale conseguenza della sempre crescente importanza che assume il lavorare con oscillatori pilota a frequenza variabile anche su bande di frequenza alta.

È noto come sia laborioso eseguire frequenti variazioni della frequenza di lavoro di un trasmettitore nel quale sia impiegato un forte numero di stadi, dato che ciascuno di questi deve essere ogni volta accordato sulla nuova frequenza di lavoro.

Un altro motivo che incoraggia la tendenza suddetta consiste nella odierna facilità di disporre di tetrodi con alta amplificazione di potenza. Mediante l'uso di tali tubi è oggi possibile eccitare un amplificatore da 100 o anche 1000 W di uscita con uno stadio eccitatore avente una potenza di uscita di 10 o 20 W e che può quindi essere agevolmente posto sul tavolo dell'operatore.

Un ultimo motivo in favore dell'uso di un solo stadio finale a forte livello consiste nella facilità con cui, con tale stadio, possono venire eliminate le interferenze televisive.

I moderni triodi sono in grado di fornire una mediocre amplificazione di potenza e quindi, fino a potenze dell'ordine dei 100 o 250 W, possono essere indifferentemente usati triodi o tetrodi. Ma quando la potenza di uscita deve superare i 250 W, allora la scelta più

ragionevole cade sui tetrodi a fascio. Sono da preferire i tetrodi anche per potenze inferiori a 250 W, specialmente quando è richiesto un frequente cambiamento della banda di frequenza di lavoro, oppure quando è disponibile una limitata potenza di eccitazione o infine quando sono richiesti circuiti di entrata e di uscita aventi un solo estremo sottoposto a radiofrequenza.

Una conseguenza della odierna tendenza verso i tetrodi è che il normale amplificatore in controfase sta diventando sempre meno diffuso rispetto agli stadi ad un solo polo « caldo », cioè sottoposto a tensione a radiofrequenza.

I triodi vengono più frequentemente impiegati nei circuiti controfase dato che, essendo necessario usare un trasformatore di uscita bilanciato per effettuare la neutralizzazione, sarà sufficiente l'aggiunta di ben pochi altri componenti per trasformare uno stadio semplice a triodo in uno stadio controfase, che consenta di ottenere così una potenza di uscita doppia. Inoltre, la migliore stabilità che si può ottenere con i circuiti a controfase consente di semplificare il problema della neutralizzazione.

La generazione delle armoniche

Con l'odierna tendenza ad impiegare tetrodi ad alta amplificazione, con i quali la stabilità dei circuiti non è più così critica, si è sviluppato l'orientamento verso l'uso di stadi amplificatori finali ad un solo polo caldo, cioè sottoposto a tensione a radiofrequenza. L'esperienza che si è compiuta con gli stadi amplificatori finali di potenza ad un solo polo caldo ha dimostrato che, contrariamente a quanto dice la teoria, se tali stadi sono ben progettati, essi sono in grado di fornire in uscita un piccolo contenuto di armoniche, inferiore a quello che si ottiene con uno stadio in controfase di equivalente potenza. La spiegazione che si dà a tale fatto è la seguente: il circuito volano anodico di un amplificatore in controfase riceve due impulsi di corrente anodica per ogni ciclo. Pertanto, qualunque carico accoppiato ai circuiti anodici di entrambi i tubi amplificatori in controfase sarà percorso da una forte corrente di seconda armonica. Ossia, in altre parole, lo stadio in controfase funziona come duplicatore di frequenza tutte le volte che entrambi i tubi sono connessi ad un'unica impedenza di carico.

Nel caso dell'amplificatore a radiofrequenza in controfase in classe C, i due tubi amplificatori che costituiscono lo stadio funzionano sostanzialmente in maniera indipendente l'uno dall'altro. Il tubo che trovasi ad un estremo del circuito volano anodico dà un impulso di energia al circuito volano durante un tempo inferiore a mezzo periodo, per cui esso è completamente inattivo durante tutto il tempo che occorre a completare tale mezzo periodo e durante l'altro semiperiodo. Ma durante quest'ultimo semiperiodo, l'altro tubo, che trovasi collegato all'altro estremo del circuito volano anodico, fornisce il suo impulso di energia al circuito volano stesso. Così ogni tubo dell'amplificatore in controfase fornisce il proprio impulso di corrente anodica (vedi figura 1) il quale passa attraverso metà del condensatore variabile a due sezioni di accordo del circuito volano ed inoltre attraverso il condensatore di blocco C_1 della corrente a radiofrequenza. Si ha quindi un passaggio di corrente appros-

simativamente uguale al valore della corrente efficace anodica di entrambi i tubi e tale corrente, tramite il condensatore di blocco C_1, raggiungerà i filamenti dei tubi attraverso la presa centrale che normalmente viene eseguita sul circuito di alimentazione dei filamenti stessi.

È inoltre da notare che l'impedenza-filtro a radiofrequenza, posta usualmente sul centro del circuito accordato anodico, consente il passaggio di una parte di questa corrente di seconda armonica, che percorrerà così i collegamenti che dall'alimentatore conducono la tensione anodica ai tubi. Ciò rende necessaria la aggiunta di un altro filtro a radiofrequenza allo scopo di bloccare la radiazione di segnali a seconda armonica da parte dei collegamenti di alimentazione anodica che vanno all'amplificatore di potenza a radiofrequenza. Nel capitolo dedicato alle interferenze radio e televisive verranno forniti suggerimenti e notizie sui metodi e sulle procedure da seguire per la eliminazione delle interferenze causate da armoniche della frequenza di lavoro. Ulteriori notizie su tale argomento verranno date nella trattazione degli amplificatori di potenza a radiofrequenza e a proposito dei componenti necessari alla costruzione di trasmettitori, descritti nel capitolo 24° e nel capitolo 19°, quest'ultimo dedicato alle apparecchiature mobili e all'installazione.

Amplificatore schermato con tubo 807

Il tubo elettronico 807, per la sua versatilità, è certamente uno dei tubi più frequentemente usati in trasmissione.

Molto spesso però tale tubo viene criticato per la sua tendenza a generare fre-

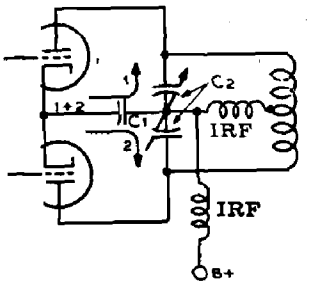


Figura 1.

PERCORSO DELLE CORRENTI ARMONICHE IN UN AMPLIFICATORE IN CONTROFASE

quenze spurie e oscillazioni parassite. Tuttavia, il basso prezzo di questo tubo e le notevoli possibilità che esso offre prevalgono spesso su qualunque preoccupazione dettata dalla tendenza di questo tubo alle auto-oscillazioni.

Un'ampia indagine ha stabilito che la disposizione che il tubo 807 ha alle oscillazioni parassite dipende da due fattori:

1) l'amplificazione di potenza che il tubo presenta in grado estremamente alto;

2) la notevole induttanza del collegamento di griglia schermo, induttanza causata dall'impiego, dentro il tubo 807, di un conduttore piuttosto lungo che collega il piedino del tubo con la griglia schermo.

L'amplificatore mostrato nelle figure 2, 3 e 4 è stato progettato e costruito tenendo presenti le considerazioni di cui sopra. Ma specialmente si è tenuto presente il problema delle interferenze televisive e pertanto, sia nel progetto che nella costruzione dello stadio, sono stati attuati numerosi accorgimenti tendenti a ridurre la generazione di armoniche e la loro radiazione.

Nel circuito di accoppiamento di antenna è stato fatto uso di un condensatore variabile a due sezioni con rotore

collegato a massa ed è stato attuato un accurato filtraggio dei collegamenti che entrano nell'amplificatore.

Il risultato, sicuramente accertato, di tutti questi accorgimenti è che la radiazione di armoniche da parte dell'amplificatore vero e proprio è stata ridotta ad un valore molto basso. Inoltre è risultata molto bassa la radiazione di armoniche quando l'amplificatore viene accoppiato ad un normale sistema di antenna.

Descrizione del circuito Il telaio dell'amplificatore è progettato per funzionare abbinato ad uno stadio eccitatore esterno, schermato, ad un modulatore esterno e ad un alimentatore, pur esso esterno, che fornisca le tensioni di alimentazione anodica e di griglia-schermo.

Le bobine di griglia sono del tipo intercambiabile e sono progettate per essere collegate al secondario di accoppiamento (link) dello stadio eccitatore.

Nel telaio è montato un piccolo trasformatore per l'alimentazione del filamento del tubo. Poichè è necessario che il circuito volano anodico del tubo 807 sia completamente schermato, è oltremodo utile usare in tale parte del circuito un commutatore a tamburo per tutte le gamme d'onda. In questa applicazione ha dato risultati eccellenti l'uso di un tamburo B&W tipo BTEL, come quello che è stato usato nello stadio eccitatore da 15 W descritto nel capitolo 21°.

Il filtro di eliminazione di armoniche, posto in serie al collegamento che va all'anodo del tubo, è isolato completamente e, per comodità, la regolazione della sua capacità viene eseguita dal pannello anteriore.

Il secondario di accoppiamento fra l'anodo del tubo 807 e il circuito di accordo di aereo è posto sul commutatore a tamburo, insieme alle bobine anodiche del tubo 807, ed è collegato al circuito di aereo, situato posteriormente al telaio, a mezzo di un cavo coassiale. Le bobine di accordo di aereo sono del tipo intercambiabile.

La potenza di uscita che lo stadio eccitatore deve fornire per l'eccitazione della griglia del tubo 807 dovrà essere di 1 o 2 W, per avere una sufficiente sicurezza nella eccitazione dello stadio finale. La corrente di griglia del tubo 807 dovrà essere di circa 3,5 mA su tutte le bande di frequenza. La polarizzazione negativa di griglia sarà meglio che ven-

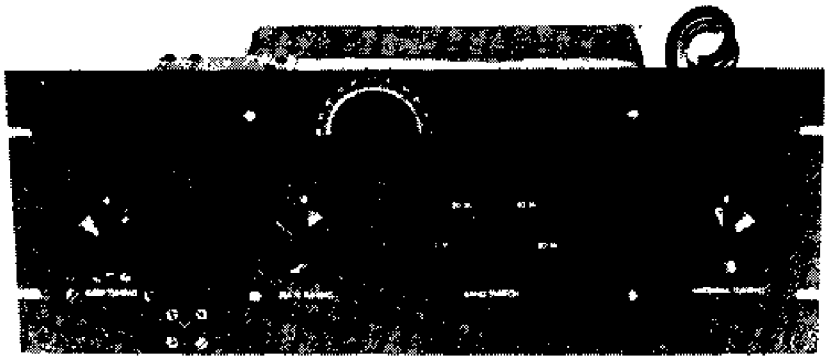


Figura 2.

L'AMPLIFICATORE SCHERMATO CON TUBO 807, VISTO DAL PANNELLO ANTERIORE

ga ottenuta per corrente di griglia, a meno che, durante il funzionamento in telegrafia con onde persistenti non modulate, non venga eseguita la manipolazione interrompendo l'eccitazione fornita dallo stadio eccitatore.

Nel caso in cui, per considerazioni particolari, non venga eseguita la manipolazione interrompendo la eccitazione, si suggerisce di usare la manipolazione sulla griglia schermo del tubo 807. Per tale funzione è particolarmente adatto il dispositivo di manipolazione a tubo elettronico, descritto nel capitolo 10°.

La resistenza di autopolarizzazione di griglia per funzionamento ad onde persistenti non modulate, è di 12 o 15 KΩ, mentre, se il tubo 807 deve funzionare con profonda modulazione di ampiezza, è consigliabile usare una resistenza di griglia di 22 KΩ.

La tensione prescritta per la griglia schermo del tubo 807 è di 250 V. In normali condizioni di lavoro, con una sufficiente eccitazione e con 100 mA di corrente anodica, la corrente di schermo dovrà essere da 5 a 7 mA. La corrente anodica di 100 mA potrà aversi in fonia, con una tensione anodica compresa fra 300 e 600 V. Nel funzionamento in grafia potrà essere applicata all'anodo del tubo 807 una tensione di 750 V.

Costruzione L'amplificatore è montato su un pannello normalizzato da 17,6 × 48 cm, di alluminio. I componenti che costituiscono il circuito di griglia dell'amplificatore sono montati sulla sinistra del pannello, mentre il circuito volano di accoppiamento di aereo è montato a destra. Fra tali due gruppi è montato verticalmente un telaio in alluminio da 14 × 25 × 7,5 cm, che racchiude e scherma i componenti del circuito anodico dell'amplificatore.

Il telaio di alluminio è fissato sul pannello a mezzo di quattro bulloncini da 6 mm di diametro ed è distanziato dal pannello stesso di circa 3 mm mediante la interposizione di quattro rondelle metalliche, del tipo che si usa comunemente sotto le viti che fissano i pannelli normalizzati ai telai.

Un altro telaio, identico a quello utilizzato per il montaggio, serve per completare la chiusura della scatola e quindi per ottenere una totale schermatura. I quattro fori sulla parte del telaio op-

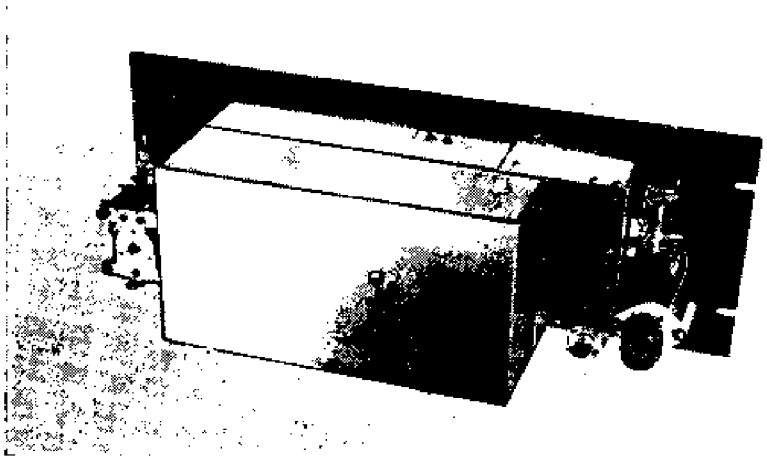


Figura 3.
VISTA POSTERIORE DELL'AMPLIFICATORE CON TUBO 807, CON COPERCHIO DI SCHERMO MONTATO

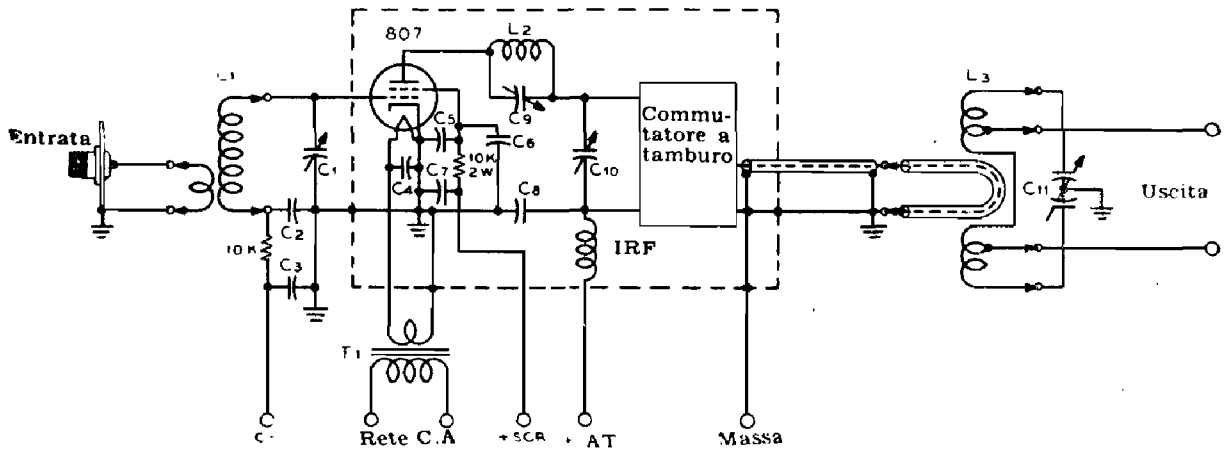


Figura 4.

SCHEMA ELETTRICO DELL'AMPLIFICATORE SCHERMATO, CON TUBO 807

C_1—100-μμF variabile piccolo
C_2, C_3—0,003-μF mica piccolo
C_4, C_5—500-μμF ceramico, di fuga
C_6-C_7—0,003-μF mica piccolo
C_8—0,004-μF, 2500 V prova, a mica.
C_9—50-μμF condensatore di regolazione in aria con alberino
C_{10}—50-μμF, 3000 V condensatore variabile per trasmissione
C_{11}—100 + 100-μμF condensatore variabile a due sezioni
L_1—28 MHz - 5 spire filo smaltato da 1,6 mm avvolte strettamente su supporto di 25 mm di diametro. Secondario di accoppiamento di 3 spire
14 MHz - 12 spire filo smaltato da 1 mm avvolte strettamente su supporto di 25 mm di diametro. Secondario di accoppiamento di 3 spire
7 MHz - 24 spire filo smaltato da 1 mm avvolte strettamente su supporto di 25 mm di diametro. Secondario di accoppiamento di 3 spire
3,5 MHz - 38 spire filo smaltato da 0,65 mm avvolte strettamente su supporto di 25 mm di diametro. Secondario di accoppiamento di 5 spire
L_2—4 spire filo smaltato da 1,6 mm avvolte in aria con un diametro di spira di 13 mm e una lunghezza di avvolgimento di 13 mm
L_3—Bobina intercambiabile da 50 W per la banda in uso. Vedasi nel testo la descrizione del secondario schermato di accoppiamento per le bande di 14 e 28 MHz
IRF—Impedenza per altissime frequenze: 4 μH - 0,5 A
T_1—Trasformatore di accensione per il filamento. 6,3 V/1,2 A

posta a quella montata sul pannello, e che sono stati predisposti per fissare il coperchio posteriore al telaio, sono larghi in maniera tale da consentire il passaggio di viti da 4 mm. Nell'altro telaio, che serve come coperchio, sono eseguiti 4 fori filettati da 4 mm nei quali vanno fissate quattro viti da 4 mm a mezzo di un giravite corto. Queste quattro viti, che corrispondono ai 4 fori passanti eseguiti nell'altro telaio, adempiono la funzione di piolini per il fissaggio dei due telai l'uno all'altro. I due telai verranno quindi bloccati solidamente fra loro a mèzzo di una striscia metallica che viene fissata su di essi mediante viti.

Uno spezzone di cavo coassiale è usato come collegamento fra il circuito volano anodico del tubo 807 e il circuito accordato di accoppiamento di antenna.

È da notare che qualora si faccia uso del gruppo commutatore a tamburo B&W BTEL, questo dovrà essere modificato asportando la bobina originaria del circuito volano da 28 MHz e riducendo a quattro il numero di spire della bobina originaria da 21 MHz. Questa ultima bobina servirà per entrambe le bande a 21 MHz e a 28 MHz e il gruppo risulterà sufficientemente piccolo per poter essere posto dentro il comparto schermato. Nelle prove

eseguite sull'amplificatore si è riscontrato che una certa parte del segnale a frequenza armonica usciva dal comparto schermato e che la causa di ciò risiedeva nel cavo coassiale di collegamento del secondario di accoppiamento. Ponendo una striscia di rame fra il conduttore esterno del cavo che esce dal comparto schermato e il terminale del secondario di accoppiamento preso sullo zoccolo di innesto della bobina e inoltre collegando a massa, internamente al comparto schermato, il conduttore esterno del cavo coassiale, si ha una sensibile riduzione nella irradiazione delle armoniche. Un'altra riduzione si otterrà facendo uso dello schermo di Faraday, sul secondario di accoppiamento posto sulla bobina di accordo del circuito di antenna. Questo secondario di accoppiamento sarà costituito da 15 cm di cavo coassiale sottile, nel quale ad un estremo i conduttori interno ed esterno sono entrambi collegati al terminale di massa del secondario di accoppiamento. Dall'altro estremo del cavo coassiale il conduttore interno va collegato al terminale del secondario di accoppiamento che, nello zoccolo di innesto per le bobine, è isolato da massa, mentre la calza schermante del cavo coassiale viene fatta terminare a circa 6 mm dal punto in cui il conduttore interno viene saldato al terminale dello zoccolo.

In tal modo il conduttore interno è schermato per tutta la sua lunghezza mentre la calza schermante non costituisce una spira in corto circuito.

Qualora si desiderasse un grado ancora più alto di attenuazione di armoniche, come è necessario quando il trasmettitore funziona là dove i campi delle stazioni televisive sono deboli, è consigliabile l'aggiunta di una ulteriore schermatura sull'amplificatore e la messa in atto dei dispositivi di filtraggio illustrati dalla figura 6.

In questo schema il secondario di accoppiamento schermato è stato sostituito con un filtro di armoniche adatto alla impedenza di 52 Ω del secondario di accoppiamento. Tale filtro aumenta in maniera sensibile l'attenuazione delle frequenze armoniche.

Un ulteriore miglioramento deriverà dall'impiego di filtri su tutti i conduttori che escono dal comparto scher-

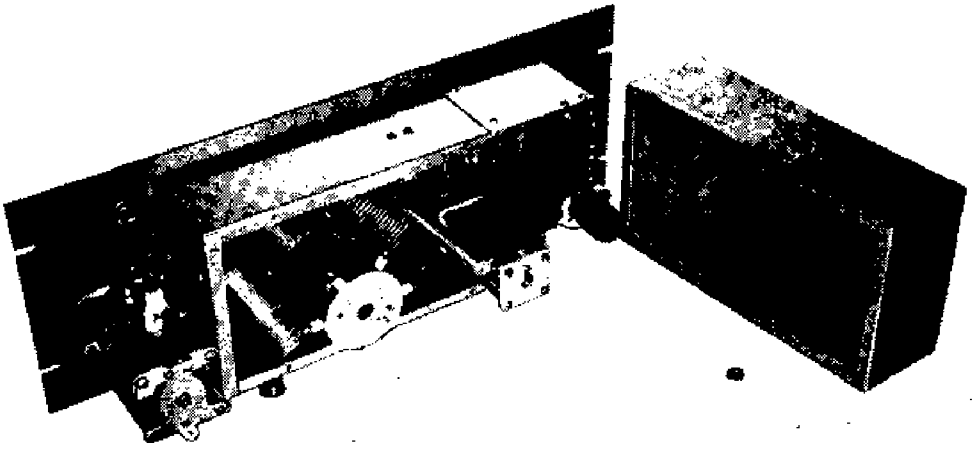


Figura 5.

VISTA POSTERIORE DELL'AMPLIFICATORE CON TUBO 807. IL COPERCHIO DI SCHERMO E' ASPORTATO

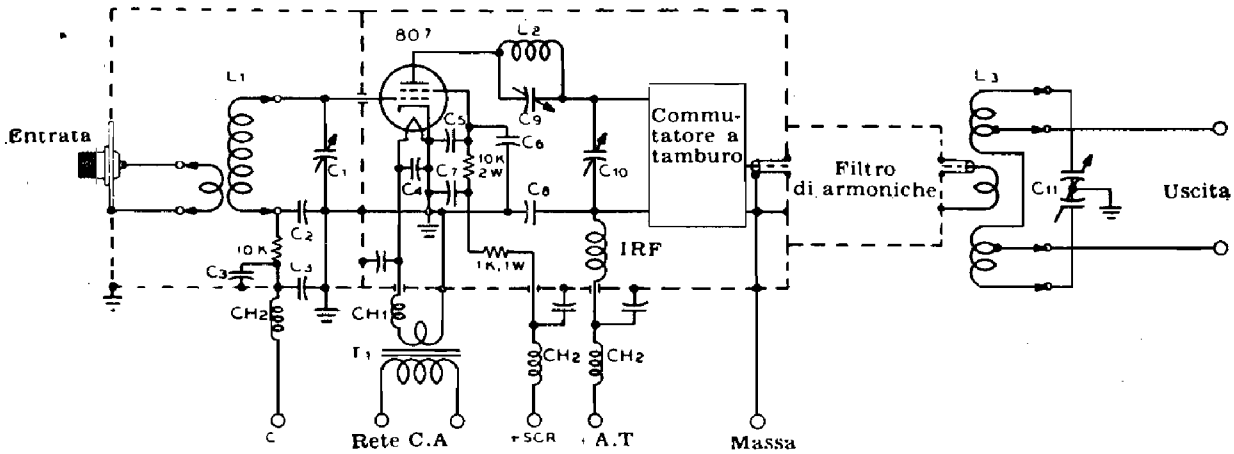


Figura 6.

SCHEMA ELETTRICO DELL'AMPLIFICATORE CON TUBO 807 CON ALTRI ACCORGIMENTI PER LA SOPPRESSIONE DELLE RADIAZIONI A FREQUENZA ARMONICA

Tutti i componenti hanno gli stessi valori di quelli dati nella figura 4. Le impedenze CH_1 e CH_2 debbono essere del tipo per altissime frequenze. CH_1 dovrà essere in grado di portare la corrente di filamento del tubo 807, mentre CH_2 potrà essere costruita avvolgendo strettamente su un cilindro di polistirolo di 6,5 mm 100 spire di filo di rame smaltato di 0,25 mm.

mato. Infine, oltre al circuito anodico, è opportuno schermare anche il circuito di griglia dell'amplificatore.

Amplificatore schermato con tubo 813

Le figure da 7 a 10 illustrano un amplificatore con tubo 813 nel quale sono stati attuati numerosi accorgimenti allo scopo di migliorare l'attenuazione delle frequenze che possono interferire con le trasmissioni televisive.

Le prove hanno dimostrato che l'amplificatore può lavorare con una dissipazione anodica fino a 200 W su frequenze fino a circa 28 MHz, senza sensibile radiazione di armoniche della frequenza di lavoro.

Oltre alla schermatura ed al filtraggio che, come si è detto, sono tali da consentire una soddisfacente attenuazione della radiazione di armoniche, l'amplificatore presenta altre caratteristiche interessanti.

Schermatura e filtraggio Dall'esame delle fotografie e specialmente di quella che mostra l'amplificatore visto posteriormente, si rileverà che tutto il telaio è completamente schermato da una scatola di alluminio. Questa scatola presenta un foro, schermato da una rete, che consente l'ispezione del tubo 813 durante il suo funzionamento. Il coperchio della scatola ha uno spessore di 3 mm con una striscia di ferro stagnato piegata e saldata lungo il perimetro del coperchio. Quattordici bulloncini fissano il coperchio alla scatola di schermatura. Per avere un buon risultato per quanto concerne la attenuazione delle armoniche, questi bulloncini debbono essere stretti molto bene affinchè possano garantire un buon contatto fra coperchio e schermo. Dietro il pannello frontale è sistemato un angolare di alluminio in modo che anche da questo lato il coperchio possa essere solidamente fissato all'apparato.

Se il pannello di rete metallica, che dal davanti dell'amplificatore consente di vedere il tubo 813, non è stato stretto fortemente dopo aver raschiato il pannello anteriore per tutta l'area coperta dal telaio che sostiene la rete, potrà riscontrarsi una certa radiazione di frequenze armoniche.

È da tener presente che tutte le viti che attraversano il pannello frontale dovranno essere munite di rondelle dentellate e che inoltre deve essere assicurato un buon contatto a massa di tutti gli alberini degli organi di regolazione, se si vuole evitare di irradiare armoniche sulle bande televisive di frequenza più alta. Tutti i collegamenti che entrano nel telaio dovranno passare attraverso una scatola filtro situata posteriormente al telaio. È stato constatato che l'impiego di mezza sezione di filtro ad induttanza-capacità è sufficiente per un buon filtraggio di tutti i collegamenti, fatta eccezione di quelli che portano la tensione di rete al primario del trasformatore di filamento del tubo. Per questi ultimi è necessario l'uso, oltre alla mezza sezione di filtro, di un filtro ad induttanza-capacità a π. Il collegamento che, dallo stadio eccitatore, porta l'eccitazione all'amplificatore può non avere alcun filtro poichè, essendo costituito da cavo coassiale, è già per suo conto schermato.

Il circuito dell'amplificatore Il tubo 813 lavora come amplificatore neutralizzato a tetrodo. Con il commutatore S_1 vengono selezionate le varie induttanze del circuito di griglia atte al funzionamento sulle bande di lunghezza d'onda di 80, 40, 20, 15, 11 e 10 metri. Una speciale sezione del commutatore di gamma provvede a mettere in corto circuito con massa le bobine inoperose di frequenza più bassa di quella alla quale la bobina in funzione lavora. Ciò allo scopo di evitare assorbimenti.

Nel capitolo 7° è stato dettagliatamente descritto il circuito di neutralizzazione per il tubo 813. Il condensatore variabile C_2, la cui capacità è regolabile fra 1,4 e 10,6 $\mu\mu$F, serve a riportare

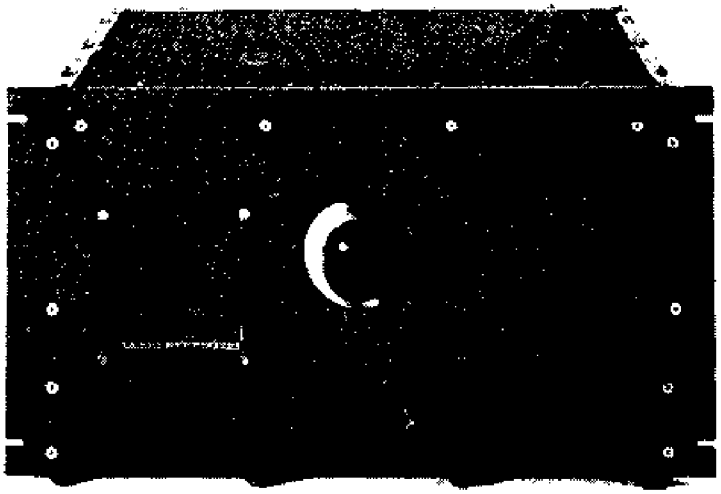


Figura 7.
VISTA FRONTALE DELL'AMPLIFICATORE CON TUBO 813.

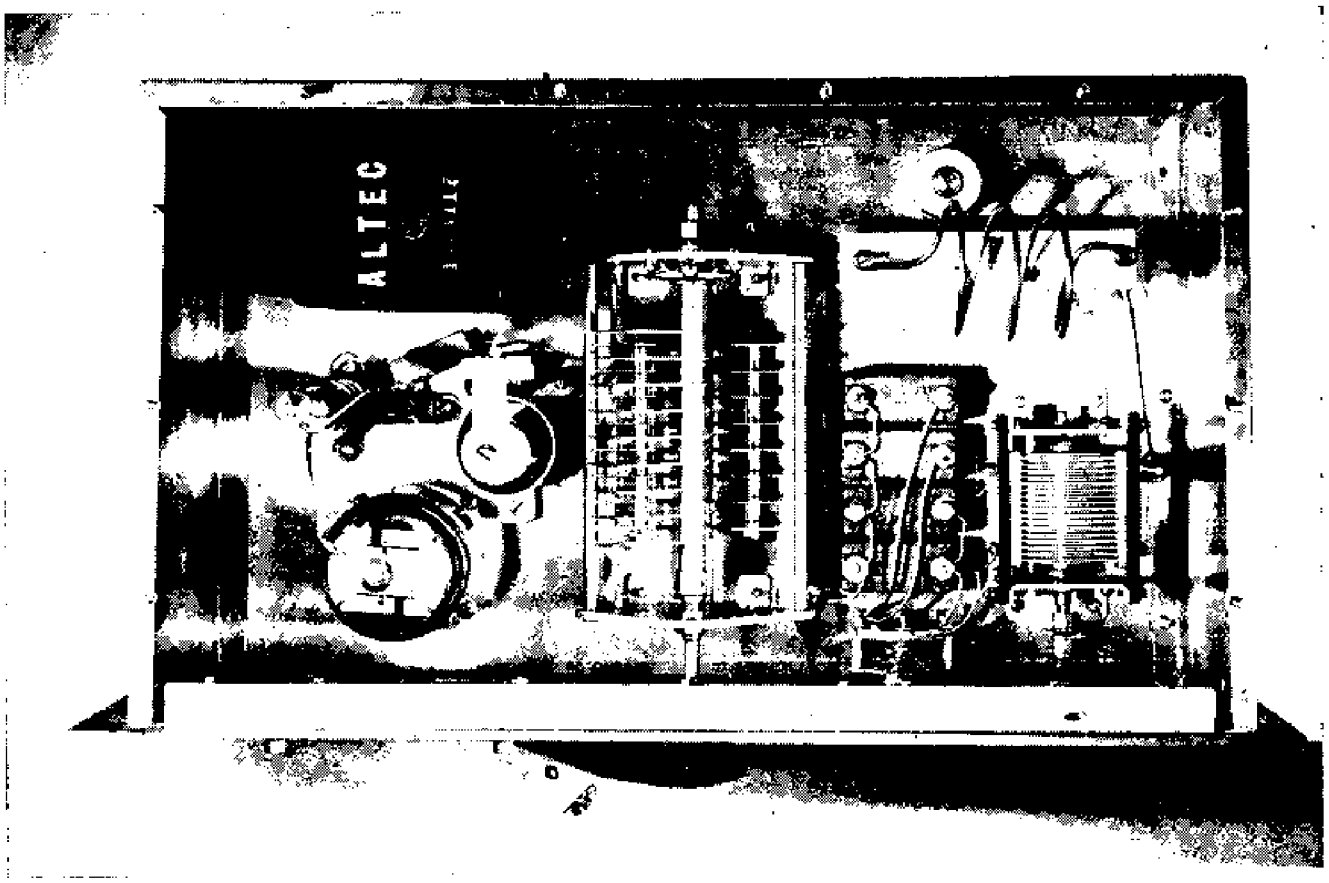


Figura 8.
L'AMPLIFICATORE CON TUBO 813 VISTO DALL'ALTO
Viene mostrato l'interno dell'amplificatore, dopo averne asportato il coperchio di schermatura metallico. Nel circuito di uscita dell'amplificatore è inserita la bobina per 28 MHz.

energia nel circuito di griglia. Il condensatore C_1 ha una capacità di 500 μμF ed una tensione di lavoro di 1200 V. Per esso è ammissibile una tolleranza sulla capacità del 10 %.

La messa a punto del circuito di neutralizzazione dello stadio verrà eseguita applicando al tubo la sua eccitazione a radiofrequenza, mentre tanto l'anodo quanto la griglia schermo trovansi a potenziale nullo, essendo stata disinserita la loro tensione di alimentazione. Successivamente, dopo aver collegato a massa il terminale di uscita del filtro a π, si dovrà accordare il condensatore C_3 alla risonanza, che è indicata da una brusca deviazione del milliampermetro di griglia. Dopo di ciò si regolerà il condensatore di neutralizzazione C_2 fino a che la deviazione del milliampermetro non si annulli. Il raggiungimento di questa condizione corrisponde ad una approssimativa neutralizzazione.

Verranno quindi applicate le tensioni di alimentazione anodica e di griglia schermo allo stadio, mentre il circuito di uscita viene caricato con un gruppo di lampadine. Quando l'amplificatore è normalmente caricato, e dopo aver accordato il condensatore C_3 in modo da porre in risonanza il circuito anodico, variando la capacità in più e in meno

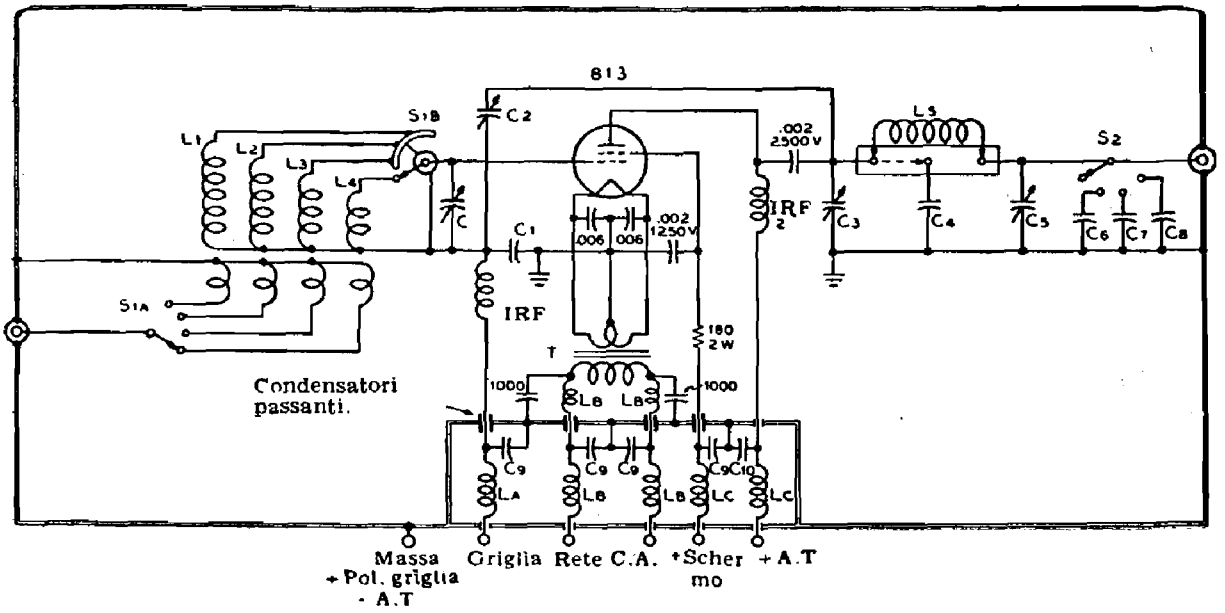


Figura 9.

SCHEMA ELETTRICO DELL'AMPLIFICATORE SCHERMATO, CON TUBO 813

C—100-μμF variabile piccolo
C_1—500-μμF, 1500 V a mica
C_2—1,4 ÷ 10,6-μμF condensatore di neutralizzazione.
C_3—100-μμF, 6000 V condensatore variabile di trasmissione
C_4—100-μμF condensatore ceramico ad alta tensione.
C_5—365-μμF, 0,75 mm di spaziatura fra le lamine.
C_6—400-μμF, 3000 V a mica, di trasmissione
C_7—700-μμF, 3000 V a mica, di trasmissione
C_8—110-μμF, 3000 V a mica, di trasmissione (in derivazione 0,001 oppure 0,0001 μF)
C_9—0,001-μF ceramico di fuga
C_{10}—0,002μF, 2500 V di lavoro, a mica (identico al condensatore di blocco anodico)
IRF_1—2,5 mH, 125 mA, impedenza a radiofrequenza.
IRF_2—225-μH, 800 mA, impedenza a radiofrequenza.
LA, LC—100 spire filo smaltato da 0,25 mm avvolte strettamente su un cilindro di polistirolo di 6,5 mm di diametro
LB—2-μH - Impedenza per altissime frequenze a forte corrente
L_1—3,5 MHz - 35 spire filo smaltato da 0,65 mm avvolte strettamente su supporto di 25 mm di diametro. Secondario di accoppiamento di 5 spire. 7 MHz - 19 spire filo smaltato da 0,80 mm avvolte strettamente su supporto di 25 mm di diametro. Secondario di accoppiamento di 4 spire. 14 MHz - 10 spire filo smaltato da 0,80 mm avvolte strettamente su supporto di 25 mm di diametro. Secondario di accoppiamento di 3 spire. 21-28 MHz - 5 spire filo stagnato protetto da 1 mm avvolte strettamente su supporto di 25 mm di diametro. Secondario di accoppiamento di 2 spire

NOTA: Tutte le bobine sono avvolte su supporto in mica bakelizzata di 25 mm di diametro e 37 mm di lunghezza

L_5—3,5 MHz - 17 spire filo smaltato da 2 mm avvolte spaziate su supporto di 64 mm di diametro e 95 mm di lunghezza con ponticello sui piedini di base per collegare C_4 come mostrato in figura. 7 MHz - 10 spire filo smaltato da 2 mm avvolte spaziate su supporto di 64 mm di diametro e 95 mm di lunghezza
14 MHz - 7 spire filo nudo da 3,2 mm avvolte in aria con diametro di spira 51 mm e lunghezza di bobina 51 mm montata su basetta ceramica di cm 15 × 4 a 5 spinotti
21-28 MHz - 3 spire filo nudo da 3,2 mm avvolte in aria con diametro di spira 51 mm e lunghezza di bobina 51 mm montata su basetta ceramica da cm 15 × 4, a 5 spinotti
S_1—Commutatore a piastra a 2 vie - 4 posizioni con una piastra per la messa in cortocircuito delle bobine di frequenza più bassa
T—Trasformatore di filamento da 10 V/5 A

rispetto al valore di risonanza, si dovrà avere, se il circuito è completamente neutralizzato, in ogni caso un aumento della corrente di griglia. Se lo stadio invece non è completamente neutralizzato, la corrente di griglia aumenterà leggermente quando la capacità del condensatore di accordo anodico viene variata in un senso rispetto alla posizione di sintonia e diminuirà leggermente nell'altro

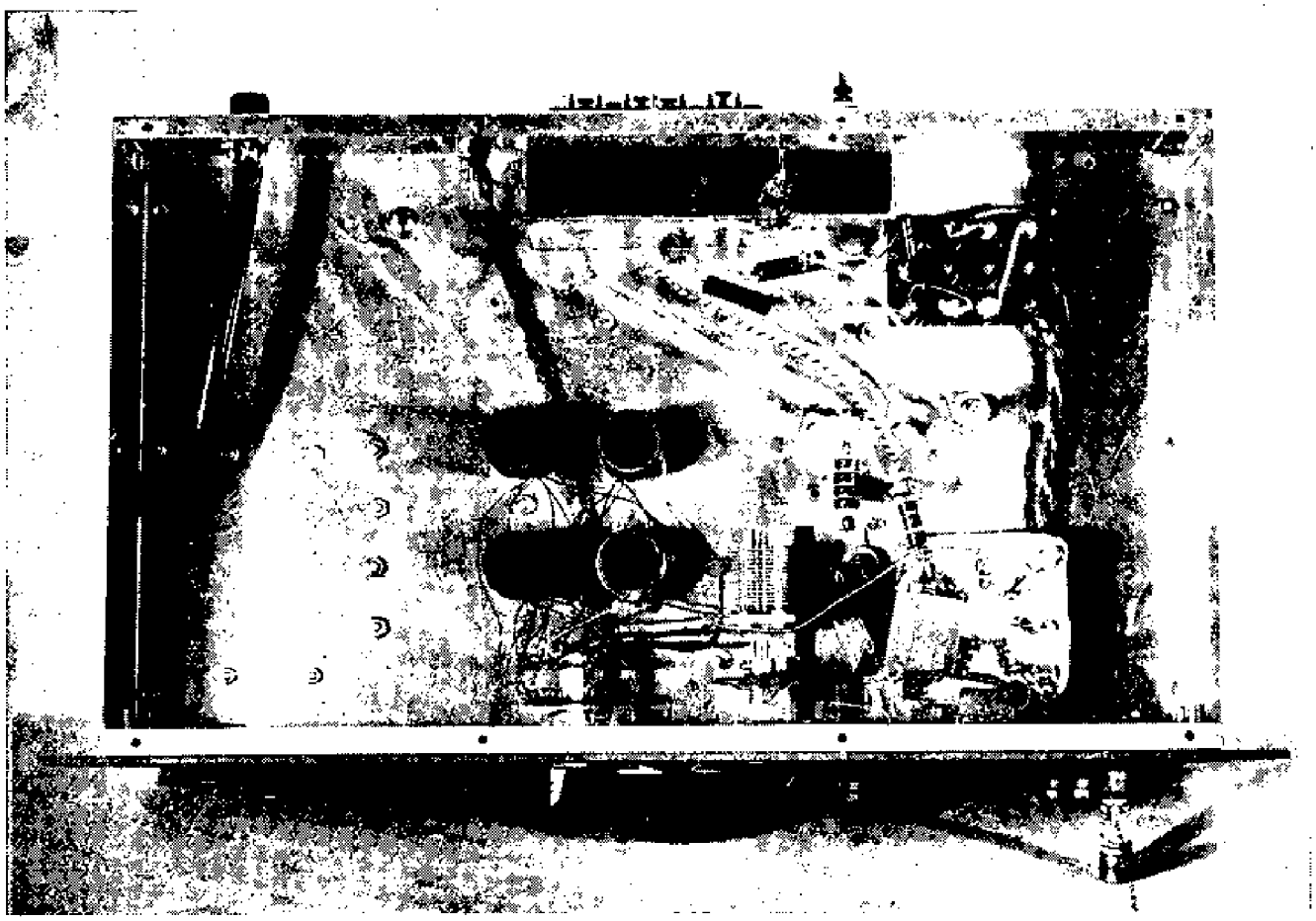


Figura 10.

IL TELAIO DELL'AMPLIFICATORE CON TUBO 813 VISTO DA SOTTO

Sulla parete posteriore del telaio è visibile il comparto schermato che racchiude i filtri per i collegamenti di alimentazione dello stadio.

senso. Questo metodo per accertarsi se si è raggiunta una accurata neutralizzazione è molto preciso: sarà sufficiente una piccola variazione della capacità del condensatore di neutralizzazione C_2 per provocare una alterazione delle raggiunte condizioni di neutralizzazione.

La neutralizzazione dell'amplificatore sulla banda dei 28 MHz sarà valida per tutte le altre bande di frequenza più bassa.

Il circuito di uscita a π Il circuito volano anodico del tubo 813 è a π ed è stato progettato in maniera che risulti adatto ad impedenze di carico prossime a 50 Ω. Per ognuna delle quattro gamme di frequenza copribili con l'amplificatore è previsto l'uso di una apposita bobina intercambiabile. Il commutatore S_2 provvede a commutare i vari condensatori derivati sul circuito di uscita del filtro. Un condensatore variabile da 100 μμF viene impiegato come capacità d'entrata per tutte le bande, fatta eccezione di quella da 80 m di lunghezza d'onda. Quando viene inserita nella sua sede la bobina adatta a questa gamma, occorrerà che venga montato, in derivazione sul condensatore va-

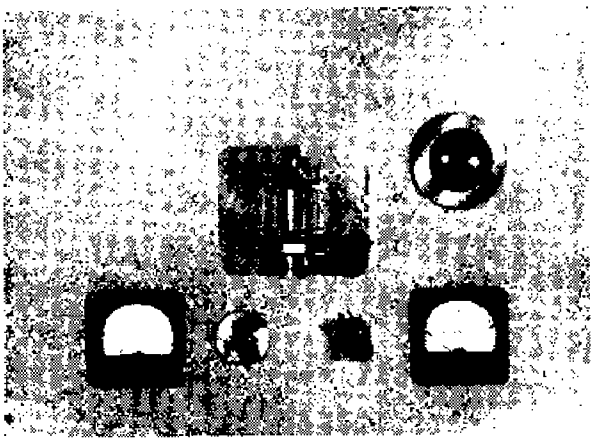


Figura 11.

IL PANNELLO DELL'AMPLIFICATORE CON TUBO 4-125 A.

riabile di accordo anodico, un condensatore fisso da 100 μμF, corrispondente a C_4 dello schema di figura 9, e tale condensatore, che sarà preferibilmente del tipo ceramico per alta tensione, sarà collegato a mezzo di due linguette sulla bobina relativa agli 80 metri. Il condensatore variabile del circuito a π, che essendo posto all'uscita di questo circuito funziona come regolatore di carico per l'amplificatore, è del tipo per trasmissione, con una capacità di 365 μμF. La spaziatura fra le sue lamine sarà relativamente piccola, dato che la tensione cui esso è sottoposto è molto bassa. Questo condensatore va usato soltanto nelle bande di 28 MHz e di 14 MHz; in quest'ultima solo nel caso in cui l'amplificatore sia caricato fortemente. Per carichi più leggeri sulla banda di 14 MHz e per un funzionamento del trasmettitore su 7 e 3,5 MHz verrà inserito, a mezzo del commutatore S_2, un altro condensatore da circa 1100 μμF. I condensatori C_6, C_7 e C_8 sono stati prelevati dal gruppo di sintonia di un apparato BC-375.

Amplificatore per tutte le bande di frequenza con tubo 4-125 A

Le figure da 11 a 14 illustrano un amplificatore con un tetrodo a fascio, di uso generale e adatto a lavorare su tutte le bande dilettantistiche da 3,5 fino a 29,7 MHz. La tensione anodica che può essere applicata a tale stadio è limitata a 2000 V qualora esso funzioni con modulazione di ampiezza di notevole profondità, e tale limitazione è imposta dai componenti del circuito volano anodico.

Dato che il costruttore del tubo ha stabilito una corrente anodica massima di 200 mA per funzionamento in fonia e di 225 mA per funzionamento in grafia, le massime dissipazioni anodiche che il tubo potrà sopportare saranno di 400 W in fonia e di 450 W in telegrafia con onde persistenti non modulate.

L'amplificatore è progettato in modo che esso possa venire eccitato da qualunque oscillatore pilota a frequenza variabile o da qualunque oscillatore a quarzo, purchè questi abbiano una potenza di uscita di 4 o 5 W. Poichè i dati caratteristici del tubo forniti dal costruttore indicano come potenza di eccitazione un valore di circa 2 W, è consigliabile avere a disposizione una potenza di eccitazione varie volte superiore. In commercio sono reperibili vari tipi di stadi eccitatori che sono in grado di funzionare con questo amplificatore e possono anche essere usati quelli descritti nel capitolo 21°, che sono in grado di erogare una potenza di uscita di 5 W o 20 W.

Descrizione del circuito Allo scopo di ottenere un funzionamento soddisfacente sotto ogni aspetto, il circuito di griglia dello stadio finale fa

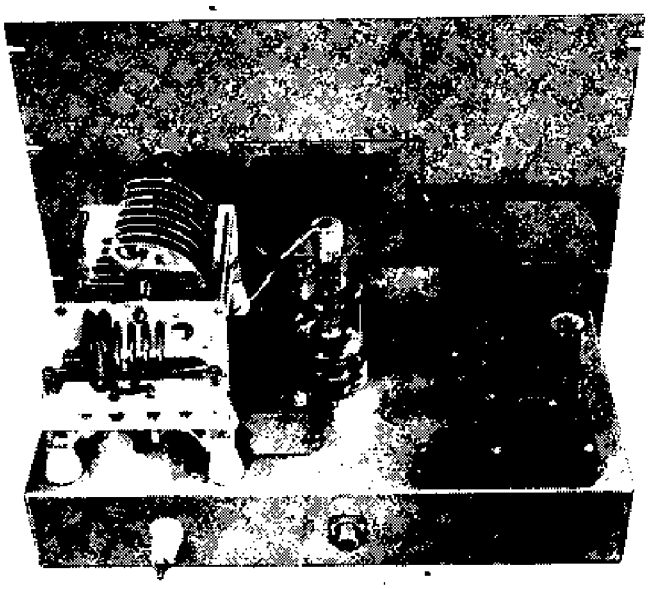


Figura 12.

VISTA POSTERIORE DELL'AMPLIFICATORE CON TUBO 4-125 A

In questa fotografia il circuito accordato anodico è a sinistra mentre gli alimentatori per la tensione di griglia schermo, per la tensione negativa di griglia e per la tensione di accensione del tubo sono a destra.

completamente parte dell'amplificatore, con tutte le sue bobine e il commutatore selettore di gamma. Per le bande di 80, 40 e 20 metri di lunghezza d'onda si è fatto uso di bobine differenti, mentre le bande di 15 e 10 metri utilizzano la stessa bobina. Dato che il condensatore variabile di accordo C_1 ha una capacità massima di soli 50 $\mu\mu$F per sezione, è necessario porre in derivazione ad esso, nella banda dei 3,5 MHz, un condensatore di riduzione di larghezza di gamma che, montato sulla bobina per 3,5 MHz, fornirà un soddisfacente rapporto L/C.

La polarizzazione negativa di griglia per il tubo 4-125 A è ottenuta con una resistenza da 3 KΩ. La polarizzazione ottenuta per corrente di griglia con tale resistenza viene incrementata di 90 V, forniti da un alimentatore interno, che costituiscono una polarizzazione di sicurezza, avente lo scopo di evitare il danneggiamento del tubo qualora venisse a cessare la tensione di eccitazione a radiofrequenza. Lo stesso alimentatore in-

TABELLA DELLE BOBINE
Amplificatore con tubo 4-125A per tutte le gamme d'onda.

L_1—3,5 MHz - 30 spire filo smaltato da 0,5 mm avvolte strettamente su supporto di 25 mm di diametro.

L_2—7 MHz - 25 spire filo smaltato da 0,5 mm avvolte strettamente su supporto di 25 mm di diametro.

L_3—14 MHz - 10 spire filo smaltato da 1,6 mm avvolte strettamente su supporto di 25 mm di diametro.

L_4—21 e 28 MHz - 5 spire da 1,6 mm avvolte in aria con diametro di spira di 25 mm e lunghezza di bobina di 19 mm.

Tutte le bobine di griglia sono avvolte su supporto in mica bakelizzata di 25 mm di diametro e 37 mm di lunghezza.

L_5—3,5 MHz - 26 spire filo smaltato da 1,6 mm avvolte su supporto di 64 mm di diametro e 95 mm di altezza. Secondario di accoppiamento di 3 spire.

7 MHz - 14 spire filo smaltato da 1,6 mm avvolte su supporto di 64 mm di diametro e 95 mm di altezza. Secondario di accoppiamento di 3 spire.

14 MHz - 8 spire filo da 2,5 mm avvolte spaziate su supporto di 64 mm di diametro e 95 di altezza. Secondario di accoppiamento di 3 spire.

21 e 28 MHz - 6 spire filo nudo da 3,2 mm avvolte in aria con un diametro di spira di 30 mm e lunghezza di avvolgimento 58 mm. Secondario di accoppiamento di 2 spire.

terno, oltre alla tensione fissa di polarizzazione negativa di griglia, fornisce anche la tensione positiva per l'alimentazione della griglia schermo. La tensione negativa di polarizzazione di griglia viene mantenuta ad un valore fisso, mediante un tubo stabilizzatore di tensione tipo VR90. La tensione di griglia schermo invece non è stabilizzata e si aggira su circa 350 V quando il tubo 4-125 A lavora alle sue normali condizioni, cui corrisponde una corrente di schermo di circa 30 o 40 mA. L'alimentazione della griglia schermo è fornita da un tubo rettificatore tipo 5Y3-GT. La tensione negativa per la polarizzazione fissa della griglia controllo è invece ottenuta con un tubo tipo 6X5-GT che, attraverso una resistenza, è collegato ad un estremo dell'avvolgimento secondario ad alta tensione del trasformatore di alimentazione. Il tubo VR90, stabilizzatore della tensione di polarizzazione, è montato nella parte inferiore del telaio a mezzo di uno squadretto, allo scopo di tenerlo lontano dall'intenso campo elettromagnetico che, in vicinanza del circuito anodico dell'amplificatore, si ha sulla parte superiore del telaio.

Per il circuito volano anodico del tubo 4-125 A è stato usato il sistema di alimentazione in serie. Il condensatore di fuga anodico, da 0,001 μF-4500 V di lavoro, stampato in bakelite, ha il reoforo di massa collegato al capofilo di massa a cui fanno capo i condensatori di fuga a radiofrequenza posti sul filamento. La bobina del circuito volano anodico, con il relativo secondario di accoppiamento, è avvolta su un supporto di 64 mm di diametro e 95 di lunghezza, per le gamme di 80, 40 e 20 metri di lunghezza d'onda. Per le gamme invece di 15 e 10 metri le bobine verranno avvolte con conduttore di rame da 3,2 mm ed esse non avranno alcun supporto. Tutte le bobine del circuito volano anodico sono innestabili a mezzo di basette ceramiche di circa 15 cm di lunghezza per 4 di larghezza, con cinque spinotti per innestarle sulla relativa basetta fissa.

Poichè l'amplificatore è previsto per essere modulato sull'anodo, è stato riscontrato conveniente impiegare una impedenza ad audio-frequenza come in-

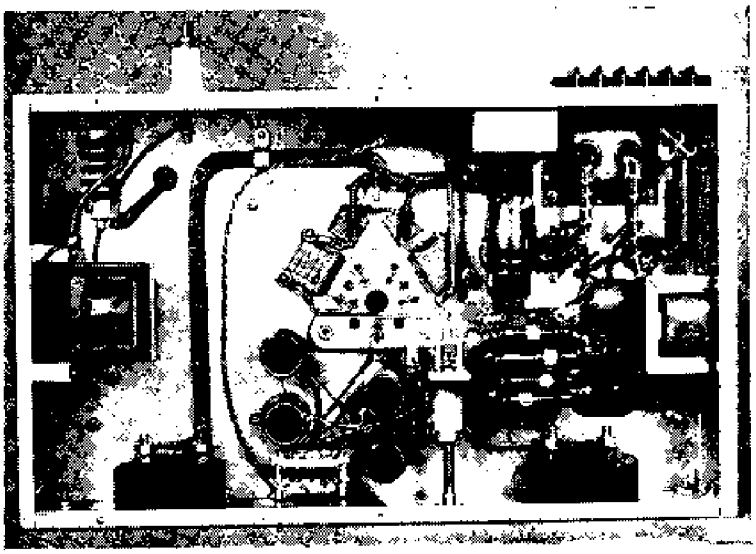


Figura 13.

IL TELAIO DELL'AMPLIFICATORE CON TUBO 4-125 A VISTO DA SOTTO

Il tubo VR 90, stabilizzatore della tensione di polarizzazione della griglia, è montato sotto il telaio, a destra, insieme ai componenti dell'alimentatore. Il primario del trasformatore da filamenti, che ha la funzione di impedenza ad audiofrequenza, è montato su due isolatori a colonna fissati sulla fiancata sinistra del telaio.

duttanza di un filtro passa-basso ad audiofrequenza, a sua volta collegato in serie con l'impedenza a radiofrequenza attraverso la quale passa la corrente di alimentazione anodica del tubo 4-125 A. Questa impedenza può essere costituita, molto semplicemente, dall'avvolgimento primario di un trasformatore di alimentazione di media potenza per filamenti. I conduttori che portano fuori dal trasformatore le tensioni dei secondari vanno tagliati nei punti in cui escono dal trasformatore stesso. È da aggiungere che è necessario isolare accuratamente, a mezzo di adeguati isolatori, la carcassa di questa impedenza ad audiofrequenza allo scopo di evitare che la tensione molto elevata che risulta applicata all'avvolgimento possa perforare il rocchetto su cui è avvolto l'avvolgimento stesso e possa così scaricarsi a massa attraverso il nucleo di ferro. Nell'apparato mostrato dalle fotografie sono stati usati isolatori normali da 25 mm di altezza.

Nel modulatore è impiegata un'altra impedenza ad audio frequenza, che funziona da filtro passa-basso, assieme al condensatore di fuga anodico da 0,001 μF che trovasi già nell'amplificatore a radiofrequenza e ad un altro condensatore da 0,001 μF che andrà posto nel modulatore. La contemporanea modulazione di griglia schermo e anodica viene ottenuta ponendo in serie al conduttore, che porta la tensione alla griglia schermo, una impedenza che naturalmente sarà montata nel telaio dell'amplificatore finale. Qualora tale amplificatore finale facesse parte di tutto un complesso unico nel quale è quindi sistemato anche il modulatore, allora sarà opportuno montare l'impedenza sul modulatore.

Costruzione L'amplificatore, con i suoi alimentatori, è montato su un telaio di alluminio da 28 × 43 × 7,5 cm sostenuto da un pannello normalizzato da 35,5 × 48 cm. Al centro del pannello è ricavato un foro rettangolare di circa 9 × 11 cm per consentire in tal modo di vedere l'anodo del tubo 4-125A quando questo è in funzione.

Un rettangolo di vetro comune verrà montato dentro tale foro, sostenuto da un paio di terminali di massa funzionanti da graffette. Il telaio dell'amplificatore è stato montato molti centimetri al di sopra del bordo inferiore del pannello, in modo che gli strumenti che indicano le correnti di griglia e di anodo del tubo possano essere montati direttamente sul telaio. Naturalmente, sul pannello anteriore dell'amplificatore dovranno essere eseguiti i fori corrispondenti, così da rendere agevole la lettura degli strumenti.

La schermatura dell'amplificatore risulterà completa quando il coperchio di fondo del telaio sarà stato montato.

Tanto il condensatore variabile di accordo anodico quanto la bobina del circuito volano anodico dovranno venire montati su supporti ceramici di circa 40 mm di altezza. La manopola di regolazione del condensatore variabile anodico verrà meccanicamente collegata al suo condensatore a mezzo di un sistema costituito da un alberino ceramico avente ai due estremi due giunti elastici a loro volta collegati l'uno al variabile e l'altro alla manopola.

Funzionamento La normale corrente di griglia del tubo 4-125A è di circa 12 mA. Qualora si dovessero eseguire molte prove sull'amplificatore

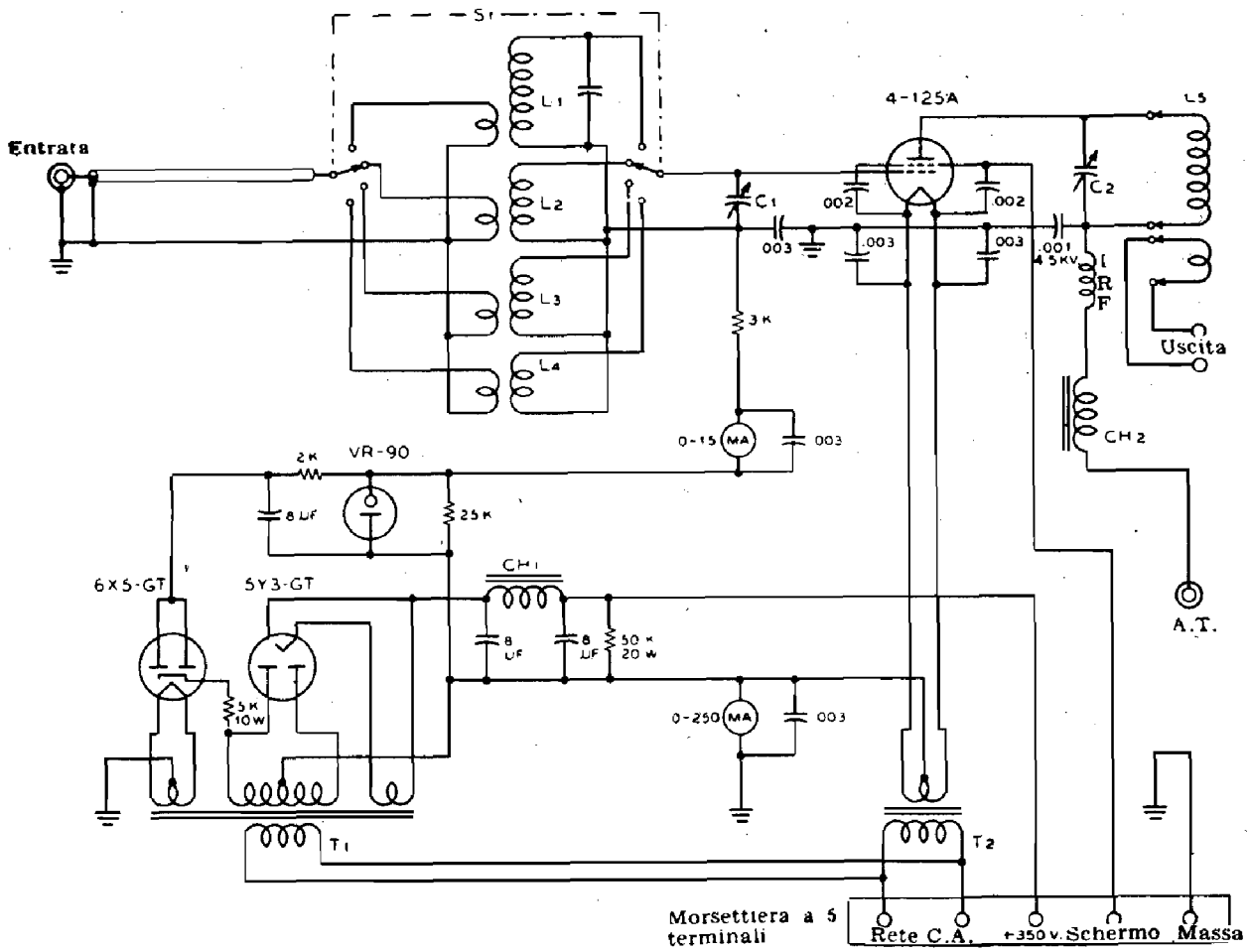


Figura 14.

SCHEMA ELETTRICO DELL'AMPLIFICATORE CON TUBO 4-125 A

C_1—50-µµ-F variabile piccolo
C_2—100-µµF variabile con spaziatura di 4,3 mm
CH_1—13 H - 65 mA - Impedenza filtro
CH_2—Primario di un trasformatore di alimentazione di filamento da 12 W
T_1—300 + 300 V/55 mA - 5 V/2 A - 6,3 V/2,7 A
T_2—5 V/13 A - Trasformatore di alimentazione del filamento del tubo 4-125 A
da L_1 a L_5 - vedi tabella delle bobine
IRF—1 mH - 600 mA. Impedenza a radiofrequenza
S_1—Commutatore ceramico a 4 posizioni - due vie

in assenza di tensione anodica, sarà conveniente staccare il collegamento che, attraverso la morsettiera, situata posteriormente al telaio, porta la tensione di griglia schermo al tubo 4-125A. In tal modo verrà scongiurato il pericolo di eccessiva dissipazione sulla griglia schermo, che invece si avrebbe se, con la tensione di eccitazione applicata alla griglia controllo, venisse staccata solo la tensione anodica al tubo 4-125A. Nell'esecuzione di tutte le operazioni di accordo preliminare, tuttavia, si potrà applicare per pochi istanti la tensione di eccitazione alla griglia controllo mentre, pur essendo l'anodo senza tensione, la griglia schermo rimane polarizzata normalmente. Allo scopo di assicurare una lunga durata al tubo 4-125A è consigliabile che la corrente anodica non oltrepassi 175 mA, nel funzionamento in fonia, e 200 mA

nel funzionamento in grafia con onde persistenti non modulate.

In molti casi sarà necessario inserire tra i terminali di uscita e il sistema di antenna, un filtro passa-basso. Questa necessità sarà ancora maggiore se il trasmettitore dovrà funzionare in una zona nella quale esistono molti ricevitori televisivi, la cui ricezione, senza la messa in atto di particolari precauzioni, risulterebbe fortemente disturbata. In questo caso occorrerà inoltre racchiudere tutto il trasmettitore in un armadio metallico e occorrerà munire di filtri tutti i conduttori che escono da tale armadio. Sarà altresì necessario che le calotte degli strumenti vengano schermate in modo da impedire che attraverso tali strumenti possano uscire segnali di livello sensibile. Dovranno anche essere muniti di filtri a radiofrequenza i collegamenti degli strumenti. La finestra di spia che serve per vedere, quando è in funzione, l'anodo del tubo, non dovrà essere più chiusa con vetro, ma dovrà essere schermata con una rete di ottone fortemente stretta sul bordo del foro fatto sul pannello. Questo bordo preventivamente deve essere raschiato allo scopo di garantire un ottimo collegamento elettrico fra la rete e il pannello.

Amplificatore con tubo 304-TL con griglia a massa

Il tubo 304-TL è in grado di funzionare come normale amplificatore a radiofrequenza con una potenza di alimentazione anodica di 1 Kw, che è il massimo permesso alle stazioni dilettantistiche.

Questo tubo è caratterizzato da una fortissima emissione del filamento, conseguente al fatto che per una completa accensione dei quattro filamenti che lo costituiscono è necessaria una potenza di circa 130 W.

La forte potenza di alimentazione del filamento e il basso coefficiente di amplificazione, che è di 12, costituiscono le sole difficoltà nel progetto del trasmettitore, che però potrà dare molte soddisfazioni nel servizio dilettantistico.

Il tubo 304-TL può evidentemente funzionare sia come stadio amplificatore ad un solo polo « caldo », sia come stadio amplificatore in controfase.

Molti dilettanti che si sono cimentati nell'impiego di questo tubo, non hanno incontrato particolari difficoltà nel funzionamento fino a frequenze di 28 MHz, sia con i normali circuiti ad un solo tubo quanto con quelli a due tubi in controfase.

La più interessante caratteristica del tubo 304-TL consiste nella capacità anodo catodo, che è di 0,6 $\mu\mu$F, valore estremamente basso qualora si considerino le dimensioni fisiche del tubo e le sue prestazioni per quanto concerne l'erogazione di potenza. Il basso valore di capacità anodo-catodo rende possibile l'impiego del tubo come amplificatore di potenza a radiofrequenza con griglia a massa, senza neutralizzazione.

Caratteristiche del funzionamento con griglia a massa

Nel capitolo 5° è stata sviluppata dettagliatamente la teoria e il progetto degli amplificatori di potenza a radiofrequenza con griglia a massa. È stata inoltre analiticamente sviluppata la trattazione delle condizioni di lavoro per un tubo 304-TL funzionante con

una potenza di alimentazione anodica di 1 Kw ad una tensione anodica di 2700 V. La tensione di polarizzazione negativa di griglia in funzionamento è di — 385 V con una corrente di griglia di 58 mA. Mentre la potenza di eccitazione del tubo risulta di soli 27,5 W (che corrisponde alla potenza di eccitazione richiesta quando il tubo lavora come amplificatore neutralizzato), la potenza richiesta per il pilotaggio del circuito catodico, e che dovrà essere fornita dallo stadio eccitatore, risulta invece di 200 W. La differenza di 170 W evidentemente non viene dispersa, ma verrà ritrovata direttamente sulla uscita dell'amplificatore, come potenza aggiuntiva.

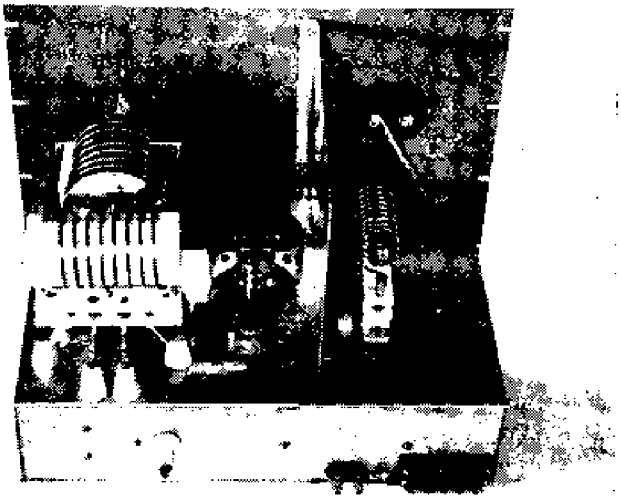
Dato che il tubo 304-TL può da solo fornire una potenza di circa 850 W sul circuito di carico, la potenza di 170 W che viene ad essere fornita dallo stadio eccitatore, in più rispetto ai 27,5 W che sarebbero necessari per pilotare l'amplificatore, si aggiungerà agli 850 W che il tubo 304-TL è in grado di erogare e la totale potenza di uscita dello stadio sarà quindi di 1020 W, sebbene la potenza di alimentazione anodica del tubo 304-TL sia solo di 1000 W. In tutto ciò occorre tenere presente che il tubo funziona alle sue normali condizioni di rendimento e che perciò la maggiore potenza di uscita che esso può dare è costituita solamente dalla potenza di eccitazione che gli viene inviata dallo stadio pilota.

Poichè una percentuale del 15 o 20 per cento della potenza totale sviluppata dallo stadio a radiofrequenza con griglia a massa è data dallo stadio pilota e quindi soltanto attraversa il tubo finale, è ovvio che la normale modulazione anodica eseguita sull'uscita dello stadio amplificatore di potenza risulterà più bassa di quanto dovrebbe essere. Infatti, anche nell'istante in cui la tensione anodica dello stadio amplificatore con griglia a massa assume, per effetto della modulazione, un valore nullo, la potenza sviluppata dallo stadio pilota, passando direttamente attraverso il tubo, raggiunge ugualmente il circuito di uscita. Ciò ha come conseguenza che non si può mai ottenere la piena modulazione dello stadio amplificatore.

Questo stato di cose potrà sensibilmente essere migliorato se si applica la modulazione anche allo stadio pilota contemporaneamente a quella che viene applicata all'anodo dello stadio amplificatore di potenza a radiofrequenza con griglia a massa. Nelle applicazioni commerciali, normalmente si usa modulare lo stadio pilota ad una profondità superiore del 60 % di quella con cui vie-

Figura 15.

VISTA POSTERIORE DELL'AMPLIFICATORE CON GRIGLIA A MASSA



ne modulato lo stadio amplificatore con griglia a massa. Quando l'amplificatore con griglia a massa funziona soltanto in modulazione di frequenza o in telegrafia con onde persistenti non modulate, non occorre più alcuna particolare precauzione nel suo funzionamento, eccetto il fatto che, nel funzionamento in grafia, sarà ovviamente necessario che lo stadio pilota venga manipolato contemporaneamente con lo stadio finale, non essendo possibile eseguire la manipolazione soltanto sullo stadio finale. Quando la manipolazione avviene sull'eccitazione, il funzionamento dello stadio pilota e dello stadio finale di uscita dovrà essere completamente normale.

L'amplificatore lineare in classe B con griglia a massa

L'amplificatore di potenza con griglia a massa è adatto particolarmente come amplificatore lineare in classe B, per incrementare la potenza di uscita fornita da un trasmettitore di bassa potenza a modulazione di ampiezza. Le condizioni di lavoro sono essenzialmente le stesse di quelle di un normale amplificatore lineare, in quanto il valore istantaneo della tensione anodica, quando il tubo amplifica soltanto l'onda portante, è la metà del valore istantaneo che si ha in corrispondenza del picco positivo di modulazione. Gli stadi amplificatori con griglia a massa, usati come amplificatori lineari in classe B, consentono di ottenere due vantaggi:

1) non è richiesto alcuno smorzamento nel circuito di entrata dello stadio con griglia a massa;

2) circa tutta la potenza di uscita fornita dallo stadio eccitatore del trasmettitore si ritrova interamente nel circuito di uscita dello stadio con griglia a massa, sommata alla potenza di uscita che l'amplificatore con griglia a massa sarebbe in grado di fornire da solo, se neutralizzato.

Un solo tubo 304-TL, che funzioni come amplificatore lineare con griglia a massa di un normale segnale modulato in ampiezza, potrà fornire una uscita di circa 200 W, mentre la potenza richiesta per il suo pilotaggio è di circa 25 W. La potenza di alimentazione anodica assorbita dal tubo si aggira su 500 W e la dissipazione anodica sarà di circa 325 W, che è leggermente superiore alla massima dissipazione anodica stabilita dal costruttore del tubo per un funzionamento continuo. Ma poichè lo stadio verrà usato soltanto in trasmissione telefonica, e poichè la percentuale media di modulazione sarà alta, la dissipazione anodica durante il funzionamento sarà minore di 300 W.

Analogamente, una coppia di tubi 304-TL in controfase o in parallelo, funzionanti come amplificatori lineari in classe B con griglie a massa, darà una potenza di uscita in onda portante di circa 400 W, richiederà una potenza di eccitazione di circa 50 W effettivi ai catodi (cosicchè lo stadio pilota del trasmettitore dovrà avere una potenza di uscita di circa 75 W al minimo, lasciando un adeguato margine di sicurezza) e richiederà una potenza di alimentazione anodica di 1 Kw.

Le condizioni di lavoro che vengono suggerite per tale stadio (usando due tubi le tensioni saranno le stesse di quelle relative ad un solo tubo, mentre le correnti per due tubi saranno doppie rispetto a quella per un solo tubo) sono le seguenti: tensione di alimentazione

anodica: 3000 V; tensione di polarizzazione negativa di griglia circa 280 V, ma soggetta a piccole variazioni a seconda dei tubi usati; corrente anodica di lavoro: 167 mA; escursione della tensione istantanea di griglia per sola onda portante (escursione della tensione catodica): circa 195 V; corrente di griglia per la sola onda portante: zero milliampere; escursione della tensione istantanea di griglia in corrispondenza al picco di modulazione: circa 390 V; corrente di griglia in corrispondenza al picco di modulazione: 20 mA.

Poichè le impedenze di lavoro risultano minori quando uno stadio funziona lineare in classe B, saranno necessari valori più alti della capacità del circuito volano per ottenere un fattore di merito, Q, adatto ad un soddisfacente funzionamento.

L'impedenza di carico per un tubo 304-TL funzionante alle condizioni di lavoro elencate sopra, è di circa 5 KΩ, e pertanto la reattanza capacitiva del circuito volano anodico per un Q di 15 in funzionamento, dovrà essere di circa 330 Ω. Ciò equivale ad una capacità di circa 140 μμF per 4 MHz e ad una capacità proporzionalmente più bassa per le bande di frequenza più alte.

L'impedenza di catodo di un tubo 304-TL funzionante alle condizioni avanti specificate, è di circa 700 Ω. Quindi, se il Q del circuito catodico in funzionamento è di 10, la capacità del circuito volano di catodo dovrà avere una reattanza di circa 70 Ω. Questo valore di reattanza corrisponde a circa 550 μμF a 4 MHz e a capacità proporzionalmente più piccole a frequenze più alte. Dato che la tensione catodica di picco è soltanto di circa 400 V, possono essere usati nel circuito catodico condensatori variabili aventi piccola spaziatura fra le lamine.

Descrizione del circuito Lo stadio amplificatore, illustrato dalle figure 15, 16 e 17, è stato costruito come esempio di progetto di un amplificatore di potenza con griglia a massa, atto a funzionare anche alle più alte bande di frequenza dilettantistiche.

Due caratteristiche fondamentali sono subito evidenti e sono quelle che differenziano gli stadi amplificatori di potenza con griglia a massa dagli usuali stadi amplificatori neutralizzati. La prima di queste caratteristiche consiste nella relativa semplicità del circuito anodico; la sua composizione è sostanzialmente la stessa di quella del circuito anodico di uno stadio amplificatore ad un solo lato « caldo » con tetrodo a fascio.

La seconda caratteristica consiste nella relativa complessità del circuito « di griglia » o più esattamente del circuito catodico.

La semplicità del circuito volano anodico è dovuta alla assenza di circuiti di neutralizzazione.

La griglia a massa (per la radiofrequenza) serve a schermare il circuito di entrata dal circuito di uscita. Il circuito catodico è relativamente di grandi dimensioni dato che il livello di potenza richiesto è piuttosto alto e che l'impedenza del circuito catodico deve essere alquanto bassa. Le capacità dei circuiti accordati anodico e catodico, specificate nella figura 17, dovranno essere quelle relative al funzionamento in classe C. Invece per il funzionamento di un amplificatore lineare in classe B le capacità

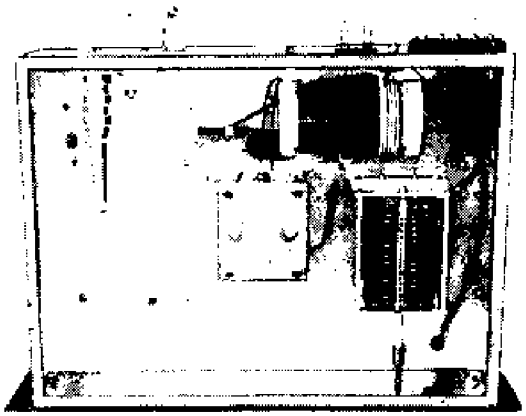


Figura 16.
LA PARTE INFERIORE DELL'AMPLIFICATORE CON GRIGLIA A MASSA

dovranno essere approssimativamente raddoppiate, con proporzionale riduzione delle induttanze delle bobine.

Nell'amplificatore illustrato si fa uso di una bobina avvolta con doppio filo, per la alimentazione dei filamenti del tubo 304-TL. Questa bobina è costituita da due fili di rame smaltato da 2 mm di diametro avvolti parallelamente per tutta la lunghezza utile di un supporto per bobine ceramico avente 64 mm di diametro e 95 mm di lunghezza.

Nell'amplificatore realizzato, le due sezioni di filamento del tubo 304-TL sono collegate in serie allo scopo di ridurre la corrente di alimentazione del filamento che passa attraverso la bobina. Con i filamenti collegati in serie il tubo richiede 10 V con 13 A. La resistenza in corrente continua della bobina del filamento è di circa 0,05 Ω ed essa provoca perciò una caduta di tensione di circa 0,6 V quando è percorsa da una corrente di 13 A. Quindi il trasformatore che fornisce la tensione di accensione dei filamenti del tubo deve poter dare una tensione fra 10,5 e 11 V con una corrente di 13 A, per essere certi che il tubo 304-TL venga acceso alla tensione di 10 V più o meno il 10 %.

Entrambe le estremità della bobina sono filtrate alla maniera indicata dalla figura 17, per costringere le correnti a radiofrequenza a circolare nel modo desiderato. Per un funzionamento nella banda di 3,5 MHz la bobina bifilare catodica serve da se stessa a costituire il circuito d'accordo, insieme ad un condensatore di 250 μμF.

Per un funzionamento su frequenze più alte è necessario porre in derivazione con la bobina catodica un'altra bobina che ha lo scopo di ridurne l'induttanza. Inoltre è stato rilevato che è sufficiente eseguire l'avvolgimento di accoppiamento per il pilotaggio soltanto sulla bobina di alimentazione del filamento, cosicchè l'avvolgimento di accoppiamento rimane unico per tutte le bande di frequenza. Questo artificio è illustrato nello schema elettrico.

L'induttanza della bobina di filamento, come si è detto sopra, deve venire ridotta quando lo stadio deve funzionare come amplificatore lineare in classe B. Può essere ottenuta tale riduzione facendo uso di una induttanza in derivazione con quella di catodo e derivando su essa una capacità di accordo maggiore, sulla banda di 4 MHz, mentre nelle altre bande di frequenza si porrà in derivazione una induttanza minore.

Con la bobina di filamento descritta, l'amplificatore non può essere fatto funzionare sulla banda dei 28 MHz a causa delle perdite dielettriche nell'isolante dei conduttori che, avvolti, costituiscono la bobina di accordo di filamento.

Con il supporto avente le dimensioni già dette a proposito di tale bobina, potranno essere avvolte, spaziandole di tanto quanto è lo spessore dei conduttori usati, la metà delle spire che erano state precedentemente avvolte e quindi l'induttanza risulterà approssimativamente un quarto del valore originario. Questa bobina avente induttanza più bassa dovrà essere usata per la banda di 7 MHz, senza alcuna altra induttanza in derivazione e sulle bande di 14 e 28 MHz con induttanze derivate su essa. Tale bobina di filamento di induttanza minore verrà usata in fonia, sulla banda dei 4 MHz, quando lo stadio funziona come amplificatore lineare. In questo caso la capacità di accordo catodico sarà di valore molto maggiore del precedente.

Il circuito accordato anodico dell'amplificatore è del tipo usuale per stadi nei quali non sia richiesta alcuna precauzione per quanto concerne la neutralizzazione. Inoltre, occorre ricordare che il valore di picco della tensione a radiofrequenza sul circuito accordato anodico è maggiore di quello che sarebbe nel caso di un amplificatore di tipo usuale funzionante allo stesso valore di tensione anodica. Ciò è conseguenza del fatto che la tensione istantanea di catodo si aggiunge al valore istantaneo della tensione a radiofrequenza esistente fra anodo e catodo e quindi il circuito accordato anodico risulta sottoposto alla tensione risultante dalla somma algebrica delle due tensioni. Per questo fatto sul circuito accordato anodico verrà a trovarsi una tensione a radiofrequenza il cui valore di picco risulta del 10 o anche del 20 per cento superiore al valore della tensione di alimentazione continua dell'anodo dello stadio.

Procedura di allineamento

La procedura di allineamento degli amplificatori di potenza a radiofrequenza con griglia a massa risulta alquanto diversa e meno rapida di quella degli amplificatori di tipo usuale. La differenza principale sta nel fatto che il circuito accordato di entrata dell'amplificatore risulta in serie col circuito di uscita, per quanto concerne la potenza di uscita dall'amplificatore. Per tale ragione non è possibile applicare la piena potenza di eccitazione allo stadio se nel circuito anodico non passa corrente di alimentazione. Qualora, essendo l'anodo del tubo a potenziale zero, venisse applicata la piena eccitazione allo stadio amplificatore, la griglia del tubo amplificatore di uscita verrebbe danneggiata per eccessiva dissipazione.

Praticamente è stato riscontrato che seguendo la procedura di accordo che ora descriviamo si ottengono risultati soddisfacenti con gli amplificatori in classe C con griglia a massa. La procedura è la seguente: anzitutto, occorre staccare l'alimentazione anodica dallo stadio amplificatore con griglia a massa. Si applicherà, dopo di ciò, una eccitazione ridotta al circuito di catodo e lo si accorderà alla risonanza in base alle indicazioni fornite dal milliampermetro che misura la corrente di griglia. Sempre con la tensione anodica disinserita e con eccitazione ridotta, si accorderà sulla risonanza il circuito anodico prendendo nota delle variazioni della corrente di griglia e della corrente anodica che si hanno quando il circuito accordato anodico è in risonanza. Si noti che anche in assenza di tensione anodica sullo stadio, si ha una certa corrente anodica per effetto della tensione di ec-

citazione ad esso applicata. Inoltre si noterà che la corrente anodica assume un valore abbastanza elevato, quando il ritorno del circuito anodico dell'amplificatore finale viene collegato a massa. Con la procedura che si è descritta sopra si otterranno quindi i punti corrispondenti alla risonanza per entrambi i circuiti: quello di griglia e quello accordato anodico; di tali punti verrà presa nota. Si accoppierà lascamente l'aereo al circuito anodico dell'amplificatore finale; si applicherà nuovamente la tensione anodica e si darà la piena eccitazione. È opportuno che alla griglia del tubo amplificatore venga applicata una tensione di polarizzazione fissa almeno uguale a quella di interdizione. La prima cosa che si constaterà, quando si applica la tensione anodica e si accoppia l'antenna allo stadio, è che questo presenta molta difficoltà a venire eccitato. Si noterà infatti che se prima, in assenza di tensione anodica e di accoppiamento di antenna, la corrente di griglia era abbastanza forte pur con bassa eccitazione, ora, con la tensione anodica e l'accoppiamento di antenna inseriti e con la stessa eccitazione, la corrente di griglia risulterà bassissima o addirittura non sarà misurabile.

Aumentando la potenza di eccitazione si riscontrerà che incomincia ad aversi una certa corrente di griglia nello stadio amplificatore con griglia a massa. Appena tale corrente raggiungerà un valore tale da essere misurabile, si lascerà a quel valore la potenza di uscita del pilota. Si accorderà quindi il circuito catodico fino ad ottenere il massimo di corrente di griglia e si accorderà il circuito volano anodico fino ad ottenere il massimo della corrente di griglia e il minimo della corrente anodica. Regolando l'accoppiamento di antenna e l'accoppiamento di eccitazione si otterranno i normali valori di corrente anodica e di griglia e di potenza di entrata e di uscita.

A questo punto si dovrà anche constatare che, aumentando l'accoppiamento di antenna, si ottiene un aumento della corrente anodica e una diminuzione della corrente di griglia.

Se tutte le operazioni di taratura saranno state bene eseguite, si dovrà ottenere un buon rendimento del circuito anodico dell' amplificatore unitamente ad un funzionamento stabile. Una caratteristica molto importante degli amplificatori di potenza a radiofrequenza con griglia a massa è che la stabilità risulta eccezionale e non si ha praticamente alcuna oscillazione parassita. Tuttavia è possibile porre in condizioni di auto-oscillazione uno stadio amplificatore con griglia a massa, disaccordando considerevolmente dalla risonanza il circuito catodico. Ma quando l'amplificatore è accordato normalmente, si riscontrerà che il suo funzionamento è stabile ed è esente da qualunque tendenza ad auto-oscillare. Questa stabilità e questa scarsa tendenza alle auto-oscillazioni può essere attribuita al fatto che gli amplificatori con griglia a massa hanno, come si è visto, una bassa amplificazione di potenza. Si è infatti detto che per eccitare un tale amplificatore occorre una potenza di pilotaggio notevole ed è perciò difficile che una tale potenza possa trasferirsi dal circuito anodico al circuito catodico. Naturalmente, questa stabilità è ottenuta a spese della amplificazione di potenza, che negli amplificatori con griglia a massa è la più bassa fra tutte quelle otte-

nibili con gli amplificatori a radiofrequenza usanti tetrodi a fascio.

Costruzione Siccome si sono dovuti attuare parecchi accorgimenti meccanici specifici dell'amplificatore sperimentale che si è illustrato, si ritiene opportuno illustrarli insieme agli accorgimenti di progetto che sono stati seguiti, dato che ciò può essere utile nella costruzione di altri stadi amplificatori con griglia a massa.

Anzitutto, si noti che lo zoccolo del tubo 304-TL è stato distanziato dal piano del telaio a mezzo di colonnine alte 9 cm, cosicchè lo schermo interno del tubo viene a trovarsi a livello del piano del telaio. Per questo fatto, e data l'altezza del circuito accordato catodico, è stato necessario l'uso di un telaio alto 10 cm. Il telaio che è stato impiegato nell'esemplare sperimentale è un telaio normalizzato di alluminio avente le dimensioni di 33 × 43 × 10 cm.

I componenti più importanti del circuito catodico sono montati sotto il telaio. Per ragioni di convenienza le bobine accessorie del circuito accordato catodico per le bande diverse da 3,5 MHz sono state montate superiormente al telaio. Il montaggio di tali bobine sul piano superiore del telaio rende necessario l'uso di uno schermo fra dette bobine e quella anodica, montata anch'essa superiormente al telaio. Se invece non vi sono difficoltà meccaniche che si oppongano alla disposizione sotto il telaio delle varie bobine del circuito catodico, l'amplificatore risulterà di dimensioni più piccole. Poichè la tensione di punta sul circuito accordato catodico risulta normalmente inferiore a 1000 V, il condensatore variabile di accordo catodico potrà avere una spaziatura fra le lamine minore di quella che si è usata per il condensatore del prototipo sperimentale.

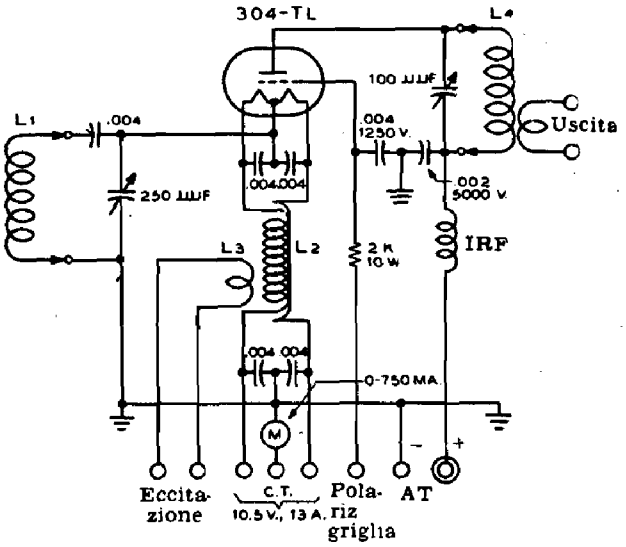


Figura 17.

SCHEMA ELETTRICO DELL'AMPLIFICATORE CON TUBO 304-TL CON GRIGLIA A MASSA

Condensatore di accordo di griglia da 250-μμF - 3000 V massimi

Condensatore di accordo anodico da 100-μμF - 6000 V massimi

L_1—Non richiesta per 3,5 MHz, purchè la bobina catodica L_2 sia accordata su 3,5 MHz
7 MHz - 20 spire filo smaltato da 1,6 mm. Diametro dell'avvolgimento 31 mm. Lunghezza dell'avvolgimento 76 mm
14 MHz - 10 spire filo nudo da 3,2 mm avvolte con un diametro di spira di 31 mm e una lunghezza di avvolgimento di 76 mm

L_2—Avvolgimento parallelo di due fili smaltati da 2 mm. 25 spire dei due conduttori strettamente avvolte su un supporto di 64 mm di diametro - altezza della bobina 95 mm

L_3—Secondario di accoppiamento di 5 spire di filo da 1,3 mm coperto in gomma e cotone

L_4—3,5 MHz - 26 spire filo smaltato da 2 mm avvolte in maniera da riempire un supporto per bobine di 95 mm di lunghezza utile, 125 mm di lunghezza massima e 64 mm di diametro. Secondario di accoppiamento di 4 spire
7 MHz - 14 spire filo smaltato da 2 mm, avvolte come la bobina da 3,5 MHz. Secondario di accoppiamento di 3 spire
14 MHz - 8 spire filo nudo da 3,2 mm avvolte come la bobina da 3,5 MHz. Secondario di accoppiamento di 2 spire

IRF—Impedenza a radiofrequenza da 800 mA - Resistenza a corrente continua 6 Ω

Figura 18.
VISTA FRONTALE DELL'AMPLIFICATORE CON DUE TUBI 4-250 A IN CONTROFASE

Amplificatore da 1 KW con controfase di tubi 4-250 A

La bassa potenza di eccitazione richiesta dal tetrodo EIMAC 4-250A rende possibile la costruzione di un trasmettitore da 1 kW, di ingombro relativamente ridotto. L'alta amplificazione di potenza del tubo 4-250A rende necessario che vengano attuati alcuni particolari accorgimenti per quanto concerne la schermatura e l'eliminazione di oscillazioni parassite. Ma se, tanto nella costruzione quanto nella messa a punto dell'amplificatore, vengono messi in atto questi accorgimenti, ne risulterà un complesso molto efficiente e di funzionamento pienamente soddisfacente.

Le figure 18, 19 e 20 illustrano un amplificatore in controfase che è il risultato dell'esperienza acquisita nella costruzione e nel funzionamento di una vasta serie di amplificatori in controfase con tubi 4-250A, sostanzialmente simili fra loro.

Nell'amplificatore è stata eliminata qualunque tendenza alle oscillazioni parassite. Inoltre, l'amplificatore può lavorare con continuità tanto nelle bande in fonia su 3,9 MHz quanto su quelle a 14 MHz e può anche lavorare come amplificatore lineare in classe B per comunicazioni in fonia a singola banda laterale. Le condizioni caratteristiche nelle quali tale tubo può funzionare sono: corrente anodica in assenza di segnale, 100 mA, con 3000 V di tensione anodica, sullo stadio di 2 tubi; tensione sulle griglie schermo 500 V e polarizzazione negativa delle griglie controllo — 95 V. Con le tensioni di lavoro indicate si otterrà sicuramente un funzionamento dello stadio esente da oscillazioni parassite e da instabilità. Si può però ottenere un funzionamento completamente stabile anche a tutte le altre condizioni di lavoro previste per il tubo. Lo stadio normalmente lavora in telegrafia con onde persistenti non modulate, oppure in fonia con una corrente di griglia di 25 o 30 mA. Per un funzionamento in grafia oppure in modulazione di frequenza è sufficiente una tensione di polarizzazione di griglia di — 200 V, ma per funzionamento in fonia con modulazione anodica la tensione di polarizzazione migliore è di — 300 V o — 325 V.

La tensione di schermo è di circa 450 V con una corrente di schermo di 60 mA. La corrente anodica è di 330 mA con una tensione applicata all'anodo, di 3000 V. Sotto queste condizioni di lavo-

ro il tubo non presenterà alcuna colorazione visibile in un ambiente bene illuminato. In ambiente buio sarà visibile invece un colore rosso ciliegia scuro, sull'anodo.

Per ottenere le condizioni di lavoro sopra specificate è necessario che le griglie dei tubi 4-250A vengano eccitate con una potenza di pilotaggio da 5 a 8 W. Tenendo conto delle perdite di accoppiamento e delle perdite del circuito accordato di entrata, l'eccitatore che pilota lo stadio dovrà poter fornire una potenza di uscita di circa 15 W. A tale scopo si presta particolarmente bene un tubo tipo 2E26, alimentato con circa 400 V di tensione anodica, impiegato nello stadio di uscita dell'eccitatore dell'amplificatore finale con tubi 4-250A in controfase.

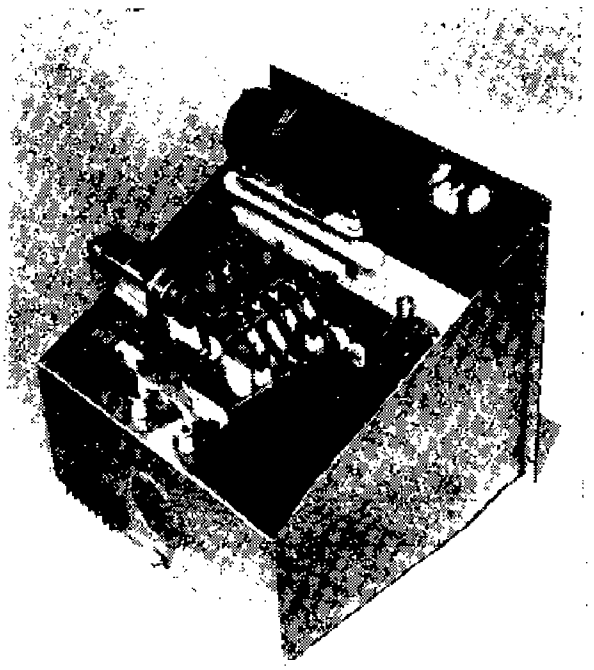


Figura 19.

VISTA PROSPETTICA DELL'AMPLIFICATORE CON DUE TUBI 4-250 A IN CONTROFASE

In questa fotografia sono visibili la bobina da 3,5 MHz e il condensatore sotto vuoto. Questo condensatore non viene impiegato quando l'amplificatore deve lavorare su bande di frequenze superiori a 3,5 MHz.

Descrizione del circuito Il circuito è completamente del tipo usuale, fatta eccezione per quanto concerne gli accorgimenti che sono stati attuati per evitare oscillazioni parassite dello stadio. Una presa per cavo coassiale, situata posteriormente al telaio, porta l'eccitazione, a mezzo di un cavo coassiale, ad un commutatore di gamma a tamburo, che nel prototipo era del tipo B&W-BTCL. Il tamburo è stato modificato per quanto riguarda la bobina per 28 MHz, il cui numero di spire è stato ridotto a 6. La presa centrale su tale bobina è stata lasciata sulla sua posizione originaria e le spire sono state tolte da ambo le parti. Una resistenza a filo R_1 da 1 KΩ-10 W adempie la doppia funzione di fornire una parte della polarizzazione negativa di griglia e di agire da impedenza a radiofrequenza nel circuito di ritorno di griglia.

Il circuito volano anodico è di tipo normale, con condensatore variabile a farfalla. Sulla bobina della gamma a 3,5 MHz viene derivata una capacità da 25 μμF, del tipo sotto vuoto, che ha lo scopo di sintonizzarla, mantenendo su questa banda un giusto valore al rapporto L/C. Questo condensatore viene infilato in un paio di morsetti appositi situati posteriormente al condensatore variabile di accordo del circuito volano anodico. Si noterà dalle fotografie che gli squadretti di fissaggio della basetta sulla quale va innestata la bobina del circuito volano anodico, sono montati sul davanti del condensatore variabile a farfalla, invece che posteriormente come più frequentemente si usa fare.

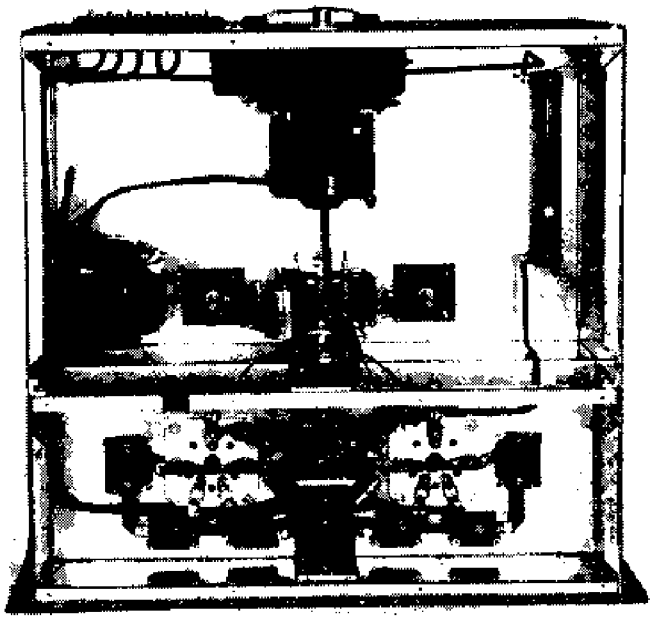


Figura 20.

IL TELAIO DELL'AMPLIFICATORE CON DUE TUBI 4-250 A IN CONTROFASE, VISTO DA SOTTO

Si noti l'uso di grosse strisce di rame nei circuiti di fuga. Sono visibili anche le impedenze a radiofrequenza contro le oscillazioni parassite poste nei collegamenti che vanno dal condensatore di accordo di griglia alle griglie dei tubi. Si notino anche i due cilindretti, che fanno parte del condensatore di neutralizzazione, sistemati da ambo le parti del gruppo commutatore a tamburo delle induttanze di griglia. Sotto il telaio sono altresì montati il ventilatore e il trasformatore per l'alimentazione dei filamenti.

Le griglie schermo dei tubi 4-250A sono alimentate attraverso una resistenza limitatrice di corrente. Con tale resistenza inserita in circuito è possibile eccitare i tubi con la tensione di griglia schermo applicata, ma senza tensione anodica. La resistenza limitatrice eviterà qualunque pericolo di danneggiare le griglie schermo dei tubi.

Eliminazione delle oscillazioni parassite

In un amplificatore di questo tipo sono necessari una esecuzione, una schermatura ed un montaggio del circuito molto accurati, oltre ai normali accorgimenti contro le oscillazioni parassite, se si vuole ottenere una stabilità completa.

La ragione di ciò è ovvia se si considera che questo amplificatore è in grado di sviluppare una potenza di uscita di circa 1 kW, con una potenza di eccitazione pressochè trascurabile. Evidentemente, con una potenza di eccitazione molto bassa il rendimento che potrà essere ottenuto dall'amplificatore è ridotto, ma tale rendimento aumenterà quando la potenza di eccitazione raggiunge i 5 o gli 8 W. Il fatto che l'amplificatore lavori con potenze di pilotaggio così basse, rende oltremodo importante la schermatura fra il circuito di uscita e quello di entrata, che dovrà essere molto efficace se si vuole avere la sicurezza che l'amplificatore non fornisca da se stesso la potenza necessaria per la sua eccitazione, ossia non autooscilli. Quando il circuito di uscita di un amplificatore fornisce al circuito di entrata una potenza di eccitazione sufficiente, allora si avranno oscillazioni parassite dell'amplificatore.

Nell'amplificatore che stiamo descrivendo la schermatura fra circuiti di uscita e quelli di entrata è stata ottenuta ponendo tutti i componenti del

circuito di griglia sotto il telaio, in una scatola metallica completamente chiusa. Altra precauzione da prendere contro le oscillazioni parassite consiste nel dare la più bassa impedenza possibile al circuito fra griglia schermo e massa. Nell'amplificatore che stiamo descrivendo sono stati usati quattro condensatori di fuga a mica posti fra i quattro terminali di griglia schermo dei due zoccoli dei tubi 4-250 A, ad un punto unico di massa. Tutti i circuiti di fuga impiegano per i collegamenti striscie di rame da 10 mm di larghezza. I due terminali di griglia schermo su ogni zoccolo per tubo sono collegati fra loro con questa striscia di rame, mentre un condensatore ceramico da 200 μμF viene posto fra il terminale di schermo più vicino al punto di massa e la massa stessa. A questo modo l'induttanza esterna dei circuiti di griglia schermo viene ridotta al minimo possibile.

I condensatori di neutralizzazione, che sono collegati alla solita maniera, hanno lo scopo di eliminare la piccola capacità residua anodo-griglia del tubo. Questi condensatori di neutralizzazione sono costruiti montando su una striscia di materiale isolante da 50 mm due morsetti del tipo normale da pannello. Questa striscia verrà disposta parallelamente alle lamine statoriche del condensatore variabile a farfalla del circuito anodico, in modo che, introducendo dentro i fori dei morsetti asticciole di rame di 6 mm di diametro, queste, potendo essere avvicinate o allontanate alle lamine statoriche del condensatore variabile di accordo anodico, costituiranno due condensatori semivariabili di neutralizzazione. Naturalmente, i morsetti vanno opportunamente collegati alle griglie dei tubi. Quando i condensatori di neutralizzazione saranno stati ben tarati, non vi dovrà essere alcuna variazione di corrente di griglia variando in prossimità della sintonia l'accordo del circuito volano anodico.

In serie ad ogni collegamento di griglia dei tubi 4-250A è posta una impedenza di alta frequenza allo scopo di impedire anche qui il sorgere di oscillazioni parassite. Con tali impedenze infatti, e con le precauzioni che sono state attuate, si eviterà qualunque tendenza alle autooscillazioni sulla frequenza del segnale sulla quale sono accordati i circuiti. Ma rimarrà ancora una tendenza ad oscillazioni parassite su frequenze altissime, dell'ordine di 100 MHz. Questo pericolo sarà scongiurato ponendo in serie ad ogni collegamento anodico dei due tubi 4-250A, un piccolo circuito accordato appunto su tale frequenza. Ciascuno di questi circuiti consiste di 6 spire di filo nudo da 1,6 mm avvolte su un supporto di 10 mm di diametro e quindi, dopo essere state sfilate dal supporto, spaziate a 25 mm. In derivazione su ciascuna bobina è posto un condensatore da 50 μμF semivariabile. La messa a punto di tale condensatore non è critica, dato che qualunque posizione corrispondente ad una capacità compresa fra un terzo e due terzi della capacità massima è buona per la eliminazione delle oscillazioni parassite. Se è possibile procurarsi resistenze non induttive di valore prossimo a 50 Ω e con possibilità di dissipare 20 W, si potranno sostituire, con queste resistenze, i circuiti accordati antiparassitari PC_2-C_7. Le resistenze andranno poste in serie agli anodi dei tubi e risulteranno molto efficaci nella soppressione delle oscillazioni parassite. Su tali re-

sistenze andranno derivate delle bobine costituite da 5 spire di filo nudo di 2 mm di diametro avvolte con un diametro di spira di circa 19 mm. Il dispositivo di soppressione delle oscillazioni parassite costituito da resistenza e induttanza è preferibile a quello costituito da capacità e induttanza, ma purtroppo le resistenze adatte non sono facilmente reperibili sul mercato.

Costruzione meccanica L'amplificatore è costruito su un telaio munito di pannello, entrambi appositamente progettati a questo scopo. Il telaio è suddiviso in due piani: quello più basso per i tubi e quello più alto per sostenere superiormente il circuito volano anodico. Il ventilatore per il raffreddamento, il tamburo di commutazione delle bobine e il trasformatore dei filamenti sono montati sotto il piano inferiore del telaio. Come supporto per il montaggio della parte metallica sulla quale è costruito il gruppo a tamburo delle bobine, è stata usata una lastra di alluminio piegata agli angoli e fissata da una parte e dall'altra alle fiancate del telaio. L'alberino di comando del gruppo a tamburo delle bobine attraversa il pannello frontale poco sopra l'alberino di comando del condensatore variabile di accordo di griglia.

Il fondo del telaio è completamente chiuso da una lastra metallica. Il ventilatore per il raffreddamento è fissato posteriormente al telaio e soffia, attraverso fori, sugli zoccoli per i tubi e quindi attraverso gli stessi fori sulle basi dei tubi stessi.

Una efficace eliminazione delle interferenze televisive generate dall'amplificatore può essere agevolmente ottenuta coi seguenti accorgimenti:

1) Aumentare l'altezza del pannello in modo che esso oltrepassi di circa 50 mm il livello della sommità della bobina del circuito accordato anodico.

2) Aumentare l'altezza delle fiancate laterali, aggiungendo posteriormente una lastra, in modo che il circuito anodico dell'amplificatore risulti completamente schermato. Si userà come coperchio superiore una lastra di ottone forata, completa di listelli per il fissaggio, così come è stato descritto a proposito dell'amplificatore con tubo 813, in questo stesso capitolo.

3) Usare una rete metallica al posto del vetro, che consentirà di vedere ugualmente le valvole in funzione dentro l'apparato.

4) Installare un filtro passa-basso a due sezioni (similare a quello usato per l'amplificatore con tubo 813) all'ingresso della parte bassa della custodia dell'amplificatore, per il filtraggio dei conduttori che vanno alla morsettiera situata posteriormente al telaio. I collegamenti ad alta tensione che vanno all'impedenza a radiofrequenza dovranno essere anch'essi filtrati usando componenti adatti alle tensioni di punta cui saranno sottoposti. Il condensatore ceramico da 500 μμF-10.000 V, normalmente usato negli alimentatori ad alta tensione televisivi, servirà ottimamente come condensatore di fuga per il filtro del collegamento ad alta tensione.

5) Aumentare il numero delle viti che fissano il coperchio di fondo dell'apparato al telaio principale. La distanza fra due viti adiacenti non dovrà essere maggiore di circa 60 mm.

6) Accertarsi che le boccole sul pannello per il passaggio dei vari alberini

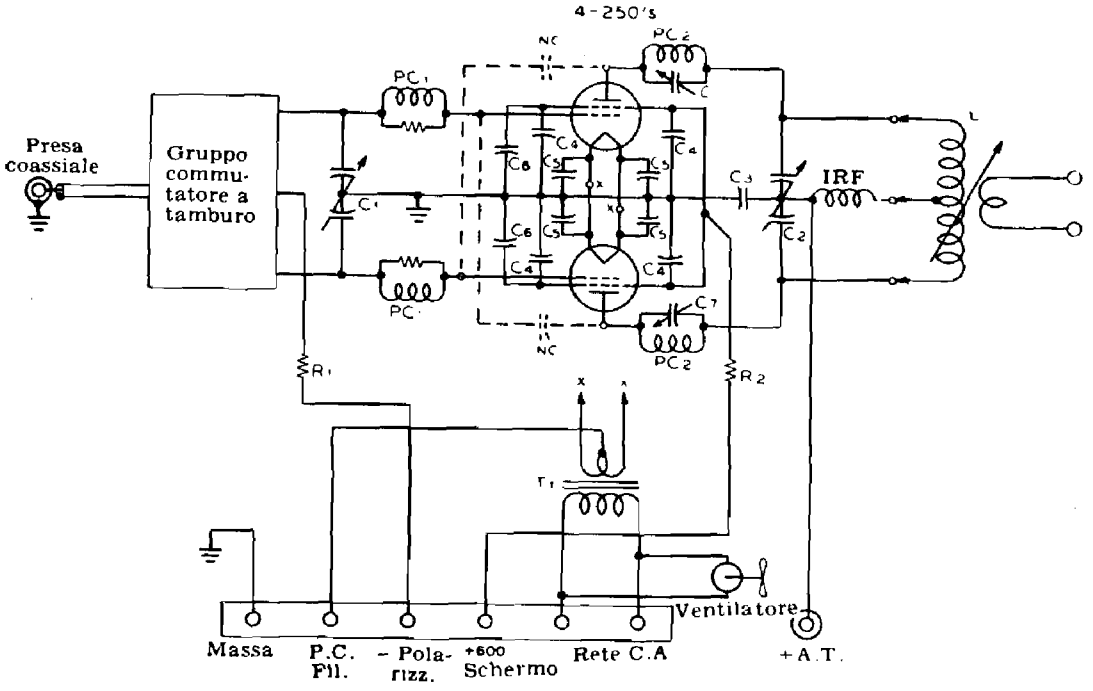


Figura 21.

SCHEMA ELETTRICO DELL'AMPLIFICATORE CON DUE TUBI 4-250 A IN CONTROFASE

C_1—100-μμF per sezione, condensatore variabile a due sezioni.

C_2—50-μμF per sezione, condensatore variabile a due sezioni, con spaziatura di 13 mm.

C_3—0,002-μF - 6000 V lavoro - condensatore a mica.

C_4—0,01-μF - 1250 V a mica.

C_5—0,004-μF - 1250 V a mica.

C_6—200-μμF ceramico di fuga.

C_7—50-μμF semivariabile

L—Bobina da 1 kW con secondari di accoppiamento variabili.

PC_1—Impedenze contro oscillazioni parassite con incluse le resistenze derivate.

PC_2—6 spire da 1,6 mm avvolte su diametro di 10 mm. Lunghezza della bobina 25 mm.

R_1—1000 Ω - 10 W

R_2—3000 Ω - 100 W

IRF—Impedenza a radiofrequenza da 800 mA. Resistenza a corrente continua 6 Ω.

CN—Vedi testo

T_1—Trasformatore per l'alimentazione dei filamenti, con presa centrale sul secondario, da 5 V/30 A.

di comando costituiscano una massa sicura per gli alberini stessi.

7) Installare un filtro passa-basso, capace di sopportare la piena potenza di uscita dal trasmettitore, fra il secondario di accoppiamento di uscita e il sistema di antenna oppure il sintonizzatore di antenna. Questo filtro potrà essere montato esternamente al telaio dell'amplificatore, se per il collegamento fra telaio dell'amplificatore e filtro viene usato un cavo coassiale; in caso contrario il filtro dovrà essere sistemato dentro la custodia dell'amplificatore principale.

CAPITOLO VENTITREESIMO

Apparecchiature di bassa frequenza per modulazione d'ampiezza

La modulazione di ampiezza dell'uscita di un trasmettitore per radiotelefonia può essere eseguita in due modi: o sul circuito anodico dell'amplificatore finale a radiofrequenza - e in tal caso verrà definita come modulazione di ampiezza ad alto livello o più semplicemente modulazione anodica dello stadio finale - oppure può essere compiuta ad un livello più basso. La modulazione a basso livello si accompagna ad un rendimento del circuito anodico dello stadio finale dal 30 al 45 per cento, mentre il rendimento ottenibile con la modulazione di ampiezza ad alto livello è all'incirca il doppio, aggirandosi dal 60 all'80 per cento.

Valori intermedi di rendimento sono ottenibili usando un compromesso di modulazione ad alto e a basso livello; uno di tali compromessi consiste nella modulazione catodica dello stadio finale.

La modulazione di ampiezza ad alto livello è caratterizzata dal fatto che è necessaria una potenza ad audiofrequenza approssimativamente uguale alla metà della potenza impiegata per la alimentazione anodica dello stadio finale.

La modulazione a basso livello, come per esempio la modulazione sulla tensione di polarizzazione negativa di griglia dello stadio finale, richiede invece soltanto pochi watt di potenza ad audiofrequenza, per un trasmettitore di potenza media, e 10 o 15 W per un trasmettitore il cui stadio finale assorba un kilowatt di potenza di alimentazione anodica.

Per la modulazione catodica di uno stadio è normalmente necessaria una potenza ad audiofrequenza uguale al 20 per cento della potenza di alimentazione anodica assorbita dallo stadio stesso.

Una trattazione dettagliata dei vantaggi relativi ai vari sistemi atti ad eseguire la modulazione di ampiezza del segnale di uscita di un trasmettitore, è stata fatta nel Capitolo 8°.

Si possono individuare due tendenze nel progetto di sistemi per ottenere la modulazione di ampiezza ad alto livello dello stadio finale dei trasmettitori per dilettanti. La prima consiste nell'uso di tetrodi come tubi di uscita dell'amplificatore di potenza ad audiofrequenza, usato come modulatore del trasmettitore.

La seconda tendenza consiste nell'uso del « soppressore di bande laterali spurie negli stadi ad alto livello » cioè nel circuito ad alta tensione fra il secondario del trasformatore di modulazione e il circuito anodico dello stadio modulato.

Modulatori a tetrodo Per quanto concerne l'impiego di tetrodi, i vantaggi che si ottengono con questi tubi hanno fatto sì che oggi siano pressochè di uso universale nei modulatori la cui potenza di uscita sia compresa fra 10 e 100 W. Tubi del tipo 6V6, 6L6 e 807 servono egregiamente per ottenere potenze di tale ordine.

Recentemente sono entrati in uso, per amplificatori ad audiofrequenza di maggiore potenza di uscita, altri tipi di tetrodi, quali il 4-65A, l'813, il 4-125A e il 4-250A.

I tetrodi a fascio offrono il vantaggio di una bassa potenza di pilotaggio (perfino una potenza quasi nulla in alcuni casi), in confronto alla discreta potenza di pilotaggio necessaria per i normali triodi di prestazioni equivalenti per quanto concerne la potenza di uscita.

Per contro i tetrodi a fascio necessitano, per il loro funzionamento, anche di tensioni di griglia schermo e di polarizzazione negativa di griglia, che dovranno essere fornite dall'alimentatore, Ciò rende conveniente in alcuni casi lo impiego di triodi a polarizzazione nulla, anche se a basso coefficiente di amplificazione (come per esempio il 304-TL) nella costruzione di modulatori di media ed alta potenza di uscita.

Assieme ai diversi tipi di modulatori che verranno descritti, verrà dato anche un elenco delle diverse combinazioni che si possono suggerire per ottenere modulatori delle più diverse potenze di uscita. Nel Capitolo 5° è stato dato un elenco più generale di tutte le combinazioni possibili nella attuazione di amplificatori in classe B.

Aumento della percentuale efficace di modulazione È noto che se un trasmettitore deve irradiare segnali modulati nei quali l'inviluppo di modulazione non subisca alcuna alterazione, è necessario che la percentuale efficace di modulazione venga tenuta ad un valore molto basso se non si vuole avere sovramodulazione in corrispondenza dei frequenti picchi, di ampiezza molto elevata, che si riscontrano nella forma d'onda della voce.

In varie pubblicazioni sono stati suggeriti molti metodi atti ad aumentare la percentuale efficace di modulazione rispetto alla percentuale di picco di modulazione ed ora questi metodi sono divenuti familiari ai radiodilettanti.

I due sistemi migliori che possono essere suggeriti a tale scopo, consistono nel « Regolatore Automatico di Modulazione » e nel « Compressore di Volume ». Entrambi tali sistemi hanno dato delusioni quando sono stati impiegati dai radiodilettanti e poichè tali sistemi sono usati in molte stazioni dilettantistiche, sarà utile dare qualche consiglio al fine di ottenerne il migliore funzionamento possibile. In ogni caso saranno però sempre necessarie molte prove e molti tentativi, nel senso di apportare alterazioni di vario tipo alla forma d'onda dei segnali ad audiofrequenza, sempre allo scopo di migliorare il rapporto fra modulazione media e di picco, prima di poter trovare il sistema che consenta di ottenere i migliori risultati. È stato provato che le

più nocive conseguenze di una sovramodulazione, consistono nella radiazione di forti bande laterali spurie in corrispondenza dei picchi negativi di modulazione. In corrispondenza ai picchi positivi di modulazione, una sovramodulazione superiore al 100 per cento non dà origine a effetti indesiderabili sul segnale irradiato, a meno che non venga fortemente oltrepassata la zona di caratteristica lineare di modulazione dell'amplificatore finale.

Da quanto detto sopra, deriva che il problema si riduce a quello di costruire un complesso modulatore-amplificatore finale, tale che il taglio dei picchi negativi di modulazione (modulazione superiore al 100 per cento in senso negativo) non possa in alcun modo avere luogo, almeno per ragionevoli livelli di segnale di entrata ad audiofrequenza.

La forma d'onda dell'audiofrequenza corrispondente ad una normale voce maschile è caratterizzata, come si è detto avanti, da picchi di grande ampiezza e di breve durata. Ma è anche caratteristico di questa forma d'onda il fatto che tali picchi di grande ampiezza siano tutti posti in una unica direzione rispetto all'ampiezza media dell'onda.

Il metodo più semplice per ottenere un alto livello medio di modulazione senza taglio dei picchi negativi, consiste nell'assicurarsi che tali picchi di grande ampiezza siano sempre rivolti nella direzione positiva, sul secondario del trasformatore di modulazione. Questo accorgimento può essere attuato al seguente modo: si accoppia un oscilloscopio a raggi catodici all'uscita del trasmettitore in maniera che siano visibili sul tubo l'onda portante e il suo inviluppo di modulazione. Si parli ora dinanzi al microfono e si osservi se i picchi appuntiti di modulazione sono diretti verso l'esterno della fascia visibile sull'oscilloscopio, oppure se questi picchi sono diretti verso il centro della fascia stessa, dando luogo a tracce centrali orizzontali assai luminose, che denotano l'esistenza del taglio dei picchi negativi di modulazione. È ovvio che, se la polarità del trasformatore di modulazione non è correttamente scelta, si dovrà invertirla, invertendo così la polarità del segnale di modulazione all'oscilloscopio. Poichè certamente si fa uso di un modulatore in controfase, la via più semplice per invertire la polarità del segnale è quella di invertire fra loro i collegamenti che vanno alle griglie dei tubi del modulatore o quelli che provengono dagli anodi.

Quando sarà stata ottenuta la corretta polarità del segnale di modulazione, seguendo la procedura che si è detta sopra, occorre che non venga più cambiato il microfono che è stato usato durante la messa a punto della polarità, dato che i diversi microfoni hanno polarità differenti fra loro e quindi, sostituendo il microfono, potrebbe essere necessario invertire la polarità del segnale di modulazione. È perciò necessario, ogni qualvolta si desidera cambiare tipo di microfono, ripetere la prova suddetta.

Taglio di segnali ad audiofrequenza agendo su stadi a basso livello

Il taglio dei segnali ad audiofrequenza effettuato su stadi a basso livello è teoricamente un metodo molto efficace per migliorare il rapporto fra ampiezza di modulazione media e di picco. Un tale sistema, usato unitamente ad un filtro per la gamma di frequenza della voce, può

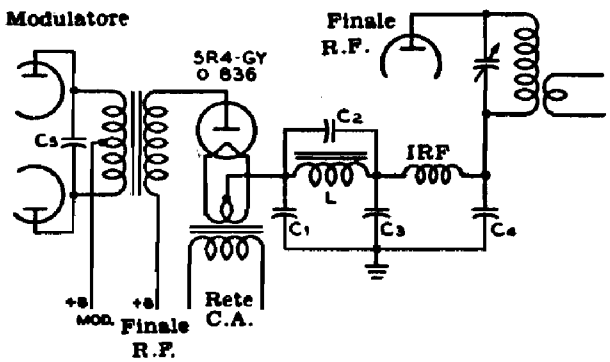


Figura 1.

SOPPRESSORE DI « BANDE LATERALI SPURIE » AD ALTO LIVELLO

Il diodo ad alto vuoto funziona come un limitatore in serie e ha il compito di sopprimere i picchi negativi di modulazione che nell'amplificatore a radiofrequenza modulato, risulterebbero tagliati quando l'ampiezza del picco negativo del segnale di modulazione è eccessiva. Inoltre il filtro passa-basso che è posto dopo il diodo, sopprime i transitori che verrebbero a crearsi in seguito all'azione di taglio dei picchi esercitata dal diodo. Infine il filtro attenua tutte le armoniche, generate nel sistema modulatore, la cui frequenza sia al disopra della frequenza di taglio del filtro. L'uso di un giusto valore per la capacità C_5, determinato sperimentalmente nel modo descritto nel capitolo 8°, derivata sul primario del trasformatore di modulazione provoca una ulteriore attenuazione delle armoniche ad alta frequenza del modulatore. I valori corretti per le capacità C_1, C_2, C_3 e C_4, per una ampia varietà di condizioni di lavoro, sono specificati nel paragrafo dedicato alle induttanze del soppressore di « spurie ».

dare un notevole miglioramento nel valore efficace della percentuale di modulazione. Ma nei normali trasmettitori da radiodilettanti il suo funzionamento è tutt'altro che ideale: l'eccessiva variazione di fase fra lo stadio a basso livello in cui avviene il taglio e il circuito anodico dell'amplificatore finale del trasmettitore può provocare una profonda alterazione del segnale ad onda quadra uscente dal filtro di taglio. (Un tale segnale si ha quando è molto forte l'entità del taglio eseguito dal filtro). Il segnale ad onda quadra che esisteva sui terminali del filtro può divenire a forma di un doppio dente di sega quando, passando attraverso i vari stadi, avrà raggiunto il circuito anodico dell'amplificatore modulato. Il risultato delle successive azioni esercitate dal dispositivo di taglio, dal filtro e dalle alterazioni di fase che avvengono nei vari stadi che seguono a quello a basso livello, sul quale è stato effettuato il taglio, porta ad un miglioramento nel valore efficace della percentuale di modulazione, ma non si ha alcuna sicurezza contro la sovramodulazione. Nel capitolo 8° è stata fatta una estesa trattazione di queste considerazioni e sono state illustrate le forme d'onda che ne rendono più chiara la comprensione. Nello stesso capitolo 8° sono riportati i circuiti relativi ai sistemi che possono essere raccomandati.

Soppressore di « spurie » (« splatter ») su stadi ad alto livello

Il solo metodo fino ad oggi praticabile per ottenere una efficace eliminazione del taglio dei picchi negativi, in un trasmettitore modulato in ampiezza sul circuito anodico dello stadio finale di potenza a radiofrequenza, è il cosidetto « soppressore di bande laterali spurie su stadi ad alto livello ».

Come chiaramente indica la figura 1, è solo necessario aggiungere un tubo rettificatore a vuoto spinto, uno zoccolo per il tubo stesso, un trasformatore per il filamento e un semplice filtro passa-basso, ad un complesso costituito dal modulatore e dall'amplificatore finale a radiofrequenza, per ottenere la soppressione delle bande laterali spurie sullo stadio finale. Il tubo V_1 ha la funzione di un interruttore che disinserisce dal-

l'alimentatore di alta tensione il circuito anodico dell'amplificatore finale, tutte le volte che il valore di picco della tensione alternativa esistente sul secondario del trasformatore di modulazione diventa uguale in ampiezza, ma di segno opposto alla tensione continua applicata all'anodo dello stadio amplificatore finale. Un filtro passa-basso ad una sola sezione serve ad eliminare le componenti ad alta frequenza che prendono origine nel funzionamento del sistema di taglio.

Il tubo V_1 può essere un normale rettificatore da radioricevitori con filamento da 5 V per tutti i trasmettitori, fatta eccezione per quelli di più alta potenza.

Il tubo 5Y3-GT è idoneo per una corrente anodica dello stadio finale non superiore a 125 mA. mentre i tubi 5R4-GY e 5U4-G possono essere impiegati per correnti fino a 250 mA.

Per trasmettitori di alta potenza e con tubi funzionanti con alti valori di tensione anodica, il tubo più idoneo è il tipo 836 a vuoto spinto, normalmente usato per apparati trasmettitori. Questo tubo è equivalente come forma esteriore, accensione di filamento e erogazione di corrente media, al tubo 866-A. Però il tubo 836 è un rettificatore a vuoto spinto e impiega un doppio catodo di grandi dimensioni e a riscaldamento indiretto, che richiede un tempo di 40 secondi per il suo riscaldamento, durante il quale tempo non deve passare alcuna corrente attraverso il tubo. La corrente media che può passare nel tubo 836 è di 250 mA. Qualora l'amplificatore finale assorbisse una corrente maggiore, occorrerà montare due o più tubi raddrizzatori in derivazione fra loro.

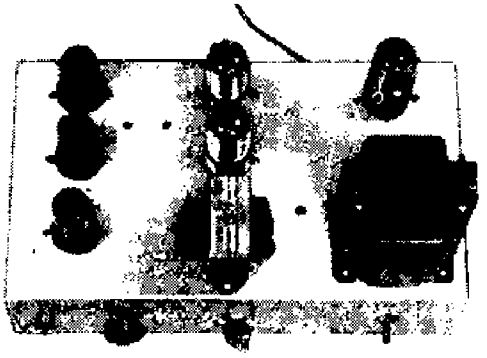


Figura 2.
IL MODULATORE DA 12 W CON TUBI 6V6-GT, VISTO DALL'ALTO

Il trasformatore del filamento del tubo soppressore di « spurie » deve essere isolato per circa il doppio della tensione continua di alimentazione dell'anodo dello stadio modulato, per avere un adeguato coefficiente di sicurezza durante i picchi di modulazione. Per tale applicazione può venire impiegato un trasformatore per filamenti del tipo normalmente usato per l'accensione dei tubi rettificatori ad alta tensione.

Sul progetto degli amplificatori ad audiofrequenza e dei modulatori

In questo capitolo verranno esposti i più interessanti progetti di amplificatori ad audio-frequenza e di modulatori .In altri capitoli, a proposito di altri componenti di apparecchiature, sono stati descritti altri progetti. Quindi quelle persone che volessero progettare un amplificatore ad audiofrequenza o un modulatore che soddisfi le loro esigenze, sono rimandate al Capitolo 5°, che tratta gli amplificatori nel quale vi è un dettagliato esame dei diversi fattori concernenti il progetto di tali amplificatori, dei relativi materiali e dei dati relativi

Figura 3.

IL TELAIO DEL MODULATORE DA 12 W CON TUBI 6V6-GT, VISTO DAL BASSO

alle condizioni di lavoro consigliabili per gli amplificatori di tensione e di potenza.

Modulatore da 12 W con due tubi 6V6

Il modulatore mostrato nelle figure 2 e 3 è in grado di sviluppare circa 12 W sul secondario del trasformatore di modulazione. Questo livello di potenza di uscita lo rende idoneo all'uso con un amplificatore a radiofrequenza in classe C che, per la sua alimentazione anodica, assorba una potenza da 15 a 25 W. Questo modulatore può anche essere usato come modulatore di griglia per un trasmettitore ad alta potenza, oppure come modulatore di catodo per un trasmettitore il cui stadio finale assorba circa 100 W di potenza di alimentazione anodica.

Come stadio finale di potenza di questo modulatore sono impiegati due tubi tipo 6V6 funzionanti in controfase in classe AB_1, accoppiati a resistenza-capacità col tubo invertitore di fase.

L'amplificazione totale è notevole, sicchè il modulatore può sviluppare la piena potenza di uscita quando riceve il segnale erogato da un normale microfono piezoelettrico.

Descrizione del circuito Il primo stadio, che impiega un tubo 6SJ7, è eccitato direttamente dall'uscita del microfono piezoelettrico. Il segnale di uscita dal primo stadio è condotto, attraverso un potenziometro regolatore di volume, alla griglia di entrata dello stadio invertitore di fase. Questo stadio è costituito da due tubi 6SJ7 funzionanti come invertitori di fase del tipo a « ritorno comune » e l'uscita da questo stadio viene inviata a pilotare le griglie dello stadio di uscita con tubi 6V6-GT. Si noti che non è stato impiegato alcun condensatore di fuga nè sulla resistenza catodica comune per i due tubi 6SJ7 invertitori di fase, nè sulla resistenza di griglia di schermo, anch'essa comune per i due tubi. Poichè il segnale proveniente dal preamplificatore 6SJ7 è condotto solo ad uno dei due tubi 6SJ7 invertitori di fase, mentre la griglia del secondo tubo è collegata a massa, la tensione di entrata per il secondo tubo invertitore di fase è quella che nel primo tubo viene sviluppata sulle resistenze catodica e di griglia schermo che sono, come abbiamo detto,comuni per i due tubi. Poichè con questo sistema si ottiene una tensione di uscita, dal secondo tubo invertitore di fase, sempre leggermente minore di quella del primo tubo, è necessario porre un circuito di controreazione fra gli anodi dei tubi amplificatori di uscita 6V6-GT e gli anodi dei tubi invertitori di fase 6SJ7. Dando alla resistenza di controreazione del secondo tubo inverti-

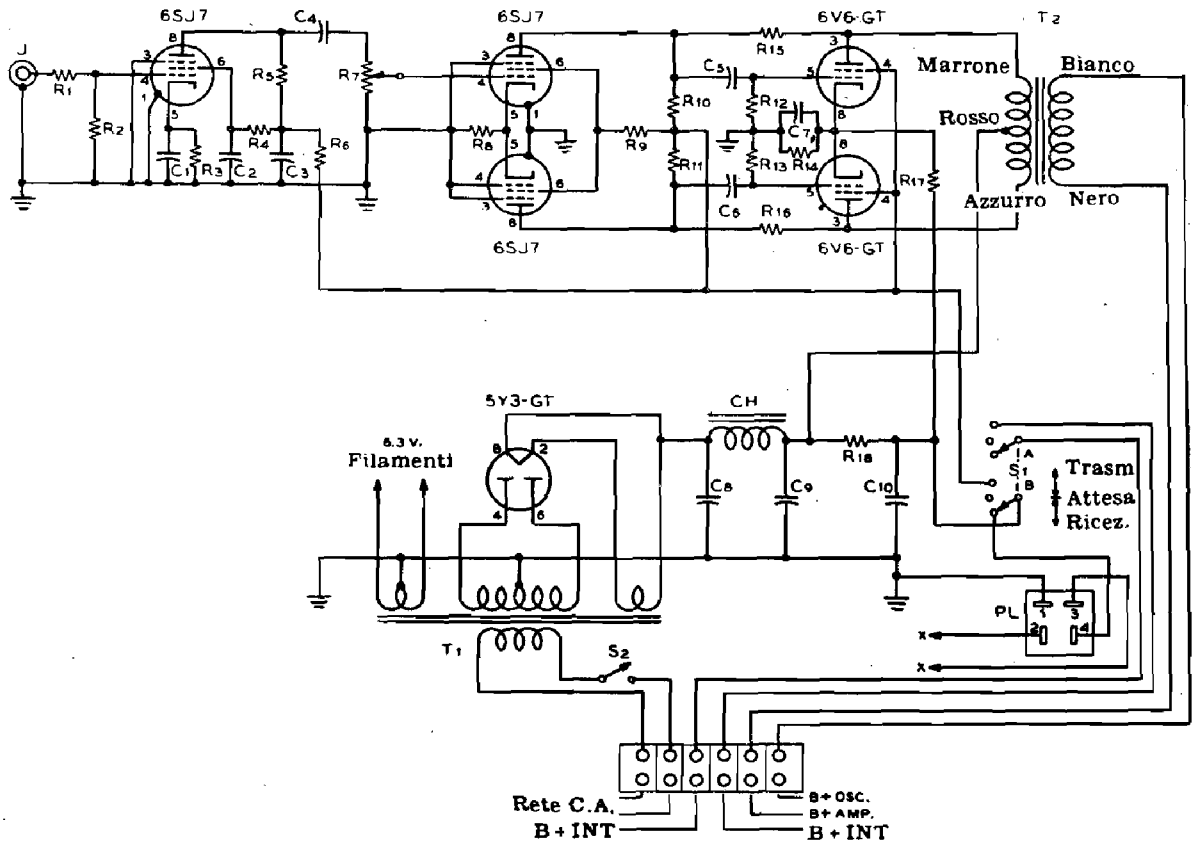


Figura 4.

SCHEMA ELETTRICO DEL MODULATORE DA 12 W CON TUBI 6V6-GT

C_1—25-μF - 25 V elettrolitico.
C_2—0,1-μF - 400 V tubolare.
C_3—12-μF - 450 V elettrolitico.
C_4—0,001-μF ceramico o a mica.
C_5, C_6—0,05-μF - 400 V tubolare.
C_7—25-μF - 25 V elettrolitico.
C_8, C_9—10-μF - 450 V elettrolitico.
C_{10}—30-μF - 450 V elettrolitico.
CH—15 H - 75 mA impedenza filtro.
R_1—47 kΩ - ½ W
R_2—1 MΩ - ½ W
R_3—1800 Ω - ½ W
R_4—2,2 MΩ - ½ W
R_5—470 kΩ - ½ W
R_6—47 kΩ - ½ W
R_7—500 kΩ - potenziometro.
R_8—680 Ω - 1 W
R_9—1 MΩ - ½ W
R_{10}, R_{11}, R_{12}, R_{13}—470 kΩ - ½ W
R_{14}—270 Ω - 2 W
R_{15}—1 MΩ - ½ W
R_{16}—1,5 MΩ - ½ W
R_{17}—22.500 Ω - 10 W
R_{18}—3000 Ω - 10 W
S_1—commutatore a settori - 3 posizioni - 2 vie.
S_2—interruttore a scatto.
T_1—350 + 350 V/70 mA - 5 V/3 A - 6,3 V/3 A.
T_2—piccolo trasformatore di modulazione da 10 W.

tore di fase un valore maggiore a quello della resistenza del primo tubo, si otterrà che entrambi i tubi 6SJ7 svilupperanno la stessa tensione ad audiofrequenza sulle griglie dei tubi 6V6-GT.

Oltre ad ottenere il bilanciamento delle tensioni di uscita di ambo i lati dell'invertitore di fase, la controreazione è utile per migliorare la linearità della curva di risposta in frequenza dell'amplificatore entro la gamma delle audiofrequenze e inoltre apporta una considerevole riduzione alla distorsione armonica generata dentro lo stadio di usci-

ta. Infine, poichè la controreazione riduce sensibilmente l'impedenza interna dello stadio di uscita con tubi 6V6-GT, ne risulta un notevole miglioramento della stabilità della tensione di uscita dal modulatore al variare dell'impedenza di carico. Questo risultato è di considerevole valore nel caso in cui i tubi 6V6-GT debbano essere usati per pilotare uno stadio ad audiofrequenza in classe B di forte potenza, nel qual caso il trasformatore di modulazione che trovasi sugli anodi dei tubi 6V6-GT dovrà essere sostituito da un adeguato trasformatore di ingresso allo stadio in classe B, con presa centrale sul secondario.

L'impedenza di carico anodo-ad-anodo per i tubi 6V6-GT è nelle condizioni di lavoro dell'amplificatore, di 12,5 KΩ. Gli altri dati di lavoro dei tubi 6V6-GT sono: tensione anodica 325 V; tensione di schemo 300 V; tensione di polarizzazione negativa di griglia 21 V. La polarizzazione semifissa di griglia può ottenersi eseguendo un partitore di tensione fra il filamento del tubo raddrizzatore 5Y3-GT e la presa centrale del secondario ad alta tensione del trasformatore di alimentazione, ponendo a massa la presa intermedia del partitore e filtrando opportunamente la tensione negativa che si viene così a creare sulla presa centrale del secondario ad alta tensione del trasformatore. La resistenza R_8 di polarizzazione catodica potrà essere una delle due resistenze del partitore di tensione, nel qual caso il suo valore sarà ovviamente minore rispetto a quello necessario per la autopolarizzazione di griglia dei tubi 6V6-GT.

Costruzione Il modulatore verrà montato, insieme al relativo alimentatore, in un telaio di alluminio da 18 x 30 x 7,5 cm. Una morsettiera verrà montata sulla parete posteriore del telaio e ad essa verranno inserite la linea di alimentazione a corrente alternata e la linea che trasporta l'uscita del modulatore all'amplificatore che deve venire modulato. Inoltre sul retro del telaio è posta una presa a 4 poli che consente di prelevare dal modulatore la tensione di accensione a 6,3 V, e la tensione anodica, allo scopo di poter alimentare un altro

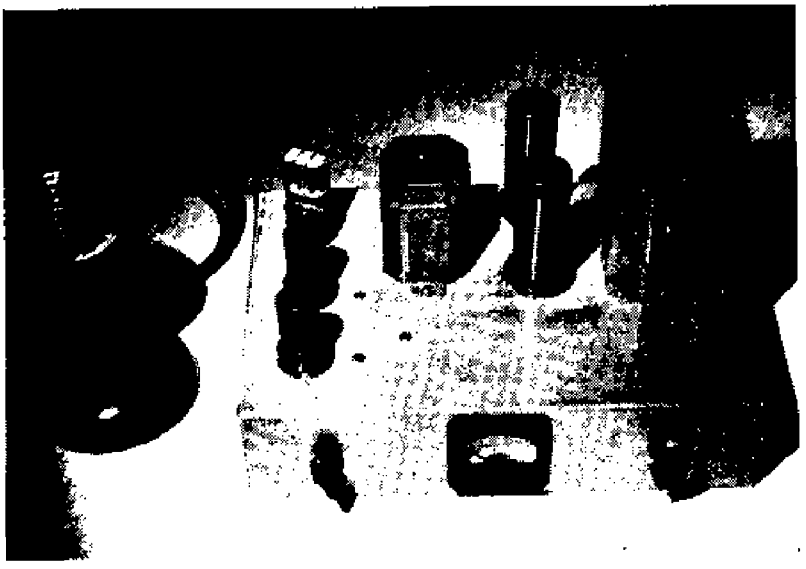


Figura 5.
IL MODULATORE CON TUBI 6L6 VISTO DALL'ALTO

apparato, come ad es. un convertitore o un ricevitore ausiliario.

Sulla parete frontale del telaio può essere montato un altro interruttore avente lo scopo di porre fuori funzionamento il modulatore disinserendo la tensione di griglia schermo dei tubi 6V6-GT. Ciò è utile nel caso in cui la tensione anodica del modulatore debba essere impiegata per alimentare un altro apparato.

Modulatore da 50 W con tubi 6L6

È difficile che possano essere superate le prestazioni che i tubi 6L6 possono dare quando vengono impiegati nella costruzione di un modulatore da 25 o 50 W di potenza di uscita ad audiofrequenza. Una coppia di tubi 6L6 funzionanti in un tale modulatore presenta un buon rendimento anodico; richiede una piccolissima potenza di eccitazione in entrata e non costituisce alcun grave problema per quanto concerne la polarizzazione negativa delle griglie controllo.

Descrizione del circuito Nel telaio del modulatore, illustrato dalle figure 5 e 6, sono stati montati il preamplificatore per microfono, lo stadio pilota, lo stadio finale con il relativo trasformatore di modulazione e un milliampermetro per la corrente anodica, L'alimentatore è invece separato. Il primo stadio con 6SJ7 a pentodo è accoppiato, mediante un potenziometro regolatore di volume, alla griglia del tubo 6J5 invertitore di fase. Le uscite di tale tubo sono accoppiate capacitivamente alle griglie del tubo 6SN7-GT che funziona come stadio pilota in controfase per i tubi di uscita. L'accoppiamento fra stadio pilota e griglie dei tubi di uscita è eseguito mediante un trasformatore, sicchè lo stadio di uscita può indifferentemente lavorare come amplificatore in classe AB_1 oppure come amplificatore in classe AB_2.

Lo stadio di uscita Nello stadio di uscita del modulatore possono essere impiegati indifferentemente tu-

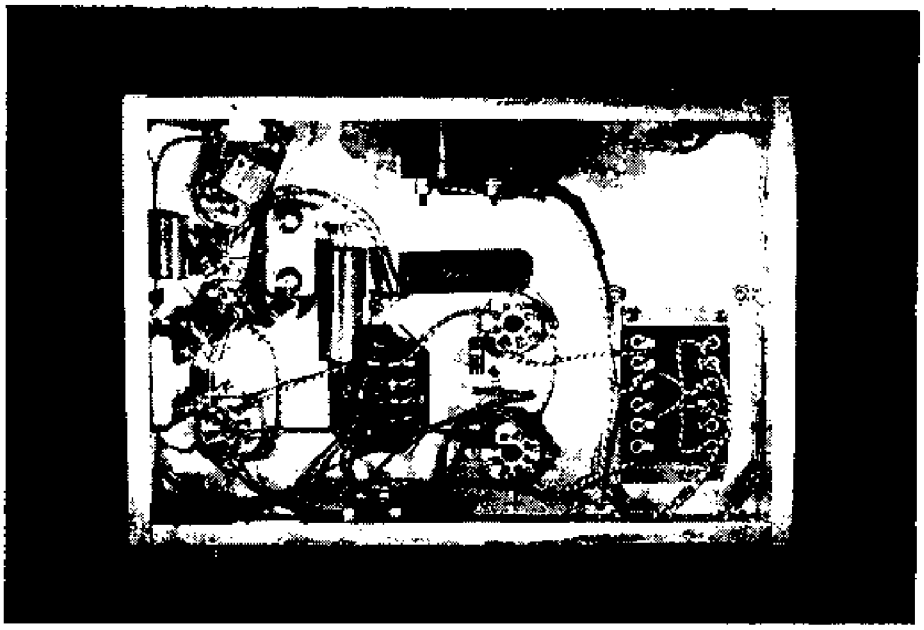


Figura 6.
IL TELAIO DEL MODULATORE CON TUBI 6L6 VISTO DAL BASSO

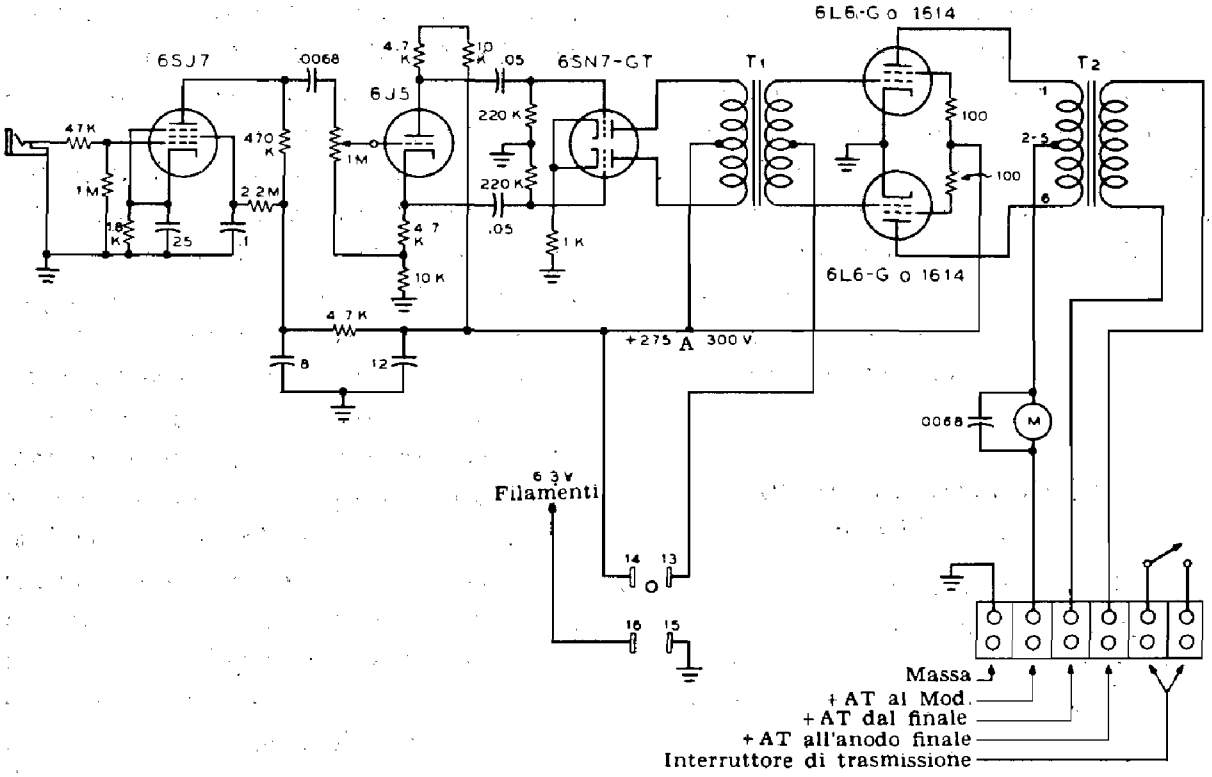


Figura 7.

SCHEMA ELETTRICO DEL MODULATORE CON TUBI 6L6

M—0 ÷ 250 mA corrente continua
T_1—trasformatore pilota per le griglie dei tubi 6L6
T_2—trasformatore di modulazione da 60 W

bi 6L6, 6L6G o 1614. Qualora al modulatore fosse richiesta una potenza minore, tali tubi potranno essere sostituiti dai tubi 6V6-GT o 6F6-G.

Il tubo 1614 è un tubo trasmittente che corrisponde al tubo 6L6 tanto come dissipazioni come per le condizioni di lavoro. Però il tubo 1614 può essere sottoposto a dissipazioni superiori rispetto al tubo 6L6, quando esso venga usato per un servizio intermittente. I tubi 6L6 e 1614 sono approvvigionabili presso a poco allo stesso prezzo, ma essendo il tubo 1614 del tipo trasmittente, sarà difficile trovarlo presso i negozi di vendita dei normali tubi radioriceventi. Se i prezzi di acquisto dei tubi 6L6 e 1614 dovessero invece essere molto differenti, potranno essere impiegati i tubi 6L6, che certamente sono di prezzo più basso, negli amplificatori con tensione anodica di 360 o 400 V., mentre si riserveranno i tubi 1614 per le tensioni anodiche fino a 550 V.

Riportiamo una tabella contenente le condizioni di lavoro consigliabili per i differenti tipi di tubi da impiegare nello stadio di potenza del modulatore. Per alcune delle condizioni di lavoro elencate, i tubi vengono fatti funzionare in classe AB_1 cioè con corrente anodica crescente al crescere del segnale di ingresso, ma senza alcuna corrente di griglia. Altre condizioni di lavoro, definire come classe AB_2, comportano una corrente anodica crescente al crescere del segnale di entrata e la circolazione di

Tubi	Classe	Tensione anodica	Tensione di schermo	Polarizzazione di griglia	Carico da anodo ad anodo	Corrente anodica con segnale zero	Max. corr. anodica	Potenza di uscita
		V	V	V	Ω	mA	mA	W
6V6-GT	AB_1	285	285	— 19	8.000	70	92	14
6F6-G	AB_2	375	250	— 26	10.000	34	82	20
6L6-G	AB_1	360	270	— 22,5	6.600	88	132	26,5
6L6-G	AB_2	400	275	— 22,5	3.800	90	210	50
1614	AB_1	530	340	— 36	7.200	60	160	50
1614 oppure 807	AB_2	500	300	— 30	4.250	60	240	75
807	AB_2	750	300	— 32	6.950	60	240	120

corrente di griglia in corrispondenza ai picchi del segnale.

Ambedue i tipi di funzionamento danno ottimi risultati. Tutte le condizioni di lavoro corrispondenti ad uscite minori o uguali a 50 W prescrivono l'uso di appositi trasformatori di uscita. Le condizioni di lavoro corrispondenti a potenze di uscita maggiori di 50 W sono state riportate al fine di dimostrare che gli stadi pilota debbono essere in grado di fornire ai tubi impiegati le potenze di eccitazione necessarie per sviluppare la piena potenza di uscita e che i trasformatori di uscita debbono poter consentire l'erogazione di una potenza anche maggiore del valore stabilito (vedi notazione sulla figura 7).

Modulatore da 100 W con tubi 807

I tubi 807 possono essere convenientemente impiegati in modulatori che debbano fornire una potenza di uscita ad audiofrequenza compresa fra 75 e 120 W. Questi tubi sono di basso prezzo, di facile pilotaggio e la stabilità delle tensioni di alimentazione anodica, di griglia schermo e di polarizzazione di griglia non è essenziale.

La figura 8 illustra uno schema a blocchi di un modulatore con tubi 807 progettato in modo che possa sviluppare sul secondario del trasformatore di modulazione una potenza di 100 W.

Questo modulatore è uno dei complessi che compongono il trasmettitore da 200 W per tutte le frequenze, che verrà dettagliatamente descritto nel prossimo capitolo 24°. In tale capitolo vengono dati lo schema elettrico dettagliato e le fotografie del modulatore, unitamente a quelle dell'intero trasmettitore da 200 W nel quale, come si può facilmente vedere, la potenza di uscita ad audiofrequenza del modulatore viene inviata a modulare il circuito anodico di un amplificatore a radiofrequenza impiegante un tubo tipo 4-65A.

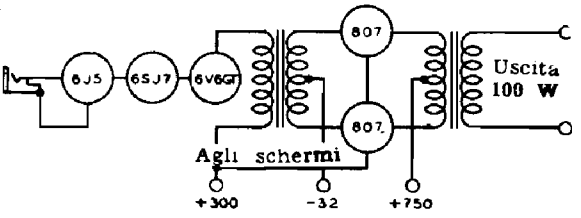


Figura 8.

SCHEMA A BLOCCHI SEMPLIFICATO DEL MODULATORE CON TETRODI A FASCIO TIPO 807

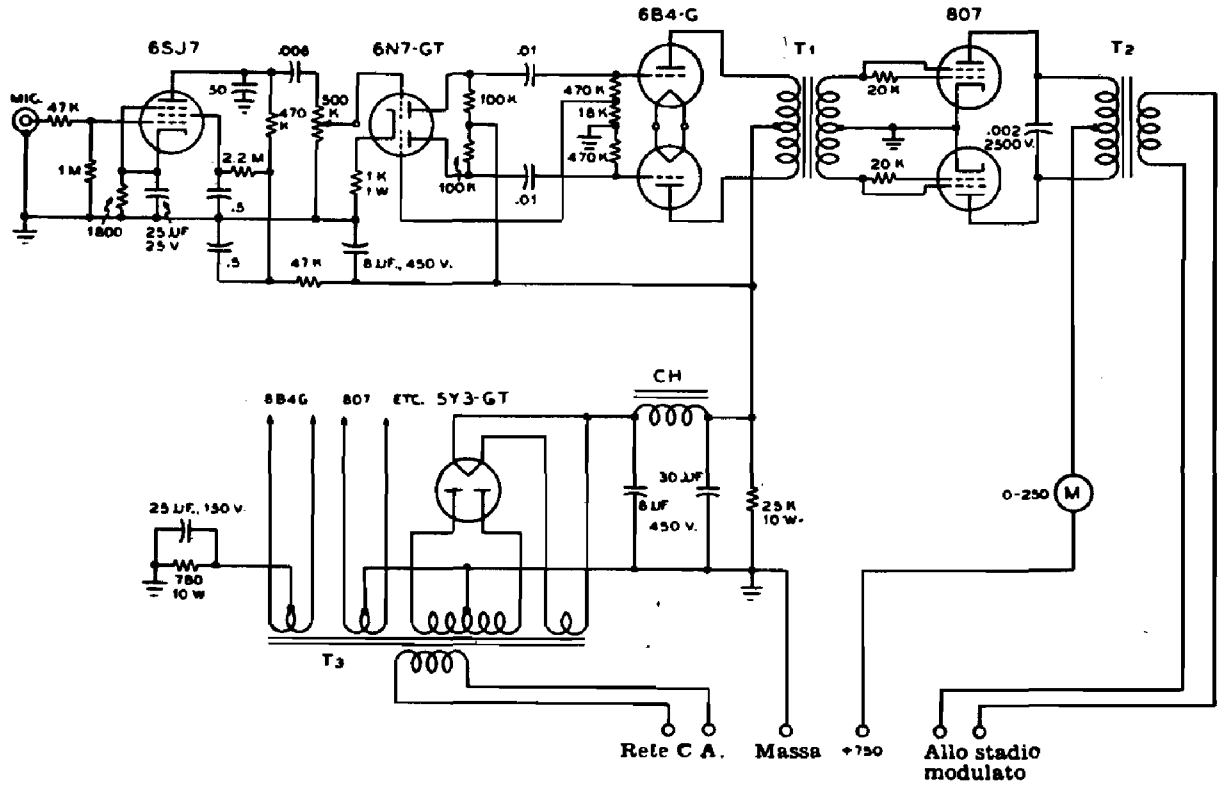


Figura 9.

SCHEMA ELETTRICO DEL MODULATORE IN CLASSE B CON TRIODI 807

T_1—Trasformatore pilota in salita rapporto totale 1 a 2
T_2—Trasformatore di modulazione da 125 W
T_3—375 + 375 V/100 mA - 5 V-3 A - 6,3 V-2 A - 6,3 V-4 A
CH—14 H-100 mA. Impedenza filtro.

Modulatore da 120 W utilizzante due tubi tipo 807 collegati a triodo

Utilizzando i principi esposti da Seybold nel suo brevetto americano numero 2.494,377, è possibile far funzionare dei tetrodi a fascio, come ad esempio 6AQ5, 7C5, 6V6, 6L6, e 807 in maniera tale che non sia richiesta alcuna tensione di polarizzazione nè per le griglie schermo nè per le griglie controllo. Inoltre i tubi lavorano con piccole potenze di pilotaggio e con un ottimo rendimento anodico. I tubi vengono fatti lavorare essenzialmente come triodi ad alto coefficiente di amplificazione e a tensione di polarizzazione di griglia nulla, con la tensione di eccitazione applicata alle griglie schermo direttamente, e alle griglie controllo tramite resistenze.

Questo principio è stato impiegato nel modulatore da 25 W con tubi 7C5 per il trasmettitore mobile De-Luxe descritto nel Capitolo 19°.

Lo stesso sistema è anche applicabile con ottimi risultati, quando si usino tubi 807 in un modulatore che debba essere in grado di fornire una potenza di uscita di circa 120 W. Il circuito elettrico di un tale amplificatore è riportato in figura 9. Si noti che la tensione di picco ad audiofrequenza sulle griglie è di circa 280 V. Ciò porta come conseguenza che fra gli anodi dei tubi 6B4G

pilota e gli schermi dei tubi 807 deve essere usato un trasformatore in salita, anche se i tubi 807 funzionano, come in questo caso, in piena classe B.

L'effettiva impedenza di pilotaggio dei tubi 807 è di circa 30 KΩ da schermo a schermo. Pertanto, per ottenere il migliore funzionamento da parte dei tubi 2A3 oppure 6B4-G impiegati come pilota, il trasformatore di pilotaggio dovrà avere un rapporto in salita approssimativamente di 1 a 2 fra gli estremi degli avvolgimenti primario e secondario. La potenza di pilotaggio richiesta sull'entrata dello stadio con tubi 807 è di circa 5,5 W.

In alternativa alla soluzione illustrata dalla figura 9, si può impiegare, per alimentare le griglie schermo dei due tubi 807, una coppia di stadi ad uscita catodica. In tal caso, dovendo ognuno dei due tubi ad uscita catodica fornire la tensione di pilotaggio alla griglia schermo del relativo tubo 807, tensione che ha un valore di picco di circa 300 V., occorrerà che i filamenti dei due tubi ad uscita catodica siano alimentati da avvolgimenti di accensione separati in modo che, se i tubi pilota sono a riscaldamento indiretto, non venga mai oltrepassata la tensione massima ammissibile fra filamento e catodo. I tubi pilota ad uscita catodica debbono essere in grado di fornire una corrente di 40 mA. di picco corrispondente alla corrente di schermo dei tubi 807 che debbono venire pilotati. Però col circuito illustrato dalla figura 9, montando una coppia di triodi di potenza e un trasformatore di entrata in salita per lo stadio finale (che può essere un trasformatore di modulazione da 10 W con varie prese fra le quali scegliere quelle che danno il corretto rapporto in salita) si otterranno certamente ottimi risultati, accompagnati da una maggiore semplicità di costruzione.

Il rendimento del circuito anodico dei tubi 807 impiegati in un circuito come quello di figura 9, risulta anche superiore al 70 %, a piena uscita. In assenza di segnale di ingresso la corrente anodica sarà di circa 10 mA. per tutti e due i tubi, mentre salirà a circa 230 mA. quando l'amplificatore funziona a pieno segnale di pilotaggio, fornendo così 120 W di potenza di uscita con segnale di entrata sinoidale. La corrente anodica massima che si può avere quando il segnale di ingresso al modulatore è costituito dall'audiofrequenza sviluppata da un microfono, dipende dalla profondità del taglio che si effettua in uno degli stadi precedenti lo stadio pilota.

Modulatore in classe B di uso generale

I modulatori ad alto livello in classe B, con potenze di uscita comprese fra 125 e 400 W, fanno normalmente uso di triodi a polarizzazione base di griglia nulla, quali i tipi 809, 811, 805 oppure 5514, con tensioni anodiche di lavoro comprese fra 750 e 1500 V. Le figure 10, 11 e 12 illustrano un complesso modulatore progettato per funzionare in tale gamma di potenze. La figura 13 fornisce un gruppo di condizioni di lavoro consigliabili per i tubi di cui sopra. Lo stadio pilota e l'alimentatore per lo stadio pilota, dovranno essere adeguati alle condizioni di lavoro specificate.

Descrizione del circuito Lo schema elettrico completo del modulatore è riportato in figura 12, nella quale però non è compreso l'alimenta-

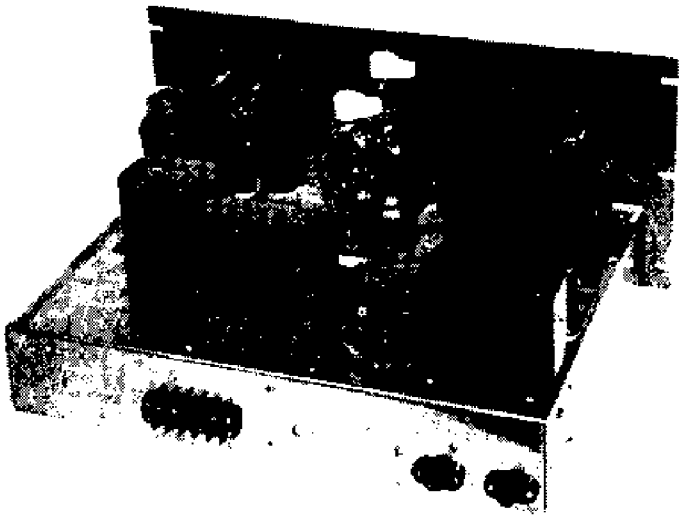
tore ad alta tensione per i tubi del modulatore. Nel telaio sono contenuti un preamplificatore per microfono piezoelettrico e uno stadio pilota, assieme al loro alimentatore.

Il tubo preamplificatore 6SJ7 pilota lo stadio invertitore di fase con tubo 6N7-GT che a sua volta fornisce il segnale ad audiofrequenza alle griglie dei due tubi pilota 6B4-G in controfase. Lo stadio pilota è accoppiato alle griglie dei tubi del modulatore mediante un normale trasformatore di accoppiamento, del tipo comunemente destinato per vari impieghi.

Il telaio del modulatore comprende l'alimentatore dei filamenti dei tubi del modulatore e l'alimentatore anodico per il preamplificatore per microfono e per lo stadio pilota. Non è compreso alcun alimentatore che fornisca la tensione di polarizzazione negativa di griglia, dato che tutti i tubi per modulatori che sono stati elencati sopra lavorano con tensione di polarizzazione di griglia nulla, oppure con un valore di tensione di polarizzazione di griglia così basso che può essere più conveniente ottenerlo mediante l'uso di una o due batterie di pile a secco da 4,5 V, oppure da una presa eseguita su una batteria a tensione più alta.

Figura 10.

VISTA POSTERIORE DEL MODULATORE DI USO GENERALE



Costruzione Il modulatore completo è costruito su un telaio in ferro da cm 43 × 44 × 7,5. Il pannello in ferro usato come frontale è di dimensioni normalizzate e cioè cm 48 × 22 circa. Poichè il modulatore è stato costruito per essere montato in basso al telaio che comprende tutti gli apparati del trasmettitore, non è affatto necessario aggiungere dei bracci di supporto fra il telaio del modulatore e il suo pannello. Però se tutto il peso dell'apparato deve essere sostenuto dal pannello, come avviene nel caso in cui l'apparato non sia montato sul fondo del telaio del trasmettitore, dovranno essere usati degli angolari di sostegno fra il pannello anteriore e ogni fiancata del telaio dell'apparato.

Il milliampermetro che misura la corrente anodica dei tubi finali del modulatore è collegato in serie con il conduttore della corrente anodica, nell'apparato del quale riportiamo la fotografia. Dal punto di vista della sicurezza però è molto meglio che il milliampermetro venga collegato fra la presa del trasformatore dei filamenti dei tubi finali di potenza del modulatore e massa. In tal caso il ritorno della presa del secondario del trasformatore pilota dovrà essere collegato alla presa centrale del secondario di accensione dei tubi finali di potenza del modulatore, alla maniera indicata dalla figura 12.

Con ciò si eviterà che le griglie siano sottoposte alla tensione che si determina nella resistenza interna del milliampermetro per effetto della corrente anodica dei tubi di potenza del modulatore. Inoltre il milliampermetro indicherà soltanto la corrente anodica effettiva che circola in tali tubi.

Modulatore da 500 W con tubi 813

Le figure 14, 15 e 16 illustrano un modulatore che è in grado di effettuare la modulazione anodica di un amplificatore finale a radiofrequenza da un kilowatt di potenza di alimentazione anodica assorbita, consentendone la massima modulazione. Il tutto è compreso in un unico telaio, fatta eccezione per l'alimentazione anodica dei tubi 813 e per il trasformatore di modulazione.

Lo stadio di potenza di questo modulatore è in grado di fornire 500 W, sul secondario del trasformatore di modulazione, con 2000 V di tensione anodica applicata ai tubi 813, mentre applicando 2500 V di tensione anodica possono essere ottenuti 650 W di uscita.

L'alimentazione delle griglie schermo, la batteria di polarizzazione negativa di griglia e il preamplificatore per microfono con il relativo alimentatore, sono tutti sistemati sul telaio. Poichè il trasformatore di modulazione per questo modulatore di alta potenza di uscita è un componente molto grande e pesante, non ne è stato previsto il montaggio sul telaio del modulatore. In molti casi sarà consigliabile o montare il trasformatore di modulazione da solo su un pannello separato oppure montarlo in basso al trasmettitore assieme ai componenti più pesanti dell'alimentatore.

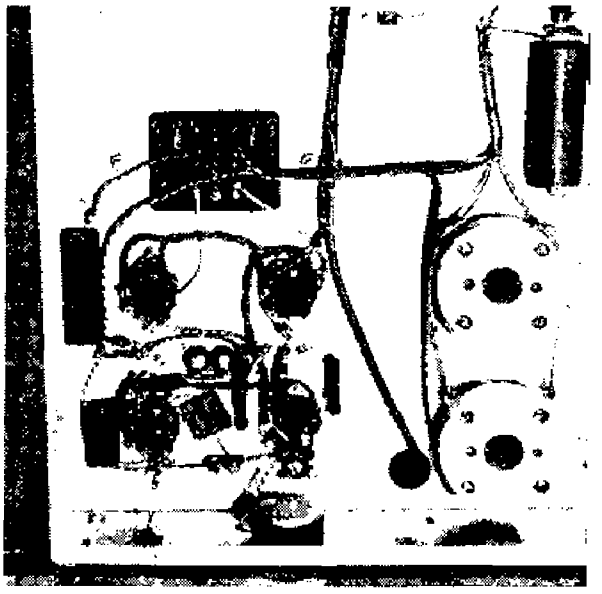


Figura 11.

IL TELAIO DEL MODULATORE DI USO GENERALE, VISTO DA SOTTO

In questa fotografia è rilevabile la semplicità costruttiva del preamplificatore e dello stadio pilota.

Descrizione del circuito Il modulatore usa un normale amplificatore per microfono con un primo stadio di 6SJ7 seguito da un tubo 6J5 e da un triodo 6B4-G facente la funzione di pilota del controfase di tubi 813. È stato fatto in modo che sia possibile inserire o un segnale ad audiofrequenza esterno oppure il segnale erogato da un microfono innestato nel pannello frontale. Per inserire il segnale ad audiofrequenza esterno all'amplificatore per microfono, si fa uso di un innesto per cavo coassiale posto anch'esso sul pannello frontale del modulatore. Quando viene inserito il segnale ad audiofrequenza esterno, viene staccato dall'amplificatore il primo stadio di preamplificazione con tubo 6SJ7. Per ottenere la piena uscita dal modulatore è necessario che il segnale ad audiofrequenza esterno abbia un livello di almeno 4 V di picco. Lo sta-

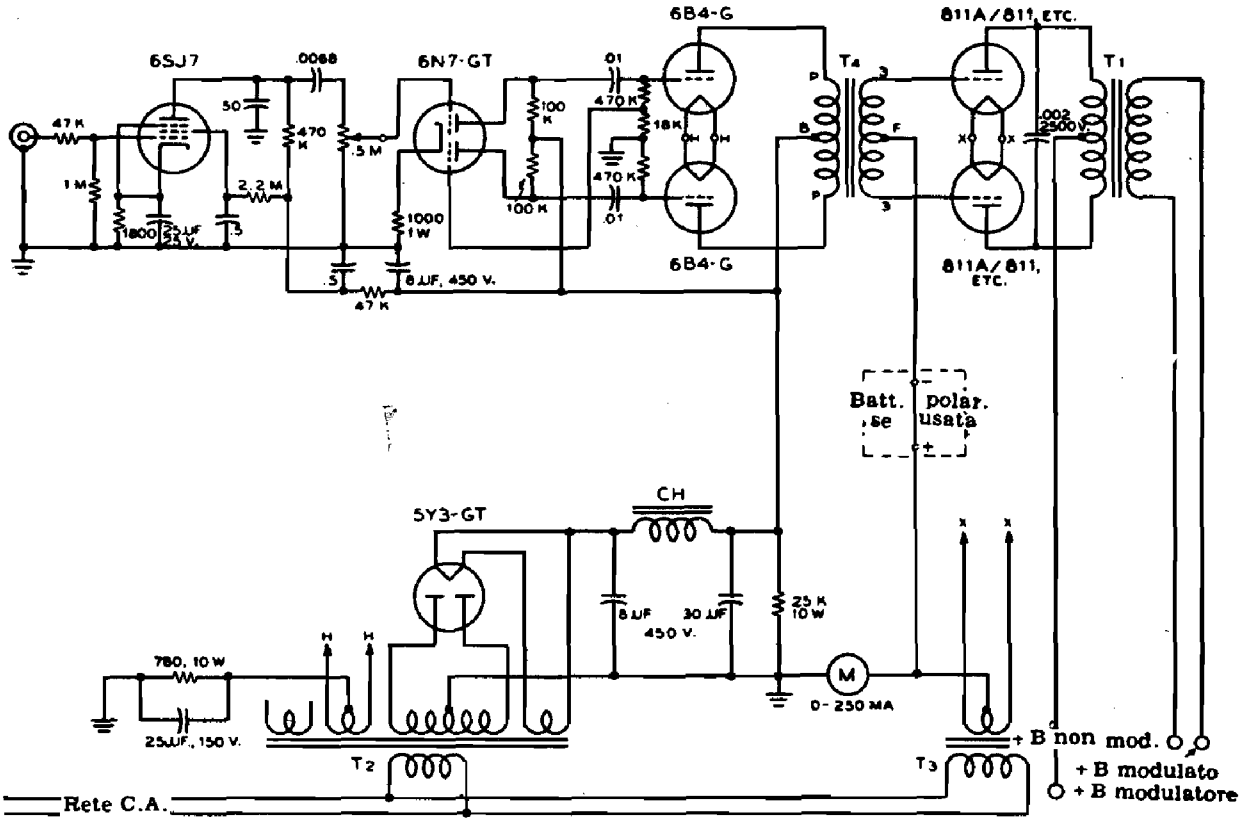


Figura 12.

SCHEMA ELETTRICO DEL MODULATORE IN CLASSE B DI USO GENERALE

T_1—Trasformatore di modulazione da 125 a 400 W, in funzione del tipo di tubi usati

T_2—375 + 375 V/100 mA - 5 V-3 A - 6,3 V-2 A 6,3 V-4 A

T_3—Dipendente dai tubi usati

T_4—Trasformatore pilota da controfase a griglie in classe B.

CH—14 H-100 mA. Impedenza-filtro.

dio preamplificatore con tubo 6SJ7 ha una amplificazione così elevata da consentire il funzionamento a piena potenza del modulatore, con il segnale sviluppato da un normale microfono piezoelettrico.

La potenza di pilotaggio necessaria per le griglie dei tubi 813 è alquanto minore di un watt, e perciò il tubo 6B4-G è in grado di sviluppare tale potenza di pilotaggio senza che questa ne costituisca un sovraccarico.

L'accoppiamento fra lo stadio pilota e le griglie dello stadio di potenza con tubi 813 in controfase, è effettuato a mezzo di un trasformatore del tipo usato fra stadio pilota in controfase e stadio finale in classe B. Sull'anodo del tubo pilota tipo 6B4-G viene inserito tutto l'avvolgimento primario.

In tutti gli stadi del preamplificatore e nello stadio pilota è fatto uso del sistema di polarizzazione catodica, ossia ottenuta a mezzo di una resistenza posta fra catodo e massa. Nei tubi 813 è impiegata invece la polarizzazione negativa fissa di griglia, che viene ottenuta a mezzo di una presa potenziometrica regolabile eseguita su una tensione apposita di polarizzazione. Questa tensione

Figura 13

CONDIZIONI DI LAVORO CONSIGLIATE

Tipo di tubi	Tensione anodica	Polarizzazione di griglia	Corr. anodica con segnale nullo	Corr anodica con segnale massimo	Carico da anodo ad anodo	Potenza uscita con segnale sinoidale
807 (triodo alto μ)	750	0	10	230	7500	120
809	500	0	40	250	3750	85
809	600	0	55	210	6000	85
809	700	0	70	250	6200	120
809	750	-4.5	40	200	8400	105
809	1000	-9	40	200	11,600	145
811	1250	0	48	200	14,400	175
811	1250	0	48	240	12,000	210
811	1500	-9	20	200	17,600	220
811A	750	0	32	350	5100	178
811A	1000	0	44	350	7400	248
811A	1250	0	50	260	12,400	235
811A	1250	0	50	350	9200	310
811A	1500	-4.5	32	313	12,400	340
805	1250	0	148	400	6700	300
805	1500	-16	84	400	8200	370
5514	1000	0	64	350	6500	260
5514	1250	0	84	350	8400	320
5514	1500	-4.5	50	350	10,500	400

viene ottenuta rettificando, con due raddrizzatori al selenio da 75 mA., (del tipo normalmente usato per l'alimentazione dei piccoli radioricevitori alimentati direttamente dalla rete), una apposita tensione alternata da 160 V erogata da un secondario con presa centrale del trasformatore di alimentazione.

Sul secondario ad alta tensione del trasformatore di alimentazione sono inseriti due tubi rettificatori con i relativi sistemi di filtro. L'alimentazione a bassa tensione, che fornisce 380 V agli stadi preamplificatori e pilota, viene ottenuta con l'impiego di un tubo 5Y3-GT e l'impedenza CH_3 funziona come impedenza di ingresso al sistema di filtraggio. L'alimentazione ad alta tensione, che sviluppa 650 V per le griglie schermo dei tubi 813 è ottenuta con un tubo rettificatore tipo 5R4-GY con una capacità di ingresso da 4 μF-1000 V lavoro. Tanto CH_3 quanto CH_4 provvedono entrambe a filtrare la tensione di alimentazione a 650 V per le griglie schermo dei tubi 813.

Costruzione Il modulatore da 500 W con tubi 813 è montato su un telaio in ferro da 3 × 43 × 7,5 cm, fissato ad un pannello, pure esso in ferro, da cm 48 × 32. Il pannello è munito di due griglie forate poste verso la parte superiore, come indica chiaramente la fotografia di figura 14. I due trasformatori grandi sono montati sulla parte del telaio più prossima al pannello, in modo che sia minima la flessione del pan-

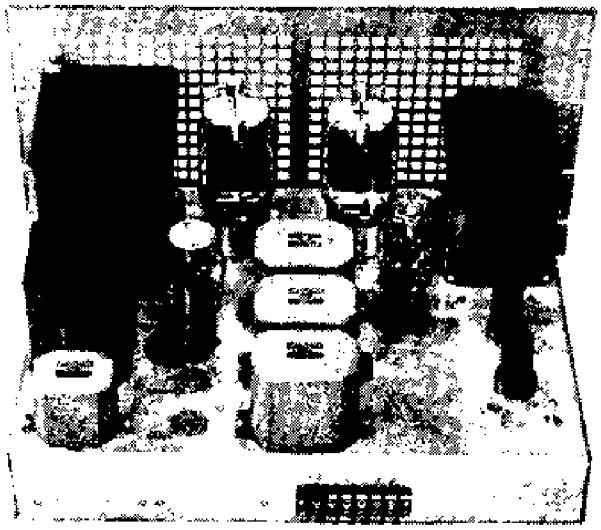


Figura 14.

IL MODULATORE DA 500 W CON TUBI 813, VISTO DA DIETRO

Il trasformatore di uscita per i tubi 813 (che pesa circa 27 kg), è montato esternamente al modulatore e perciò non è visibile in fotografia. L'innesto coassiale, sull'estremità posteriore a destra del telaio in questa fotografia, serve per l'entrata dell'audiofrequenza esterna. Il commutatore S_1, che pone l'amplificatore o sull'entrata per microfono o sull'entrata dell'audiofrequenza esterna è montato immediatamente a destra dell'innesto coassiale.

nello provocata dal loro peso. Inoltre la sommità del trasformatore più grande è resa solidale alla parte alta del pannello anteriore à mezzo di uno squadretto che costituisce così un utile elemento di rinforzo meccanico di tutto l'apparato.

Condizioni di lavoro dei tubi 813

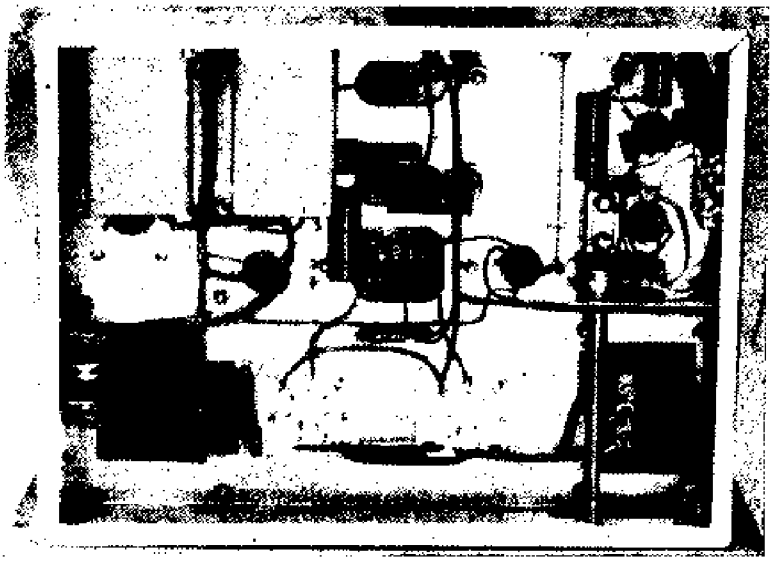
Due tubi 813 funzionanti in classe B sono in grado di sviluppare una potenza di uscita di almeno 500 W quando sono alimentati con una tensione anodica compresa fra 2000 e 2500 V. La scelta della tensione anodica di lavoro definitiva dipenderà da varie considerazioni, oltre che dalla potenza di uscita che si vuole ottenere dai due tubi 813.

Con 2000 V di tensione di alimentazione anodica, l'impedenza di carico fra i due anodi dovrà essere di circa 12.000

Figura 15.

IL TELAIO DEL MODULATORE CON TUBI 813 VISTO DAL BASSO

Nell'angolo sinistro in basso di questa fotografia sono visibili i due rettificatori al selenio per la polarizzazione negativa di griglia. I due condensatori-filtro per l'alta tensione sono montati sotto il telaio, sulla parete posteriore di esso. Si noti lo schermo degli stadi audio a basso livello visibile nell'angolo destro in alto. La schermatura dell'apparato è completata da una lastra fissata al fondo del telaio.



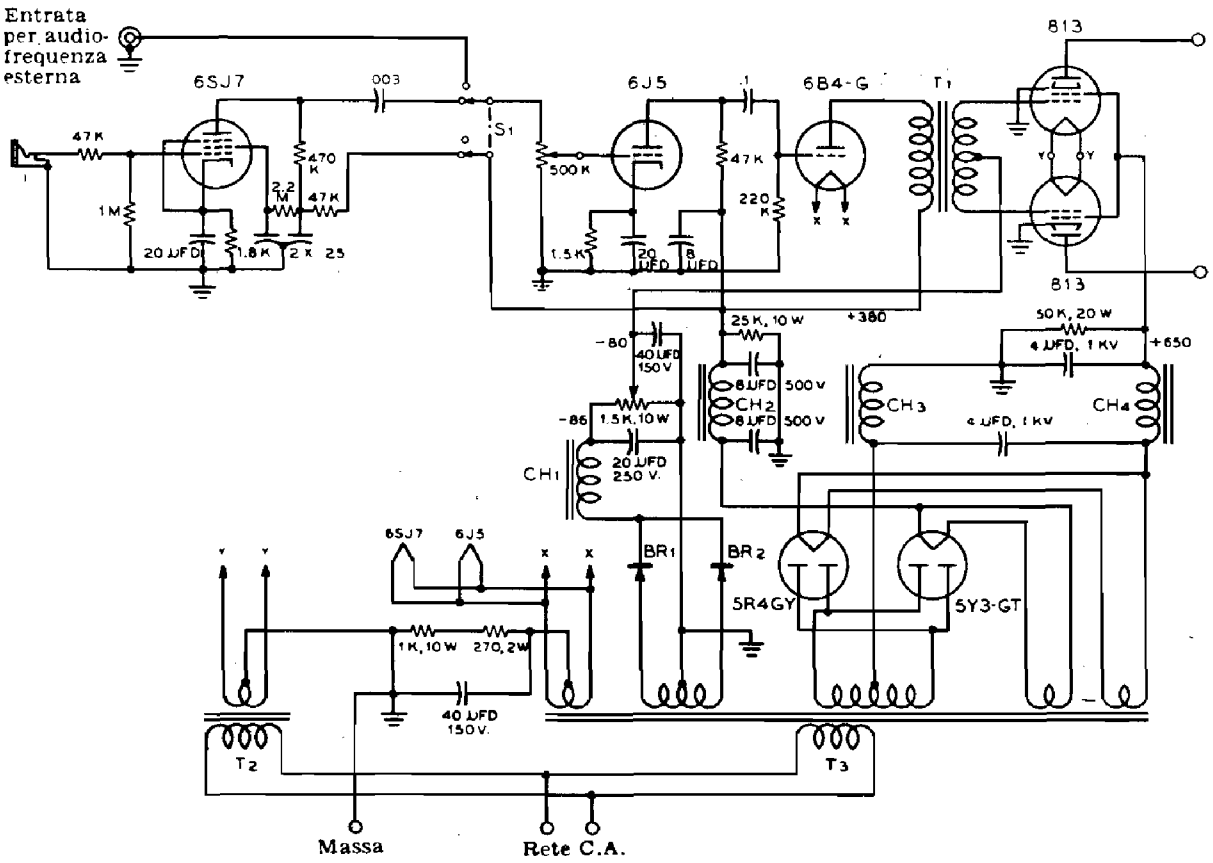


Figura 16.

SCHEMA ELETTRICO DEL MODULATORE DA 500 W CON TUBI 813

CH_1—15 H 60 mA - Impedenza-filtro
CH_2—30 H 75 mA - Impedenza-filtro
CH_3—10 H 200 mA - Impedenza-filtro
CH_4—20 H 100 mA - Impedenza-filtro
T_1—10 V/10 A
T_2—500 + 500 V/250 mA - 80 + 80 V/100 mA - 5 V/3 A - 5 V/2 A - 6,3 V/4 A - 6,3 V/3 A
Trasformatore di modulazione da 500 W
S—Innesto per microfono sul pannello frontale
S_1—Commutatore a 2 vie - 2 posizioni a levetta

Ω mentre con 2250 V essa dovrà risultare di 17.000 Ω. Con 2500 V di tensione anodica tale impedenza dovrà essere di 19.000 Ω e si otterrà una potenza di uscita di 500 W.

Poichè la corrente anodica di un tubo 813 funzionante in classe B è sostanzialmente indipendente dal valore istantaneo della tensione anodica, la tensione alternata sviluppata sopra il primario del trasformatore di modulazione è, per le più basse frequenze, direttamente proporzionale alla induttanza del primario. Di conseguenza, se viene impiegato un trasformatore di uscita che abbia una induttanza del primario inadeguata, si avranno alle più basse frequenze acustiche, forti distorsioni e una potenza di uscita ridotta. Questo stesso fatto evidentemente accade in qualunque amplificatore nel cui stadio finale di uscita siano impiegati pentodi e tetrodi a fascio. Per tale motivo negli stadi finali impieganti questi tipi di tubi occorre sempre usare trasformatori di uscita della migliore qualità possibile.

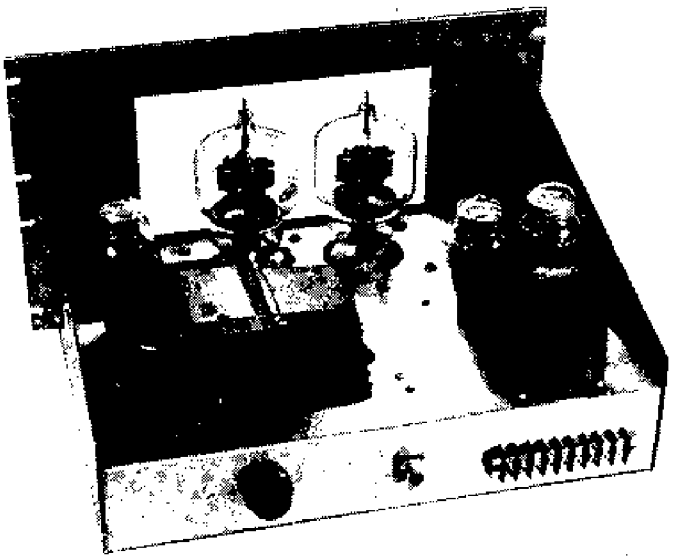


Figura 17.
IL MODULATORE CON TUBI 304-TL, VISTO DA DIETRO

L'uso di un trasformatore di uscita con induttanza primaria insufficiente avrà, sul funzionamento di un modulatore con tetrodi o pentodi nello stadio di uscita, un effetto più deleterio di quanto non possa averlo su modulatori con triodi in classe B. I triodi, malgrado gli svantaggi che offrono come modulatori in classe B, possono meglio tollerare una bassa induttanza del primario del trasformatore di uscita ad essi accoppiato.

Modulatore da 500 W con tubi 304-TL

Ordinariamente ben pochi radiodilettanti sono disposti ad impiegare, negli stadi di forte potenza dei loro trasmettitori, i tubi tipo 304-TL. Malgrado questo tubo sia indubbiamente eccellente per la sua altissima transconduttanza e per l'amplificazione di potenza che può fornire, il suo prezzo e le sue possibilità sono esuberanti anche per un loro impiego in un trasmettitore da un Kilowatt per dilettanti. Sul mercato dei materiali residuati esistono tuttavia ancora forti disponibilità di tali tubi e quindi il loro prezzo può essere in qualche caso relativamente basso e ciò può rendere utile considerare il loro impiego nei trasmettitori ad alta potenza per dilettanti. Occorre però, prima che un dilettante decida l'eventuale impiego dei tubi 304-TL, che esso consideri il costo dell'energia elettrica necessaria per l'accensione dei filamenti, costo che può assumere una importanza ben maggiore dello stesso prezzo di acquisto del tubo.

Il tubo 304-TL è particolarmente indicato come tubo modulatore dei trasmettitori ad alta potenza per dilettanti. Per il suo basso coefficiente di amplificazione (circa 12) il tubo 304-TL può essere usato come triodo modulatore Heising in classe A. Tale impiego può essere attuato in pratica per modulare trasmettitori di media potenza, quando sia disponibile una tensione di alimentazione anodica di 1500 o 2000 V. Ma la migliore utilizzazione del tubo 304-TL

si ha quando viene impiegato in un modulatore ad alta potenza in classe AB o in classe B. Poichè con soli 2000 V di tensione di alimentazione anodica (corrente anodica di 1 A) una coppia di tubi 304-TL può dare una potenza di uscita anche di 1400 W, sorge il problema di scegliere un gruppo di tensioni di lavoro per gli elettrodi dei tubi, con le quali sia possibile ottenere una potenza di uscita ad audiofrequenza di 550 W. Considerando una perdita del 10 per cento nel trasformatore di modulazione, questa potenza si riduce a 500 W, sufficienti ad eseguire la piena modulazione anodica di uno stadio finale a radiofrequenza da un kW di potenza di alimentazione anodica assorbita, che costituisce il massimo ammissibile per le stazioni trasmittenti dilettantistiche. Si possono suggerire tre gruppi di condizioni di lavoro che consentono di ottenere una potenza di uscita di 550 W da due tubi 304-TL funzionanti a pieno segnale. Questi gruppi di condizioni di lavoro li chiameremo condizioni 1, 2 e 3.

CONDIZIONE 1: Funzionamento in piena classe B, con carico anodico ottimo.

Nella condizione 1 la piena potenza di 550 W verrà ottenuta con una tensione anodica inferiore a 1250 V senza necessità di un eccessivo pilotaggio di griglia. Le condizioni di lavoro consigliabili per avere 550 W di uscita sono:

Tensione anodica V	Polarizzazione di griglia V	Carico da anodo ad anodo Ω	Max. corr. anodica mA	Picco del segnale da griglia a griglia V
1250	— 100	4.400	650	360
1500	— 105	6.600	525	360
2000	— 160	12.500	375	440
2500	— 220	18.500	300	530
3000	— 260	27.000	260	580

Col funzionamento in classe B si ha un maggiore rendimento del circuito anodico, ma è necessaria una forte potenza di pilotaggio. Naturalmente per le condizioni di lavoro sopra riportate, debbono essere accese entrambe le metà dei filamenti dei tubi 304-TL.

CONDIZIONE 2: Funzionamento in piena classe B. Uso di una sola metà di ognuno dei tubi 304-TL. Nella condizione 2 viene impiegata solo metà di ogni tubo 304-TL. Il filamento dell'altra metà del tubo rimane spento. Con questo sistema la potenza assorbita dai filamenti dello stadio viene ridotta da 260 W a 130 W e dei quattro filamenti elementari contenuti nel tubo ne vengono accesi solo due. In queste condizioni di funzionamento, il tubo 304-TL diviene equivalente al tubo 152-TL eccetto che la capacità interelettrodica del tubo 304-TL rimane ovviamente uguale a quella che si ha quando tutto il filamento viene acceso. Quando viene acceso solo metà del filamento, è consigliabile, almeno ogni mese, provvedere a scambiare fra loro i filamenti in modo da farli lavorare alternativa-

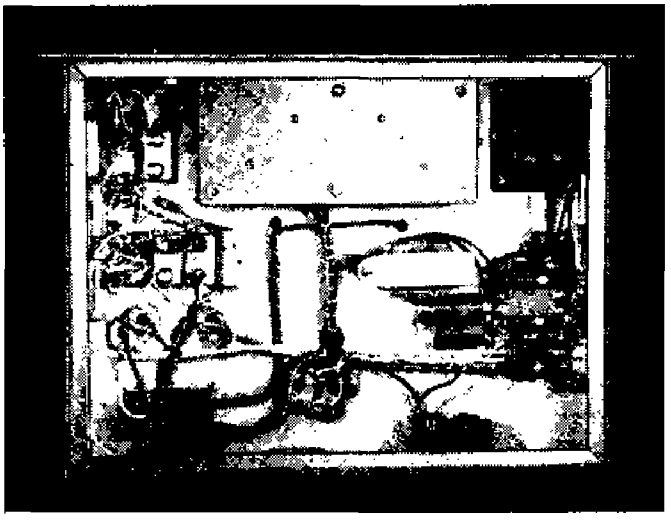
mente un certo tempo l'uno e un certo tempo l'altro.

Con metà filamento acceso, le condizioni di lavoro atte a ricavare da una coppia di 304-TL una potenza di uscita di 550 W è consigliabile che siano corrispondenti a quelle riportate nella seguente tabella:

Tensione anodica V	Polarizzazione di griglia V	Carico da anodo ad anodo Ω	Max. corr. anodica mA	Picco del segnale da griglia a griglia V
1500	— 105	5.500	570	500
2000	— 160	12.400	380	540
2500	— 220	18.000	310	600
3000	— 260	26.000	270	660

Dalle due tabelle sopra riportate si vede che il risultato che si ottiene usando soltanto una metà del filamento dei tubi 304-TL rispetto a quello che si ha quando si usa tutto il filamento, è che con i tubi accesi a metà, aumenta il pilotaggio di griglia e quindi, in queste condizioni di lavoro, debbono essere maggiori sia la tensione di pilotaggio sulle griglie sia la potenza di pilotaggio.

Figura 18.
IL TELAIO DEL MODULATORE CON TUBI 304-TL, VISTO DA SOTTO
Il grande reostato posto sul retro del telaio regola la tensione dei filamenti dei tubi 304-TL variando la tensione al primario del trasformatore del filamento. Gli zoccoli per i tubi 304-TL sono montati su una piastra metallica dietro la fiancata frontale del telaio.



CONDIZIONE 3: Funzionamento in classe AB_1 (senza alcun assorbimento di corrente di griglia). I tubi vengono usati al completo.

Col funzionamento in classe AB_1 non viene richiesta alcuna potenza di eccitazione allo stadio che pilota le griglie dei tubi 304-TL. Ciò porta come risultato che lo stadio pilota che eccita lo stadio modulatore può essere costituito da un solo tubo di piccola potenza o da due tubi di potenza ancora minore. Qualora lo si desideri, può essere impiegato uno stadio pilota con due tubi tipo 6B4-G in controfase, come quello impiegato nel modulatore il cui schema è riportato in figura 19, ma non viene utilizzata se non in minima parte la potenza che tale stadio pilota può erogare.

Esaminando la tabella relativa al funzionamento di due tubi 304-TL in classe AB_1 che riporteremo fra breve, può facilmente rilevarsi che il funzionamento di tubi in classe AB_1 dà un rendimento molto basso, inteso questo rendimento come rapporto fra potenza di uscita fornita e potenza di alimentazione assor-

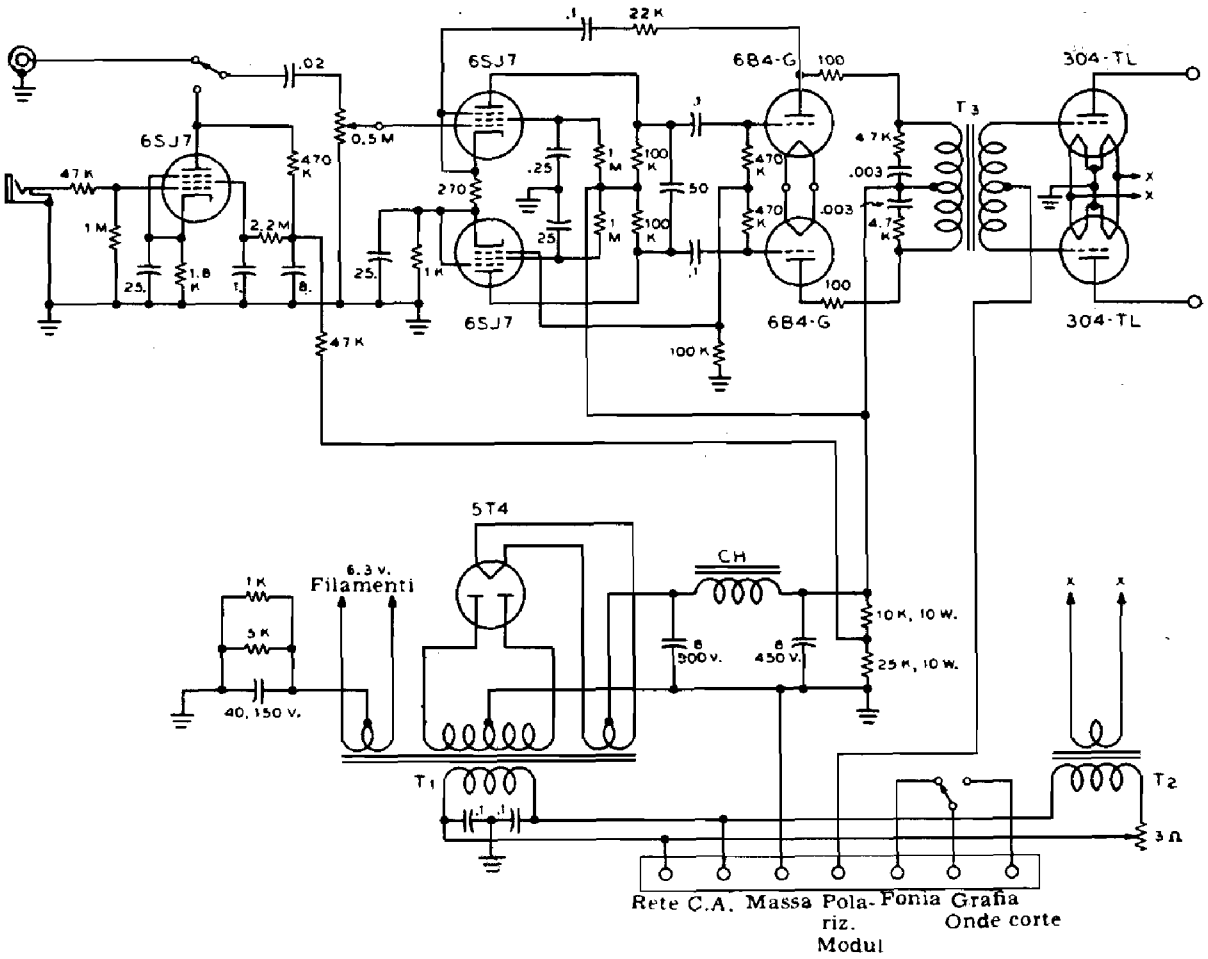


Figura 19.

SCHEMA ELETTRICO DEL MODULATORE AD ALTA POTENZA

CH—10,5 H-110 mA - Impedenza-filtro

T_1—350 + 350 V/120 mA - 5 V/3 A - 6,3 V/4,7 A

T_2—10 V/26 A - trasformatore di filamento (vedi testo)

T_3—Trasformatore pilota da 2A3 oppure 6B4-G a griglie in classe B

Tipo a vari rapporti. Rapporto di spire primario a secondario da 1,25 a 1 a 2,5 a 1

bita. Ma per particolari applicazioni, quando cioè sia disponibile una bassa potenza di uscita erogabile dallo stadio pilota, queste condizioni di funzionamento possono risultare utili.

Descrizione del modulatore con tubi 304-TL Le figure 17 e 18 illustrano un modulatore con tubi 304-TL che può essere usato in qualunque delle condizioni di lavoro previste per i tubi 304-TL e che abbiamo precedentemente passate in rassegna. Su uno stesso telaio vengono montati il preamplificatore per microfono, lo stadio pilota con due tubi 6B4-G in controfase, l'alimentatore per il preamplificatore e per lo stadio pilota, i tubi dello stadio finale ed il trasformatore di alimentazione per i filamenti di questi tubi. L'alimentatore che fornisce la polarizzazione negativa di griglia per i tubi 304-TL e la tensione anodica per gli stessi; il trasformatore di modulazione e il milliampermetro per la misura della

Tensione anodica V	Polarizzazione di griglia V	Carico da anodo ad anodo Ω	Max. corr. anodica mA	Picco del segnale da griglia a griglia V	Potenza di uscita W
2000	— 160	5300	550	320	490
2500	— 220	8000	500	440	550
3000	— 260	12.000	450	520	730

corrente anodica assorbita, sono esterni.

I due gruppi di filamenti dei tubi 304-TL sono collegati in serie, sicchè i due tubi richiedono 10 V di accensione con 26 A Questo collegamento consente di usare un vecchio trasgormatore di accensione di filamenti da 11 V / 30 A con inserito nel primario un reostato da 3 Ω-50 W in modo che la tensione di filamento possa venire ridotta a 10 V. Qualora fosse disponibile un trasformatore in grado di fornire 5 V con una corrente di 52 A, i filamenti dei tubi potranno venire collegati fra loro in derivazione. È probabile che sul mercato dei materiali residuati possa essere acquistato un trasformatore del genere, dimensionato anzi per 5 V / 60 A, e che era stato costruito appunto per la alimentazione dei filamenti di una coppia di tubi 304-TL. Un tale trasformatore è quindi perfettamente rispondente all'impiego in questo modulatore. Qualora venissero fatti funzionare solo metà dei filamenti dei tubi 304-TL, potrà essere utilizzato un trasformatore da 5 V / 30 A, come quello che serve per la accensione di una coppia di tubi tipo 4-250A.

La parte preamplificatrice per microfono del modulatore è più o meno del tipo usuale, con possibilità di inserzione o di un microfono piezoelettrico o di un

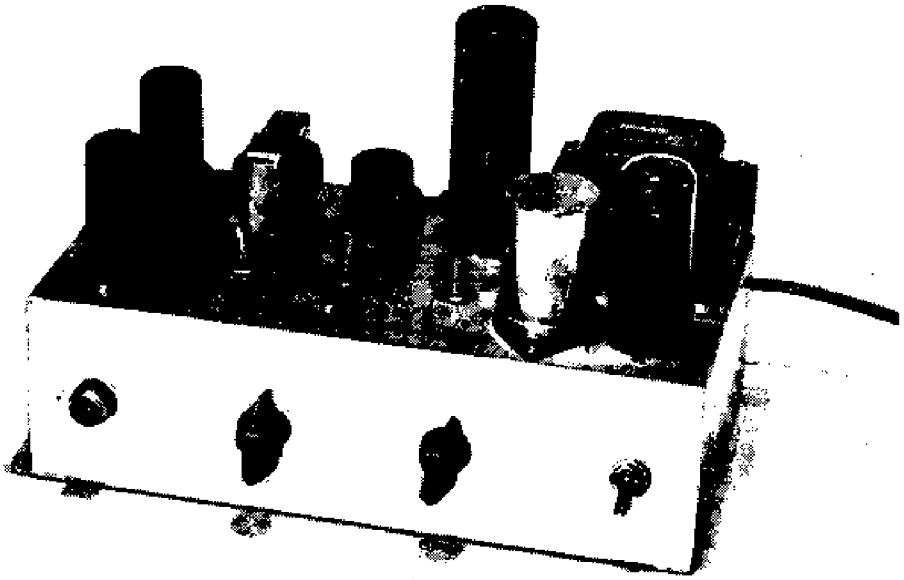


Figura 20.
VISTA FRONTALE DEL MODULATORE DI SCHERMO

segnale ad audiofrequenza esterno, collegato al retro dell'amplificatore a mezzo di un innesto per cavo coassiale.

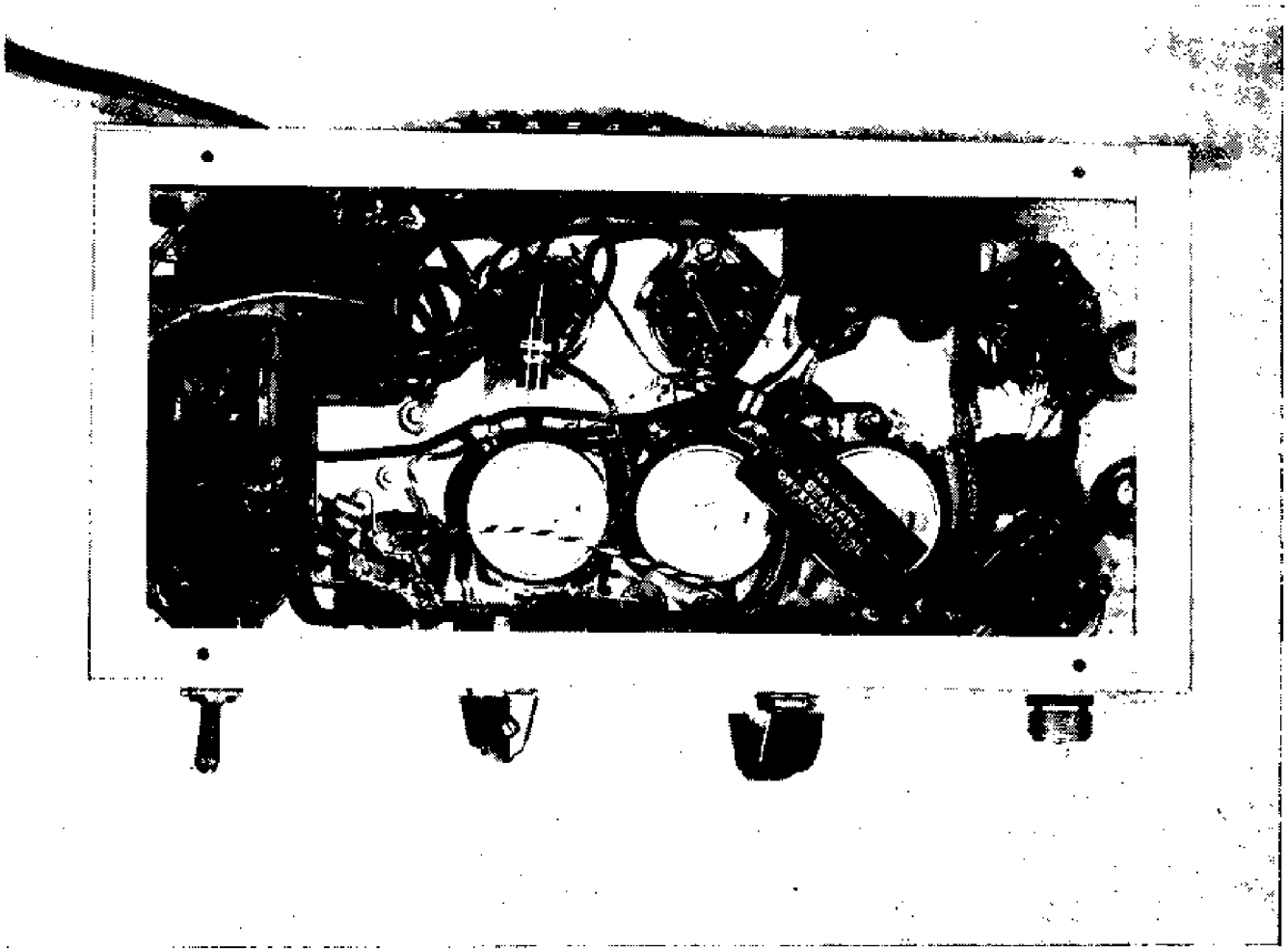
Si è fatto uso di un piccolo ammontare di controreazione dall'anodo di uno dei due tubi pilota al catodo del primo 6SJ7 invertitore di fase. L'uso della controreazione apporta un miglioramento nella linearità e nella stabilità della tensione erogata dallo stadio pilota. Il commutatore « Fonia-Grafia », montato sul pannello, è collegato ad un relè esterno che pone in corto-circuito il secondario del trasformatore di modulazione, disinserisce la tensione anodica dai tubi 304-TL ed elimina il cortocircuito dal circuito di manipolazione, quando il commutatore viene posto nella posizione « grafia » (corrispondente cioè alla trasmissione telegrafica con onde persistenti non modulate).

Modulatore di schermo

Nel capitolo 8° è stata estesamente trattata la modulazione effettuata sulla tensione di schermo, eseguendo anche un confronto fra i vari metodi atti ad eseguire tale tipo di modulazione.

Il modulatore sulla tensione di griglia schermo, illustrato nelle figure 20 e 21, è stato costruito in modo da mettere in atto gli accorgimenti suggeriti in tale capitolo per ottenere il massimo vantaggio possibile dal modulatore ad uscita catodica. Lo schema elettrico di un

Figura 21.
IL TELAIO DEL MODULATORE DI SCHERMO, VISTO DA SOTTO



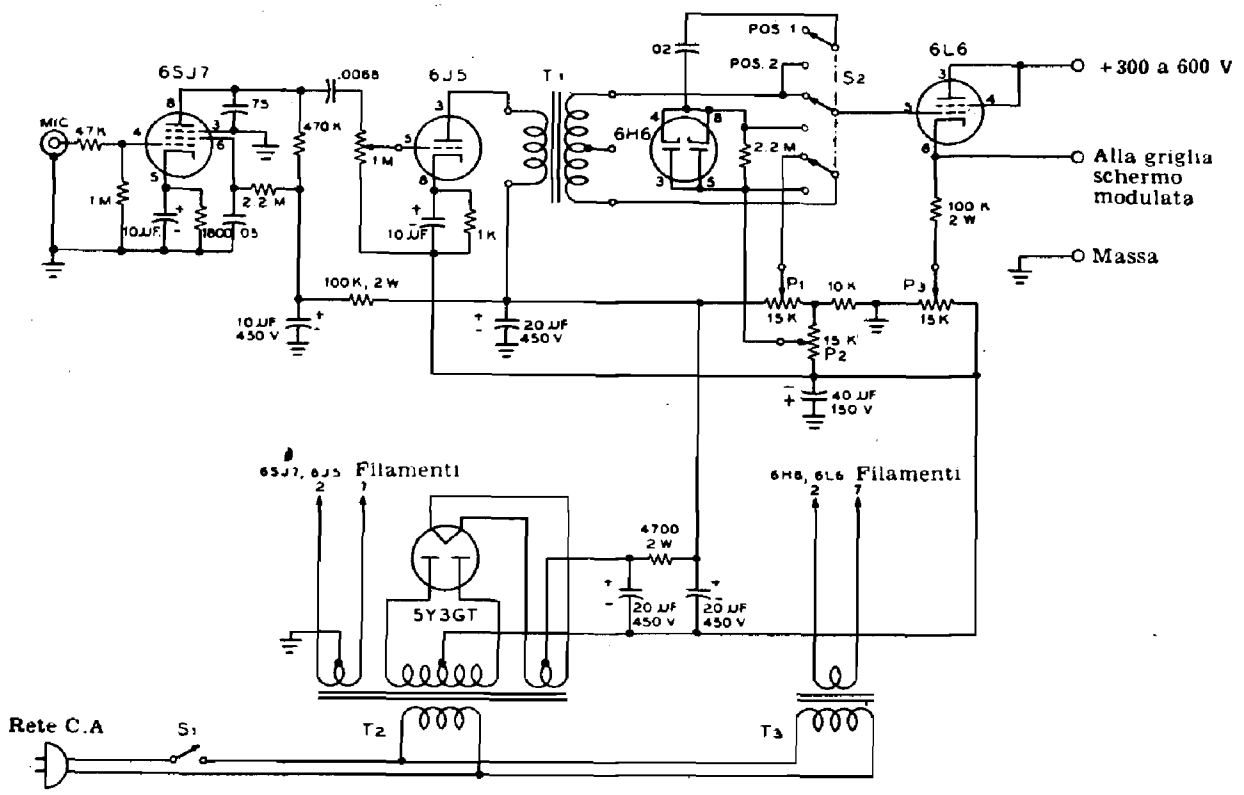


Figura 22.

SCHEMA ELETTRICO DEL MODULATORE DI SCHERMO

S_1—Interruttore di linea a levetta unipolare ad *una via*

T_1—Trasformatore di entrata per controfase, rapporto 3 a 1.

T_2—325 + 325 V/40 mA - 5 V/2 A - 6,3 V/2 A

T_3—6,3 V/1,2 A

S_2—Commutatore a 4 vie - 2 posizioni

tale modulatore è illustrato dalla figura 22.

Il circuito del modulatore di schermo I primi due stadi del modulatore sono assolutamente normali e fanno uso di un pentodo tipo 6SJ7, come amplificatore per microfono, ad elevata amplificazione, e di un triodo tipo 6J5. Un artificio non usuale è stato apportato sullo stadio con tubo 6J5, poichè il ritorno di catodo di tale tubo è stato portato ad un potenziale di — 100 V rispetto a massa: ciò è stato fatto allo scopo di aumentare l'effettiva tensione anodica sul tubo, in modo che esso sia in grado di sviluppare una maggiore tensione sull'ingresso del trasformatore T_1, senza dar luogo a distorsione.

L'anodo del tubo 6J5 è accoppiato al tubo modulatore 6L6 mediante un trasformatore con rapporto 3 a 1 fra primario e secondario. Il trasformatore è del tipo per entrata ad un controfase, allo scopo di ottenere una sufficiente ampiezza di tensione ad audiofrequenza dallo stadio ad uscita catodica. Questo stadio introduce una piccola perdita di tensione, invece di una amplificazione di tensione, cosicchè la tensione applicata alla griglia deve essere leggermente

maggiore della tensione di uscita che deve essere fornita dal catodo. È consigliabile che sul secondario del trasformatore T_1 possa essere ottenuta una tensione di picco di circa 220 V.

Per la normale modulazione sulla griglia schermo dello stadio a radiofrequenza (con un valor medio costante di tensione di griglia schermo), il commutatore S_2 verrà posto nella posizione 1. Con tale commutatore posto su 1, il potenziometro P_1 viene a determinare il valore della tensione positiva media esistente sulla griglia schermo del tubo 6L6, tensione riferita a massa. (La griglia del tubo ad uscita catodica rimane invece negativa rispetto al catodo). In tal modo, mediante la regolazione di P_1, viene a variare la tensione media positiva continua applicata alla griglia schermo dello stadio a radiofrequenza modulato. Così la variazione di tale regolatore P_1 stabilisce l'ampiezza dell'onda portante esistente nel segnale di uscita dello stadio a radiofrequenza modulato sulla griglia schermo.

Poichè il catodo del tubo ad uscita catodica non può divenire negativo rispetto alla tensione esistente sul terminale basso della resistenza da 100 kΩ posta fra il catodo e il potenziometro P_3, la regolazione di P_3 varrà a stabilire il più basso valore di tensione negativa che la griglia schermo dello stadio modulato può raggiungere in corrispondenza del picco negativo di modulazione.

Pertanto la regolazione del potenziometro P_3 dovrà essere eseguita dopo che siano state compiute tutte le altre regolazioni sull'amplificatore modulato di griglia schermo, poichè la regolazione di P_3 stabilisce, come si è detto, il livello del picco negativo di modulazione. Questo potenziometro P_3 andrà regolato in modo che l'onda portante possa essere modulata al 100 per cento in senso negativo, ma non oltre il cento per cento. In altri termini, la regolazione di P_3 deve consentire il raggiungimento del 100 per cento di modulazione nel senso negativo ma non deve portare al taglio dei picchi negativi di modulazione. In tal modo la regolazione del potenziometro P_3 e dei circuiti ad esso associati adempie la stessa funzione del soppressore di « spurie » che hanno origine sugli stadi ad alto livello di un normale trasmettitore che sia modulato in ampiezza sul circuito anodico dell'amplificatore finale a radiofrequenza.

Funzionamento ad onda portante controllata Con il commutatore S_2 in pozione 2 l'apparato è predisposto a funzionare con modulazione sulla griglia schermo, ad onda portante controllata. Con il commutatore S_2 in posizione 2 il potenziometro P_1 non è più inserito in circuito cosicchè esso può essere lasciato nella stessa posizione sulla quale era stato regolato nella messa a punto della modulazione normale. Il potenziometro P_2 adesso regola la tensione di schermo dello stadio modulato, mentre il potenziometro P_3 regola il livello di modulazione in corrispondenza al picco negativo, alla stessa maniera che si è precedentemente vista.

Il diodo 6 H 6 viene inserito in circuito quando il commutatore S_2 è in posizione 2. Questo diodo adempie il compito di far raggiungere alla griglia schermo dello stadio modulatore la tensione media, in concomitanza col livello del segnale ad audiofrequenza che deve essere trasmesso. La costante di tempo della diminuzione della tensione di scher-

mo dopo che il segnale sia cessato è determinata dal condensatore da 0,02 μF, e dalla resistenza da 2,2 MΩ del circuito del diodo 6H6. Tali due componenti danno una costante di tempo di 44 millisecondi; questo valore d costante di tempo permetterà alla tensione di griglia schermo di variare in concomitanza con le sillabe della parola trasmessa mentre rimane costante sul suo valore medio quando vengono trasmessi suoni o parole particolari.

Funzionamento dell'apparato L'apparato è in grado di modulare sulla griglia schermo qualunque stadio a radiofrequenza eseguito con tubi aventi potenza compresa fra quella che può ottenersi con un tubo 807 e quella di un tubo 4-250 A. La tensione anodica applicata al tubo 6L6 può essere inferiore a 300 V., quando il tubo da modulare è del tipo 2E26, 815 o simili, mentre per tubi come il tipo 4-250 A è necessaria la massima tensione anodica applicabile. Nel capitolo 8° sono state date altre informazioni sull'uso di questo apparato.

Amplificatore da 10 W ad alta fedeltà

L'amplificatore di uso generale illustrato nelle figure 23 e 24 è in grado di dare prestazioni eccezionalmente buone. La parte principale dell'amplificatore è stata fatta funzionare per un periodo di molti anni senza alcun peggioramento di prestazioni o senza alcun guasto di componenti.

L'amplificatore ha tre entrate, selezionabili a mezzo di un commutatore posto sul pannello frontale, predisposte per amplificare l'audiofrequenza contenuta nelle trasmissioni televisive, quella di

Figura 23.
AMPLIFICATORE AD ALTA FEDELTA' VISTO DAVANTI

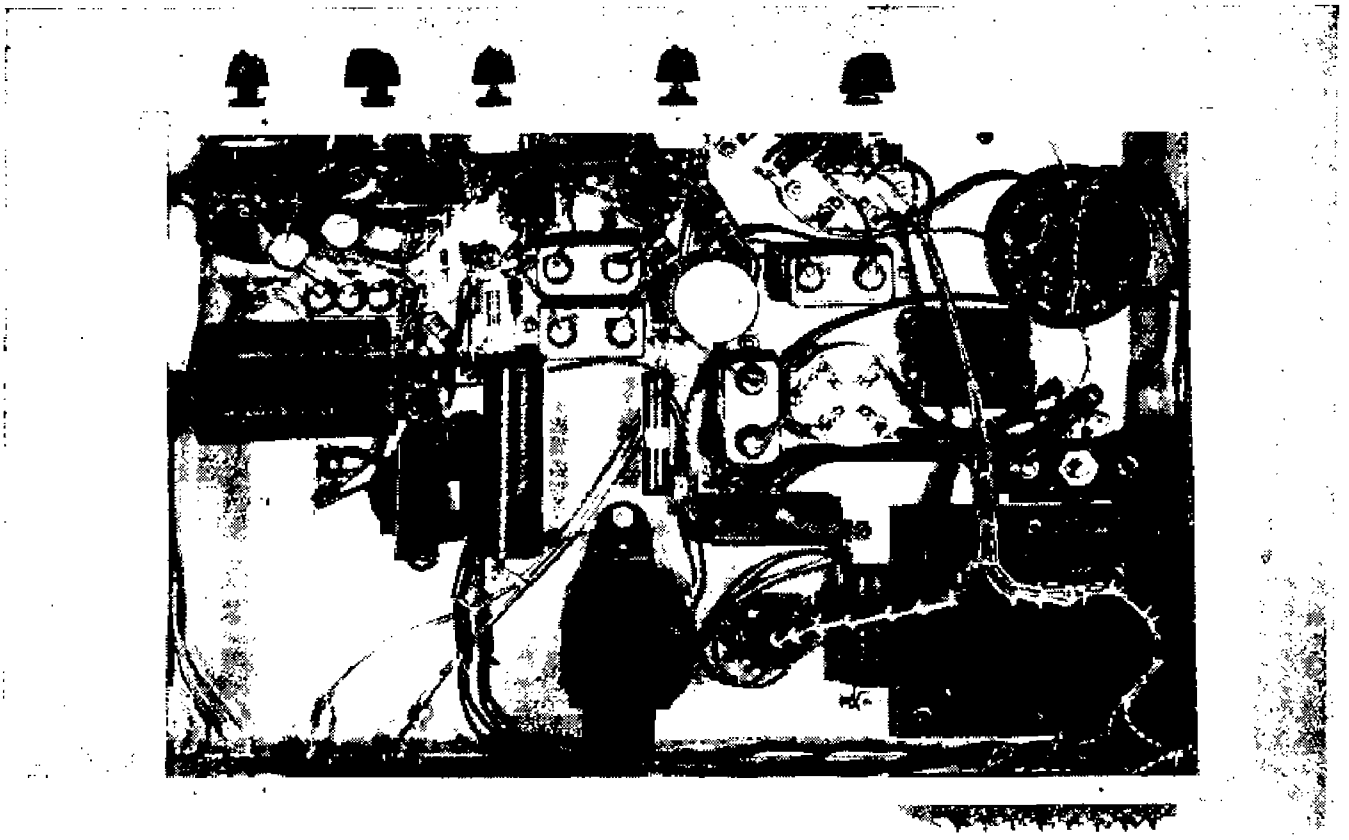


Figura 24.

IL TELAIO DELL'AMPLIFICATORE AD ALTA FEDELTA', VISTO DA SOTTO

Da notare il sistema con cui è eseguito il collegamento a massa dei circuiti di ritorno dei due stadi del preamplificatore per fonografo.

trasmissioni radiocircolari con modulazione d'ampiezza o di frequenza, oppure quella di un registratore a nastro.

L'amplificatore principale La parte principale dell'amplificatore fa uso di una coppia di tubi 2A3, con accorgimenti per quanto concerne tanto il bilanciamento dinamico dei due tubi quanto il bilanciamento statico.

Il potenziometro P_1 agisce come regolatore per il bilanciamento statico delle correnti anodiche. Poichè nel circuito filtro della corrente anodica che alimenta gli anodi dei tubi 2A3, alla tensione di 380 V, è fatto uso di un filtro ad una sola sezione, rimane una piccola quantità di ronzio nella tensione anodica. Servendosi di un voltmetro elettronico ad alta sensibilità collegato sull'uscita a 500 Ω dell'amplificatore, si dovrà regolare il potenziometro P_1 fino ad ottenere il minimo livello di ronzio. La minima tensione di ronzio dovrà avere un valore corrispondente al disturbo per agitazione termica e dovrà aggirarsi su circa 5 mV misurati sull'uscita a 500 Ω dell'amplificatore.

Il potenziometro P_2 per l'esecuzione

del bilanciamento dinamico, può essere regolato al suo migliore valore a mezzo di un analizzatore di distorsione o di un misuratore di intermodulazione. Con una regolazione di P_2 ben eseguita, la distorsione di seconda armonica deve completamente annullarsi e la distorsione di intermodulazione deve ridursi ad un valore estremamente basso. Quando entrambe le regolazioni di bilanciamento saranno state messe a punto sulla posizione migliore, la distorsione di intermodulazione dell'amplificatore, per una uscita corrispondente al livello di lavoro, ossia a 10 W e per un segnale di ingresso sinoidale, dovrà essere non superiore all'1,6 per cento.

La distorsione di intermodulazione diminuisce gradualmente al diminuire della potenza di uscita sotto i 10 W, mentre aumenta rapidamente quando la potenza di uscita oltrepassa i 10 W. La misura della intermodulazione viene compiuta inviando all'amplificatore due segnali, aventi rispettivamente frequenza 100 e 7000 Hz, le cui ampiezze stiano fra loro nel rapporto 1 a 4 ed eseguendo la misura del grado di intermodulazione a mezzo di un misuratore di intermodulazione.

La curva di risposta di frequenza dell'amplificatore principale è lineare entro 1 decibel per tutto il campo di frequenze comprese fra 20 e 20.000 Hz, ed è misurata su un livello di uscita di 5 W. La risposta in frequenza cade gradualmente alle frequenze più basse e più alte di quelle della gamma di cui sopra, ma per frequenze anche più alte di 100.000 Hz la pendenza della curva di risposta al variare della frequenza sarà molto lieve.

Fra l'uscita e l'entrata dell'amplificatore è inserita una controreazione di circa 8 decibel.

Lo stadio pilota per i tubi 2A3 è costituito da un tubo 6SN7-GT, funzionante come amplificatore in controfase. Anche il primo stadio dell'amplificatore principale impiega un tubo 6SN7-GT, con la seconda metà di tale tubo funzionante come invertitrice di fase.

L'amplificatore principale richiede un segnale di entrata di circa 1 V efficace per erogare la piena potenza di uscita.

Il regolatore di volume P_3 dell'amplificatore principale è del tipo a compensazione di tonalità, cioè con un accorgimento atto ad aumentare i toni bassi in corrispondenza alle posizioni più basse del regolatore di volume.

Qualora lo si desideri, può venire eliminato l'aumento di toni bassi in corrispondenza ai volumi minori, ruotando indietro il potenziometro P_4.

Il condensatore per la compensazione della tonalità, C_A, può essere scelto su un valore compreso fra 0,02 μF e 0,05 μF a seconda dei gusti personali, tenendo presente che i valori più bassi di capacità tendono a dare un timbro rimbombante quando il regolatore di volume è posto sulle posizioni più basse.

Il preamplificatore per fonografo

Il preamplificatore a compensatore per fonografo è stato progettato per essere usato con un fonorivelatore del tipo a riluttanza variabile, sia per la riproduzione di dischi a microsolco sia per la riproduzione di dischi normali. Possono anche essere usati altri tipi di fonorivelatori magnetici con tensione di uscita piuttosto alta, purchè essi vengano muniti di un attenuatore che venga inserito fra l'uscita del fonorivelatore e la griglia del primo tubo.

Il primo tubo del preamplificatore è del tipo 6J7 ed è previsto per funzionare con un segnale di ingresso di 100 mV efficaci al massimo.

Il correttore per le frequenze alte nel preamplificatore, che serve a compensare la caratteristica in salita sulle frequenze alte propria di alcuni tipi di dischi, è costituito da una resistenza variabile collegata direttamente sul preamplificatore, sui morsetti di entrata per fonorivelatore. La resistenza, assieme all'induttanza del fonorivelatore a riluttanza variabile, fornisce una sufficiente linearità alla riproduzione alle frequenze alte.

Su entrambi gli stadi del preamplificatore è stato attuato il circuito di compensazione a bassa frequenza, che serve a compensare l'attenuazione alle frequenze basse caratteristica delle registrazioni fonografiche. Circa metà della compensazione è data dal tubo 6SJ7 del secondo stadio, che include un circuito di controreazione a resistenza-capacità derivato fra anodo e griglia. Il tubo 6J7 a basso livello di disturbo, che costituisce il primo stadio, fornisce una ulteriore compensazione e include accorgimenti per variare la caratteristica di risposta in frequenza, a seconda dei diversi tipi di registrazione fonografica.

L'amplificazione di questo preamplificatore, misurata alla frequenza di 1000 Hz, è di circa 100 (40 decibel). Quando il commutatore S_2 inserisce un condensatore da 0,02 μF, l'amplificazione diviene di circa 21 decibel a 50 Hz, al disotto della quale frequenza l'amplificazione cade rapidamente.

La tensione necessaria per l'alimentazione anodica dei tubi del preamplificatore è di 250 V e la corrente assorbita è di 3,2 mA. È necessario che la tensione anodica sia filtrata con estrema cura.

Costruzione Il tipo di componenti impiegati nella costruzione della parte principale del preamplificatore e il tipo di montaggio usato non sono critici. Tuttavia occorre che venga posta particolare cura nella costruzione del preamplificatore, se si vuol ottenere un buon rapporto segnale-disturbo. Queste precauzioni sono necessarie quando si fa uso di fonorivelatori a riluttanza variabile, che forniscono una tensione di uscita molto bassa.

È da rilevare che i filamenti dei tubi del preamplificatore sono alimentati da un apposito trasformatore di alimentazione e che tali filamenti sono mantenuti ad una tensione positiva di 18 V. rispetto a massa. Inoltre, i collegamenti che portano la tensione di accensione dal secondario del trasformatore di alimentazione ai filamenti dei tubi, vanno eseguiti in filo schermato. Occorre sottolineare ancora che gli schermi di questi fili schermati debbono adempiere il solo compito di schermatura, con un solo punto dello schermo collegato a massa, e che nello schermo non deve assolutamente circolare alcuna corrente.

Dall'esame della figura 24 si noterà che tutti i collegamenti di massa dei due stadi del preamplificatore sono eseguiti in conduttore stagnato rigido di almeno 1,6 mm di diametro. L'applicazione di tali conduttori rigidi ai componenti avviene saldando un terminale stagnato alla estremità del conduttore rigido. Anche l'altro estremo del conduttore rigido, che dovrà essere collegato a massa, viene saldato ad un terminale in modo che possa essere stretto sotto una delle

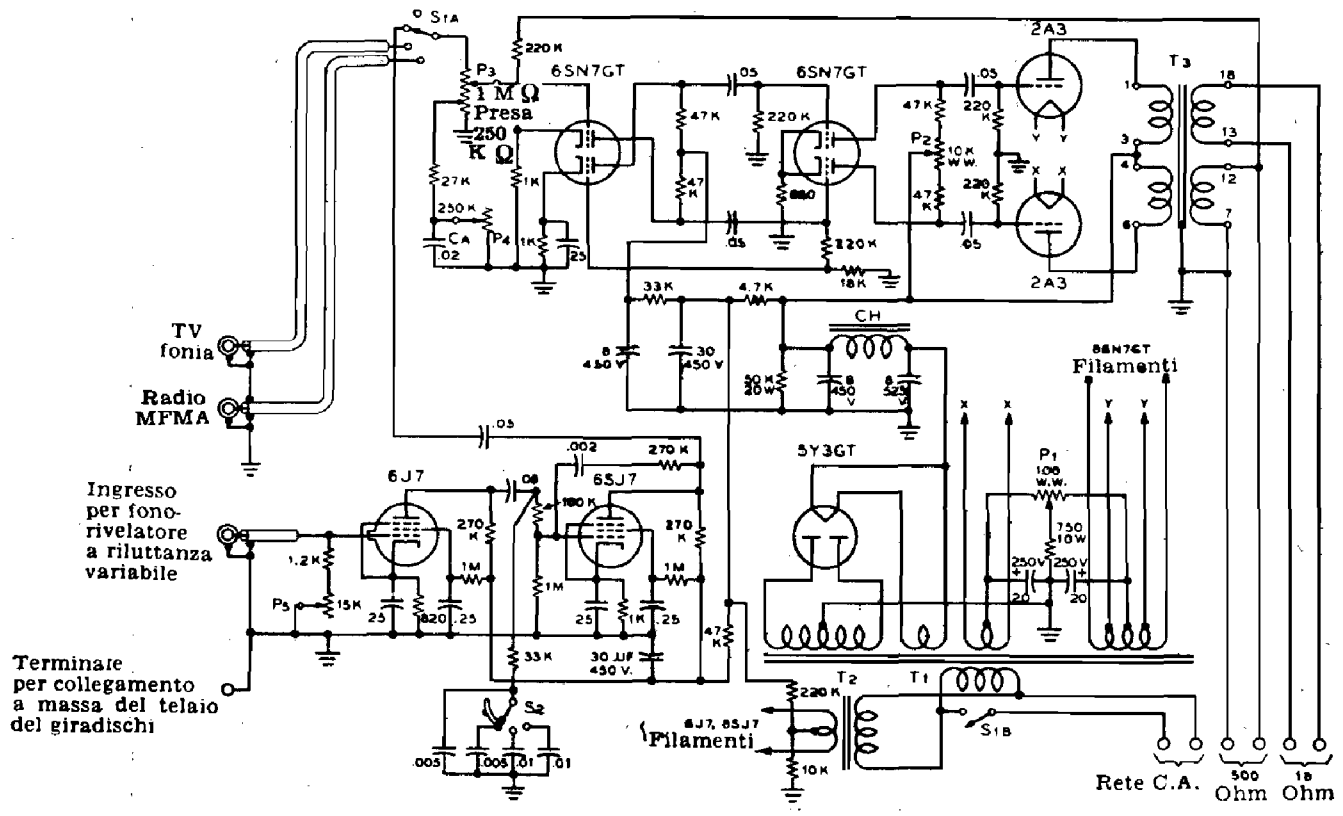


Figura 25.

SCHEMA ELETTRICO DELL'AMPLIFICATORE DA 10 W AD AMPIA GAMMA DI RISPOSTA E BASSA DISTORSIONE

C_A—Condensatore per la compensazione della tonalità in corrispondenza dei livelli di volume più bassi. Può essere modificato a seconda dei gusti.

CH—da 7 a 10 H - 120 o 150 mA. Impedenza-filtro

T_1 e T_2—375 + 375 V/120 mA - 5 V/2 A - 6,3/1,2 A - 2,5 V/2,5 A - 2,5 V/2,5 A

Tutti i secondari per filamenti sono con presa centrale. Questi dati sono relativi all'amplificatore. Occorre che al preamplificatore vengano forniti i 6,3 V/0,6 A necessari per l'accensione dei filamenti dei tubi 6J7 e 6SJ7. Tutte queste tensioni possono essere fornite da un unico trasformatore di alimentazione, purchè tutti i filamenti a 6,3 V dei tubi vengano alimentati da un avvolgimento la cui presa centrale venga collegata al positivo della tensione di polarizzazione, come è indicato nello schema.

T_3—Trasformatore di uscita di alta qualità con primario a 5000 Ω e secondari a 500 e 16 Ω.

viti che fissano i vari componenti sul telaio.

Dopo che sia stato ultimato il montaggio del preamplificatore, si potrà eseguire la selezione dei vari punti di massa sul telaio, controllando con un oscilloscopio il ronzio di uscita del preamplificatore, in modo da ottenere, con un punto di massa opportunamente scelto, il minimo livello di ronzio. Se il preamplificatore sarà stato ben costruito, la tensione di ronzio dovrà avere un valore all'incirca uguale al fruscio di agitazione termica, malgrado l'elevata amplificazione del preamplificatore.

È molto importante che lo schermo dei conduttori che portano il segnale del fonorivelatore alla griglia del tubo 6J7 sia unico: il segnale proveniente dal fonorivelatore non deve essere portato dallo schermo, ma invece deve essere portato da un conduttore che vada dal fono-

rivelatore alla presa per fonografo posta sul retro del telaio del preamplificatore e da questa presa vada ad uno dei punti di massa degli stadi del preamplificatore, preferibilmente al punto di massa del primo stadio.

Evidentemente la presa per fonografo posta sul telaio del preamplificatore dovrà avere entrambi i poli isolati da massa, e se essa è del tipo a jack occorrerà che venga isolata mediante fibra o altro materiale isolante. Il polo che normalmente, in una presa a jack, va fissato sul telaio è necessario che ora venga collegato, a mezzo di un conduttore, alla massa del primo stadio del preamplificatore.

È necessario che anche il telaio del giradischi venga collegato al telaio del preamplificatore mediante un conduttore separato. Qualora dovesse percepirsi un ronzio, dovuto alla capacità del fonorivelatore, e che aumenta perciò avvicinando la mano alla testina del fonorivelatore, sarà necessario collegare alla massa del preamplificatore tutta la parte metallica del braccio del fonorivelatore.

Sempre allo scopo di ridurre il livello di ronzio del preamplificatore, si suggerisce di usare trasformatori di alimentazione a bassa densità di flusso e di montarli in modo che l'avvolgimento risulti parallelo al piano del telaio e non perpendicolare ad esso. Quando l'avvolgimento del trasformatore di alimentazione è parallelo al telaio, si ottiene il minimo valore per le correnti indotte sul telaio stesso. È inoltre consigliabile che il trasformatore sia montato verticalmente ossia che il piano dei lamierini sia perpendicolare al telaio. Seguendo accuratamente i consigli dati sopra è possibile ottenere, nel preamplificatore che abbiamo illustrato, un rapporto segnale-disturbo maggiore di 60 decibel, anche quando nell'entrata per fonorivelatore è inserito il circuito di compensazione.

CAPITOLO VENTIQUATTRESIMO

Costruzione dei trasmettitori

Gli apparati che descriveremo in questo capitolo sono trasmettitori completi che o sono costituiti dall'insieme di varie parti già precedentemente descritte in questo libro oppure sono espressamente costruiti come apparati completi.

Questi ultimi vengono descritti per coloro che preferiscono costruire il trasmettitore come un complesso unico, piuttosto che suddiviso nelle varie parti quali l'eccitatore, l'amplificatore di potenza, il modulatore e l'alimentatore, parti che sono dettagliatamente descritte in questo libro o in altre pubblicazioni.

In ogni caso sarà importante che fra l'uscita dallo stadio finale del trasmettitore e il sistema di antenna vengano aggiunti tutti quegli accorgimenti che servono a ridurre la radiazione di armoniche. E' indispensabile che questi sistemi di accoppiamento a ridotta radiazione di armoniche, vengano attuati in un trasmettitore, quando questo viene installato in zone nelle quali esista il servizio televisivo. Nel capitolo 17° è svolta una trattazione completa degli accorgimenti e dei componenti necessari per ottenere una riduzione delle interferenze causate sulle ricezioni televisive.

Trasmettitore da 20 W esente da interferenze televisive

Le figure da 1 a 6 illustrano un completo apparato trasmettitore che non provoca interferenze televisive anche nelle zone marginali delle aree servite dai trasmettitori televisivi, dove cioè l'intensità di campo è molto bassa. L'apparato è composto da due complessi separati. Vi è un telaio principale, nel quale sono montati l'alimentatore, il modulatore, i circuiti di misura, i circuiti di regolazione e il relè per la commutazione dell'antenna o sul trasmettitore o sul ricevitore.

Montato superiormente al telaio principale e a questo collegato con un insieme di connessioni elettriche terminanti ad una spina multipla, vi è il complesso a radiofrequenza.

Nell'apparato che descriviamo, il com-

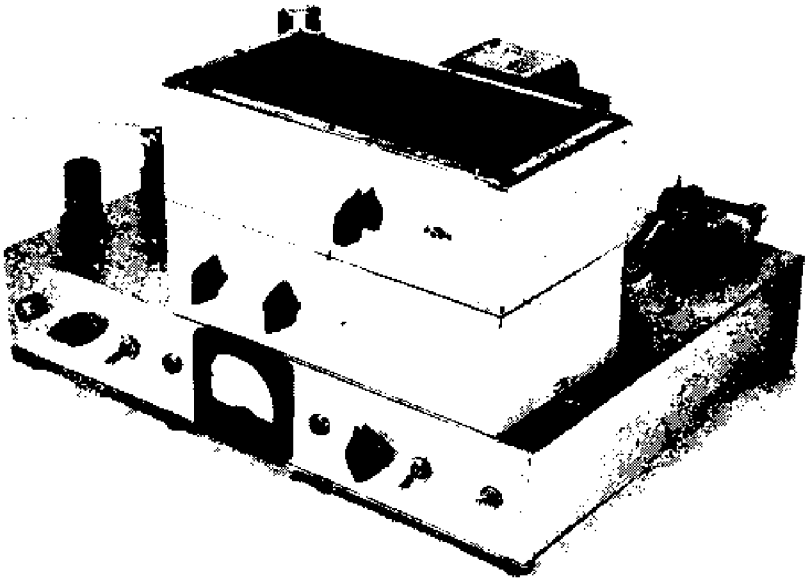


Figura 1.
VISTA FRONTALE DEL TRASMETTITORE COMPLETO

plesso a radiofrequenza è predisposto per il funzionamento sulla banda di frequenza di 50 MHz, ma questo può essere sostituito agevolmente da altri complessi a radiofrequenza predisposti a funzionare su bande di frequenza differenti da 50 MHz.

L'alimentatore e il modulatore Il complesso posto in basso esegue, come si è detto, la regolazione, la modulazione, e l'alimentazione del complesso posto superiormente, nel quale sono montati la parte eccitatrice e l'amplificatore finale, il cui stadio modulato assorbe circa 20 W di alimentazione anodica.

Poichè il complesso a radiofrequenza è completamente schermato, la sola via attraverso la quale possa sfuggire energia a frequenza armonica, tale da disturbare le ricezioni televisive, è costituita dai collegamenti di alimentazione e dai terminali di antenna.

Questi ultimi sono filtrati mediante un filtro a radiofrequenza, separato da tutto il resto del trasmettitore.

La radiazione di segnali a frequenza armonica attraverso i collegamenti di alimentazione viene bloccata mediante filtraggio eseguito nella presa di alimentazione del complesso a radio-frequenza, posto sul complesso alimentatore-modulatore.

Costruzione Il complesso che costituisce la base della stazione è costruito su un telaio in alluminio avente le dimensioni di 33 × 43 × 9 cm.

Come mostra la figura 1, i comandi delle regolazioni sono, visti da sinistra a destra: presa per microfono; regolatore di volume ad audiofrequenza, commutatore trasmissione-ricezione, lampadina spia rossa che indica quando l'apparato è in trasmissione, milliampermetro, lampada spia verde che indica quando la stazione ha i filamenti accesi, com-

mutatore dello strumento di misura, interruttore principale di alimentazione della stazione e commutatore per il passaggio da trasmissione in fonia a trasmissione in grafia con onde persistenti non modulate.

Il trasformatore di alimentazione di tutta la stazione è del tipo impiegato nei televisori più grandi e perciò può essere acquistato in un negozio di parti di ricambio per televisori, Esso deve poter fornire, al secondario di alta tensione con presa centrale, 720 V fra i due estremi e deve poter fornire una corrente di 250 mA. Inoltre deve avere i secondari di accensione dimensionati adeguatamente alla stazione, che in tal modo verrà completamente alimentata da un unico trasformatore di alimentazione.

Poichè nei trasformatori per televisori vi è normalmente un secondario che può fornire a 6,3V. una corrente di 0,6A, e che viene impiegato per la accensione del tubo a raggi catodici, tale secondario verrà usato per la accensione del filamento del tubo del primo stadio ad audiofrequenza.

La presa che porta le tensioni di alimentazione dal complesso di base al complesso a radiofrequenza, posto superiormente, è schermata con una scatola di lamiera stagnata, saldata sia agli spigoli che al coperchio. I condensatori di fuga e le impedenze a radiofrequenza per il filtraggio dei collegamenti di rete sono sistemati dentro questa scatola. Il cordone per l'alimentazione di tutta la stazione dalla rete, è filtrato da due impedenze a radiofrequenza e da condensatori posti immediatamente dietro la presa di alimentazione, situata posteriormente al telaio principale.

I circuiti di regolazione Il mezzo più semplice per passare dalla trasmissione alla ricezione, nel caso di un trasmettitore di bassa potenza e quando non sia possibile eseguire l'interruzione della corrente che

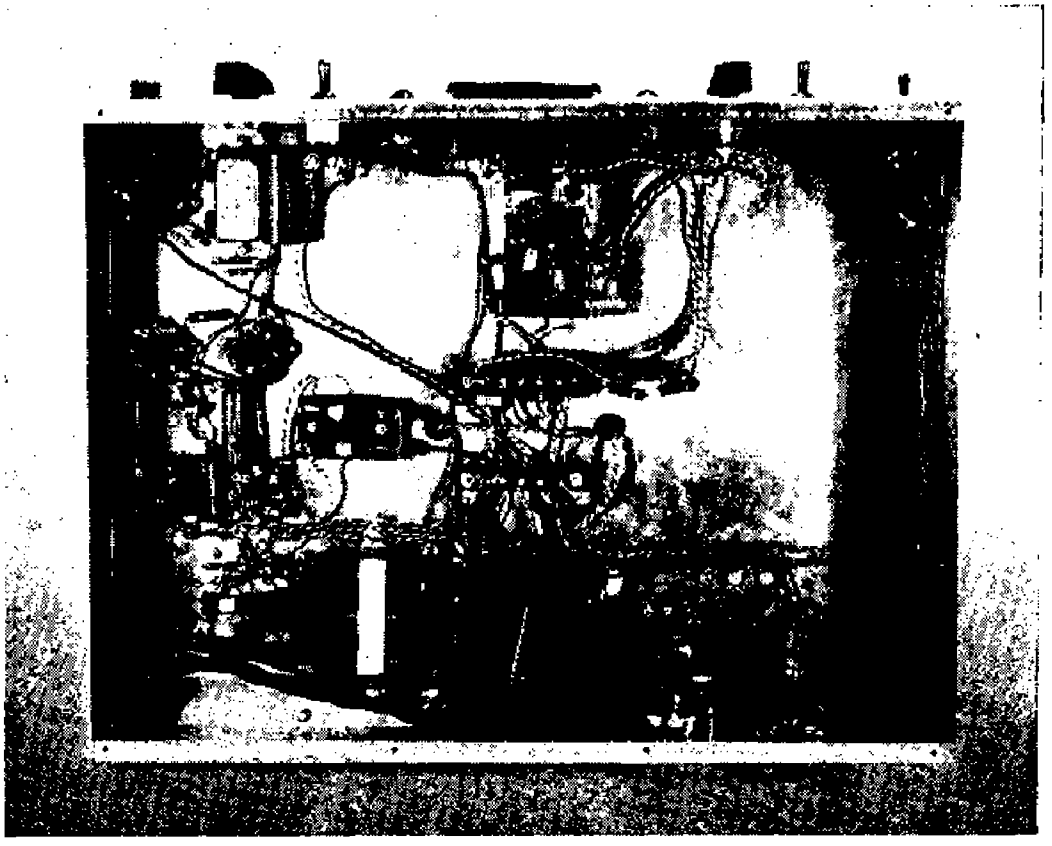


Figura 2.
LA PARTE INFERIORE DEL TELAIO PRINCIPALE

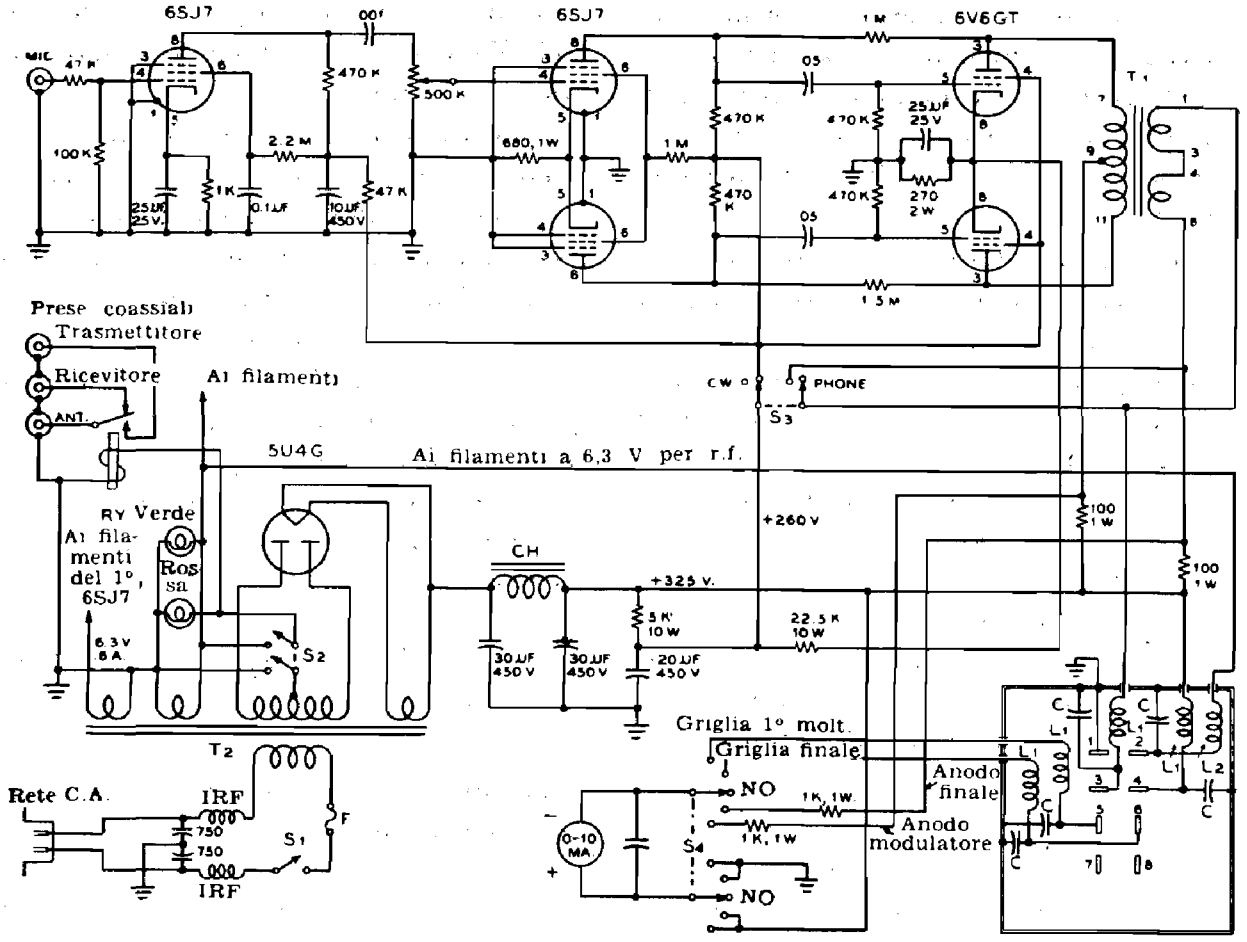


Figura 3.

SCHEMA ELETTRICO DEL TELAIO PRINCIPALE

L_1—50 spire filo rame da 0,22 mm a doppia copertura di cotone, avvolte su un cilindretto in polistirolo di 6 mm di diametro

L_2—16 spire filo rame da 1 mm a doppia copertura di cotone, avvolte su un cilindretto in polistirolo di 6 mm di diametro

C—0,001-µF condensatore di fuga ceramico.

CH—2,25 H-250 mA. Impedenza-filtro.

F—Fusibile da 3 A

S_1—Interruttore unipolare ad una via, a scatto rapido, per l'alimentazione dalla rete

S_2—Interruttore bipolare ad una via a scatto rapido, per servizio

S_3—Commutatore bipolare a due vie a scatto rapido, per la commutazione « Fonia-Grafia »

S_4—Commutatore di misura a piastrina a 2 vie - 5 posizioni

T_1—Trasformatore di modulazione da 15 W ad impedenze multiple

T_2—Trasformatore di alimentazione per televisori: 360 + 360 V/250 mA - 5 V/3 A - 6,3 V/8 A - 6,3 V/0,6 A

RY—Relè per la commutazione della antenna. Bobina di eccitazione a 6,3 V

alimenta i filamenti dei tubi del trasmettitore, consiste in un interruttore che chiuda o apra il collegamento a massa della presa centrale del secondario ad alta tensione del trasformatore di alimentazione.

Nel caso nostro si è fatto uso di un interruttore bipolare a scatto rapido le cui due sezioni eseguono l'una il collegamento a massa della presa centrale del secondario alta-tensione e l'altra chiude il circuito di accensione della

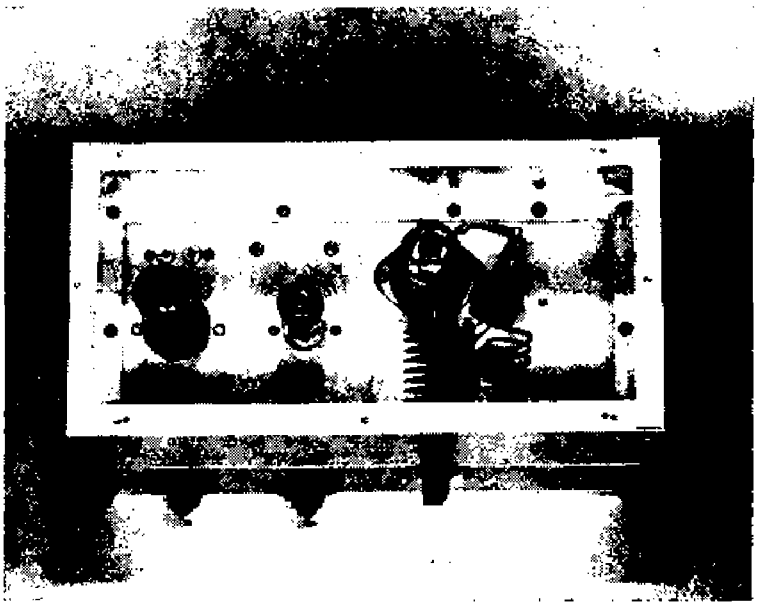


Figura 4.

L'APPARATO A RADIOFREQUENZA A 50 MHz, VISTO DALL'ALTO

In questa fotografia è stato asportato il coperchio in lamiera di ottone forata.

lampadina spia rossa che indica che la stazione è in trasmissione. In derivazione su questa lampadina è posta la bobina di eccitazione del relè che esegue la commutazione dell'antenna dal ricevitore al trasmettitore.

I circuiti di misura Con il commutatore S_1 e un milliampermetro a corrente continua da 10 mA fondoscala vengono eseguite le misure di corrente su quattro circuiti. Il commutatore ha una posizione centrale nella

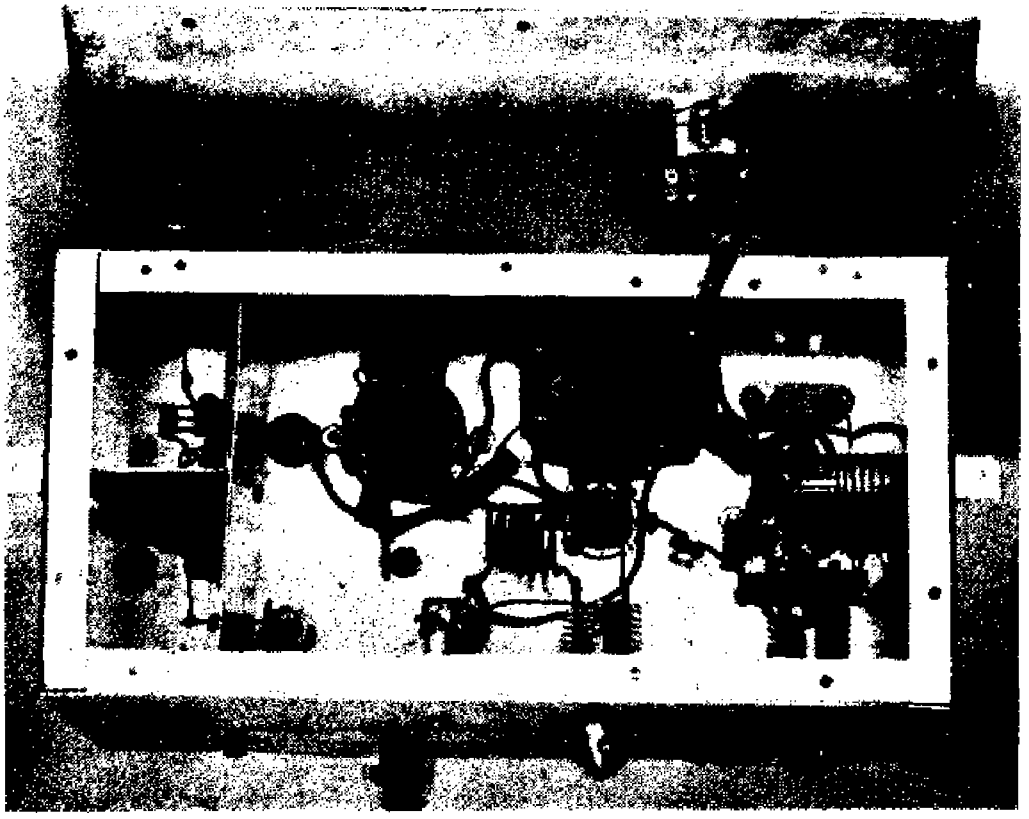


Figura 5.

L'APPARATO A RADIOFREQUENZA A 50 MHz VISTO DAL BASSO

Il coperchio di fondo è stato asportato ed è posto vicino all'apparato allo scopo di mostrare il cavo flessibile che va dalla spina di innesto per l'alimentazione ad una fascetta di fissaggio sul telaio. Il filtro a mezza onda a 50 MHz è posto sulla fiancata destra del telaio.

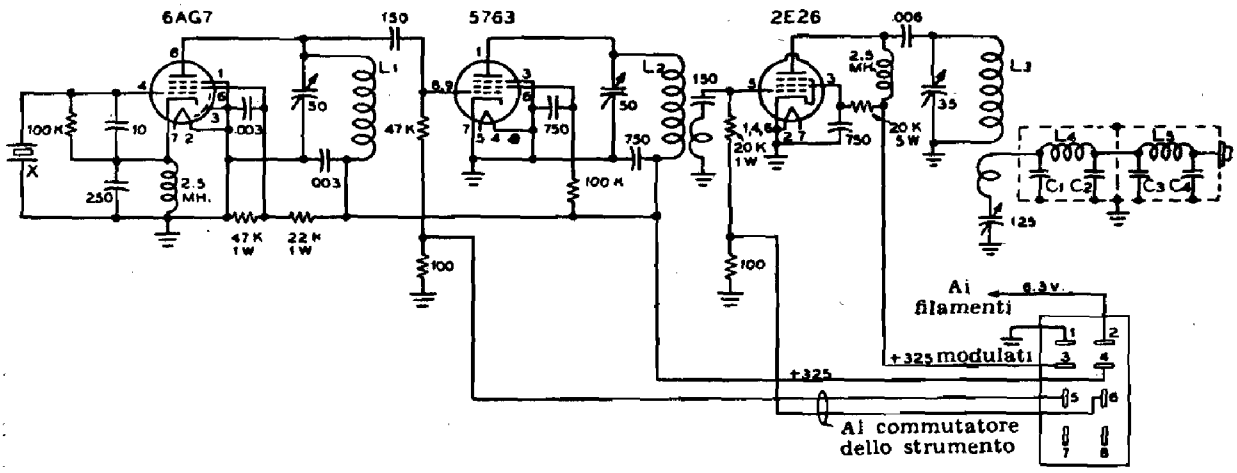


Figura 6.

SCHEMA ELETTRICO DELL'APPARATO A RADIOFREQUENZA A 50 MHz.

C_1, C_2, C_3, C_4—75-μμF mica argentata

L_1—7 spire filo rame smaltato da 0,8 mm avvolte su un supporto in polistirolo di 19 mm di diametro

L_2—5 spire filo nudo da 1,6 mm avvolte in aria con diametro di spira di 13 mm e lunghezza di avvolgimento 19 mm. Secondario di accoppiamento di 4 spire filo isolato in cotone sterlingato che vanno al condensatore di accoppiamento che alimenta la griglia del tubo 2E26

L_3—6 spire filo nudo da 1,6 mm avvolte in aria con diametro di spira di 16 mm e 32 mm di altezza di bobina. Secondario di accoppiamento di uscita di 2 spire

L_4, L_5—2 ½ spire avvolte a gabbia diametro 13 mm. Lunghezza bobina 8 mm

X—Quarzo con frequenza fondamentale compresa fra 8,33 e 9 MHz

quale il milliampermetro risulta disinserito. Ruotando a sinistra, da tale posizione, il commutatore, la portata dello strumento risulta di 10 mA mentre ruotandolo a destra della posizione centrale, la portata dello strumento diviene di 100 mA fondo-scala. Con lo strumento a portata 10 mA, cioè col commutatore ruotato a sinistra, vengono misurate, in una posizione, la corrente di griglia dello stadio moltiplicatore di frequenza e nell'altra posizione quella dello stadio finale a radiofrequenza. Nelle due posizioni di destra del commutatore vengono misurate, in una la corrente anodica dello stadio finale a radiofrequenza e nell'altra la corrente anodica del modulatore.

In effetti la corrente che si viene a misurare nelle posizioni di destra del commutatore non è di 100 mA, bensì di 110 mA. Sarebbe invece necessario porre in serie allo strumento una resistenza da 900 Ω dato che la portata a 100 mA è ottenuta derivando sullo strumento una resistenza da 100 Ω. Naturalmente i valori di queste resistenze sono suscettibili di variazioni in funzione della resistenza interna dello strumento.

Il modulatore Il modulatore che si è impiegato in questa stazione è essenzialmente lo stesso che si è descritto nel capitolo 23ª a proposito dell'amplificatore da 10 W. Questo modulatore darà ottimi risultati e modulerà lo stadio finale a radiofrequenza con una qualità di modulazione eccellente. Poichè in questa stazione l'ali-

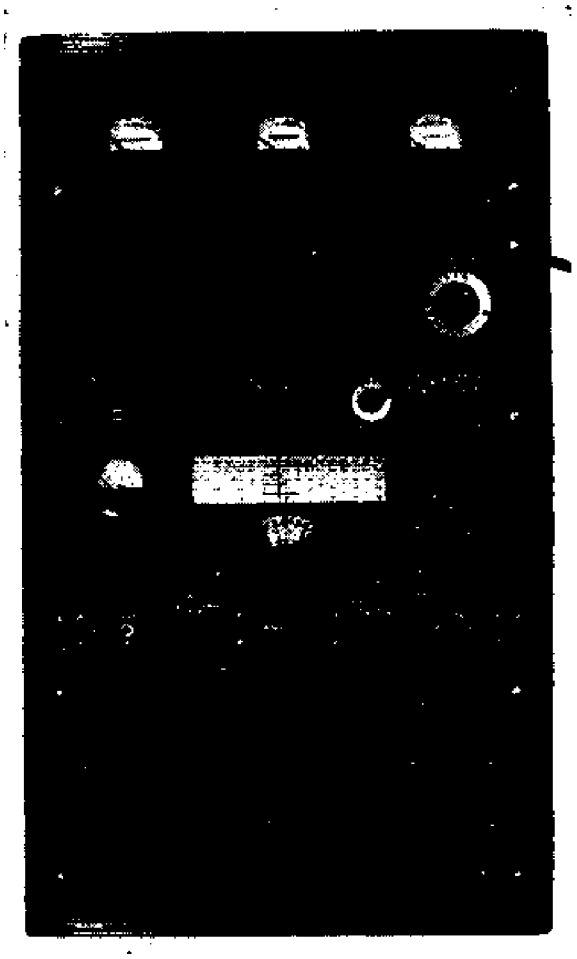


Figura 7.

VISTA FRONTALE DEL TRASMETTITORE DA 200 W PER TUTTE LE BANDE DI FREQUENZA

Sono state impiegate etichette a decalcomania per indicare le funzioni dei vari strumenti, manopole e commutatori del trasmettitore.

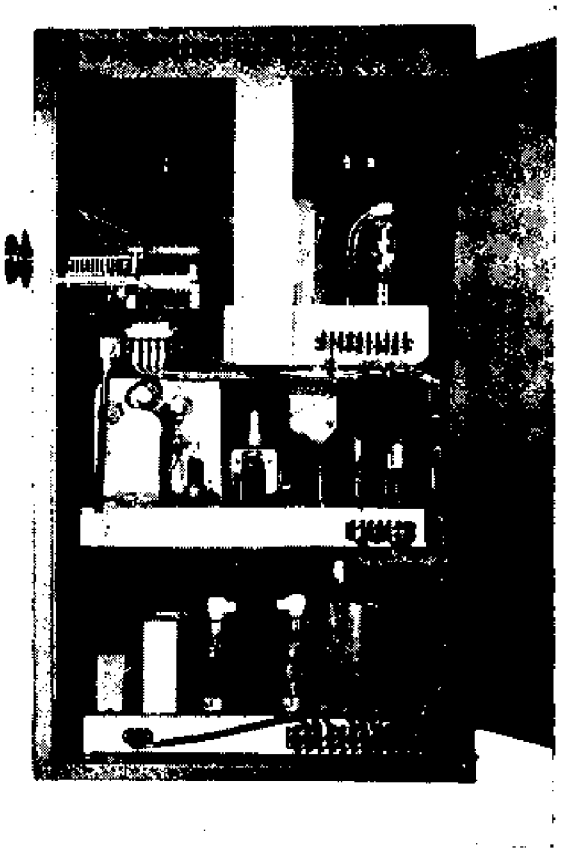


Figura 8.

IL TRASMTTITORE DA 200 W VISTO POSTERIORMENTE

Sono visibili il montaggio e l'interconnessione delle varie unità che costituiscono il trasmettitore completo. Nel trasmettitore è stato aggiunto un condensatore variabile, inserito fra il secondario di accoppiamento di uscita e l'innesto coassiale, su un fianco del trasmettitore stesso.

mentatore fornisce una tensione anodica leggermente superiore a quella che forniva l'alimentatore dell'apparato descritto nel capitolo 23, è stato aumentato il valore della resistenza di caduta per le griglie schermo.

Il commutatore « Fonia-Grafia » compreso nella stazione, quando è posto nella posizione « Grafia », elimina la tensione anodica al primo stadio ad audiofrequenza e la tensione di schermo alle valvole 6V6-GT del modulatore, mentre contemporaneamente pone in corto circuito il secondario del trasformatore di modulazione.

Non è stato aggiunto alcun accorgimento per la manipolazione telegrafica della parte a radiofrequenza della stazione; ma nella presa che porta le tensioni di alimentazione al complesso a

radiofrequenza, è stata aggiunta una altra coppia di contatti per poter inserire gli eventuali circuiti di manipolazione telegrafica del complesso a radiofrequenza oppure per le eventuali altre apparecchiature a radiofrequenza che si volessero costruire, abbinate alla stazione stessa.

Il complesso a radiofrequenza del trasmettitore

Le prestazioni del complesso a radiofrequenza sono limitate soltanto dalla potenza erogata dal modulatore e dalla potenza dell'alimentatore contenuti nel complesso che costituisce la base della stazione.

Il complesso a radiofrequenza può essere fatto funzionare come oscillatore autoeccitato sulla gamma di 420 MHz oppure come trasmettitore pilotato da un oscillatore a frequenza variabile, per le gamme di 1,8 e 3,5 MHz.

L'oscillatore a frequenza variabile, lo stadio eccitatore e l'amplificatore finale (che può essere sostituito con un tubo 2E26) del trasmettitore mobile De-Luxe descritto nel capitolo 19°, possono venire montati sopra un telaio simile a quello del complesso che stiamo descrivendo, per ottenere così il funzionamento, controllato da un oscillatore pilota a frequenza variabile, sulle bande di frequenza dilettantistiche più basse di 50 MHz.

Dentro il complesso a radiofrequenza dovrà essere incluso il sistema di filtri per la riduzione della radiazione di armoniche a radiofrequenza, che faranno così parte del circuito di antenna del complesso a radiofrequenza.

Per tutte le bande di frequenza al disotto di 29,7 MHz si farà uso di un normale filtro passa-basso con impedenza caratteristica di 52Ω e con frequenza di taglio di circa 40 MHz. Invece la banda di frequenze di 50 MHz e quelle ancora più elevate comportano problemi particolari. Per la banda di 50 MHz darà risultati soddisfacenti l'uso di un filtro a quarto d'onda, poichè con tale filtro si ottiene una forte attenuazione della frequenza corrispondente alla quarta armonica della frequenza di lavoro, cioè prossima alle frequenze più alte riservate al servizio televisivo.

I filtri del tipo a mezza onda saranno invece applicati sulle bande di frequenza uguali o maggiori a 144 MHz, purchè le armoniche dell'oscillatore, aventi quindi frequenza più bassa della frequenza di lavoro dello stadio finale siano completamente eliminate prima che esse raggiungano la griglia dello stadio finale. Il filtro a mezza onda e il filtro passa-basso introducono una piccola attenuazione alle frequenze poste al di sotto della frequenza di lavoro del trasmettitore.

Il complesso a radiofrequenza Il piccolo complesso a radiofrequenza mostrato nelle figure 4, 5 e 6 è stato costruito per lavorare nella banda di frequenze dilettantistica di 50 MHz.

Esso impiega un oscillatore ad armoniche del tipo Colpitts con tubo 6AG7 e un quarzo da circa 8 MHz di frequenza fondamentale. Il circuito anodico del tubo è invece accordato su circa 25 MHz. Questo stadio è capacitivamente accoppiato alla griglia di un tubo 5763 che funziona come duplicatore a 50 MHz. Il tubo 5763 è un

pentodo trasmittente economico, per altissime frequenze, specialmente adatto a funzionare come moltiplicatore di frequenza. Tale tubo ha uno zoccolo a 9 piedini del tipo miniatura (Noval).

Il circuito accordato anodico del tubo 5763 è accoppiato induttivamente al circuito di griglia dello stadio di uscita che impiega un tubo 2E26. Tale circuito di griglia non dà luogo a radiazione di segnali che possano interferire nel campo televisivo.

Lo stadio eccitatore fornisce circa 3 mA di corrente di griglia al tubo 2E26, quando questo è alimentato alle sue normali tensioni di lavoro. Tanto l'oscillatore quanto l'eccitatore vengono fatti funzionare con tensioni di griglia schermo di valore relativamente basso, poichè se tali tubi venissero fatti lavorare alle normali tensioni previste per le griglie schermo, si otterrebbe un pilotaggio eccessivo del tubo 2E26.

Lo zoccolo del tubo 2E26 è montato sotto il telaio sia allo scopo di ottenere una certa schermatura e sia allo scopo di avere uno spazio piuttosto ampio fra la sommità del tubo e il coperchio funzionante da schermo del complesso a radiofrequenza. La distanza fra zoccolo e telaio viene facilmente ottenuta usando una presa di corrente del tipo ad incasso con sostegno metallico, come supporto per lo zoccolo ad otto piedini per il tubo 2E26, naturalmente previa rimozione degli spinotti che originariamente erano montati nella presa di corrente. Tutti i piedini di massa dello zoccolo ad otto piedini vengono saldati ad un anello di filo di rame rigido di 1,6 mm di diametro che viene saldato in più punti al sostegno metallico dello zoccolo. Tutti i collegamenti di massa dello stadio vengono fatti i più corti possibile.

Costruzione del complesso a radiofrequenza per 50 MHz

Il telaio del complesso a radiofrequenza, come è visibile dalla fotografia, è costituito da due scomparti di alluminio aventi le dimensioni di 25 x 12,5 x 7,5 cm, separati fra loro da un pannello, anch'esso di alluminio. La parte a radiofrequenza è montata al solito modo in uno degli scomparti insieme con i condensatori di accordo dell'oscillatore e dello stadio moltiplicatore di frequenza posti tutti quanti al di sotto del pannello di separazione dei due scomparti.

Il circuito accordato dell'amplificatore finale è montato anch'esso al modo solito nello scomparto superiore. Inoltre fra l'estremo a bassa tensione del secondario di accoppiamento di uscita (polo freddo di tale secondario) e massa è inserita una capacità per neutralizzare la reattanza induttiva della bobina che costituisce il secondario di accoppiamento.

Come si è detto, il complesso a radiofrequenza è montato in una custodia piuttosto originale. Essa è costituita da due telai di alluminio di tipo normale, aventi ciascuno le dimensioni dette avanti. Il piano di uno di questi telai viene tagliato in modo da lasciare tutto attorno un bordo di circa 13 mm. attaccato alle fiancate. In tale bordo viene eseguito un certo numero di fori. Questo bordo viene ora sovrapposto al piano del telaio che è stato lasciato integro e su questo piano andranno tracciati ed eseguiti i fori che corrispondono così a quelli eseguiti sul bordo

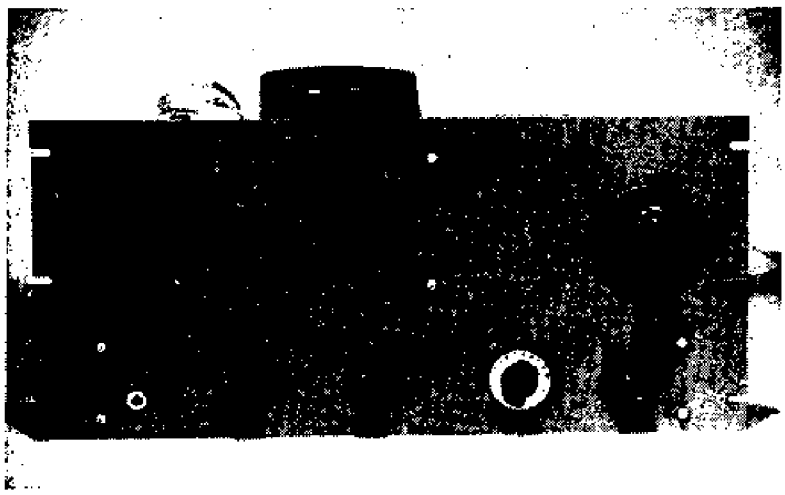


Figura 9.
IL TELAIO DEL MODULATORE E AMPLIFICATORE FINALE

del telaio superiore. In tal modo i due telai, potranno venire fissati l'uno all'altro a mezzo di viti con dado.

Il condensatore di accordo dell'amplificatore finale e il condensatore di accordo del secondario di accoppiamento vengono montati nello scomparto superiore. Il coperchio superiore della custodia è eseguito con lastra di ottone forata avente lo spessore di 3 mm. Si potrebbe anche usare una rete di rame ma si otterrebbe una resistenza meccanica inferiore a quella offerta dalla lastra di ottone forata. Attorno alla lastra forata di ottone che costituisce il coperchio verrà saldato un listello opportunamente forato che verrà fissato al bordo superiore del telaio a mezzo di viti di 4 mm, che andranno ad avvitarsi nei corrispondenti fori filettati eseguiti sul bordo del telaio.

Nella lastra di fondo del complesso a radiofrequenza verrà montata, alla maniera indicata dalla figura 5, una spina a 8 piedini. Evidentemente tale spina andrà ad innestarsi in una corrispondente presa fissata sul coperchio del telaio del complesso modulatore-alimentatore. La lastra di fondo del complesso a radiofrequenza dovrà essere fissata al bordo inferiore della custodia a mezzo di viti a testa piana che si vadano ad avvitare nei corrispondenti fori filettati eseguiti sul bordo della custodia.

In tal modo si otterrà che l'unica connessione del complesso a radiofrequenza, oltre all'innesto per le tensioni di alimentazione posto sul coperchio di fondo della custodia, è costituita dalla presa di uscita coassiale, situata posteriormente alla custodia e che collega il complesso a radiofrequenza al relè che commuta l'antenna dal trasmettitore al ricevitore.

Complesso a radiofrequenza esente da interferenze televisive

Quando si proverà per la prima volta il complesso a radiofrequenza, si riscontrerà che vengono provocate gravi interferenze televisive tanto nei canali televisivi a frequenza bassa quanto in quelli a frequenza alta, specie nelle zone marginali di servizio delle emittenti televisive, dove cioè l'intensità di campo è debole. Però si è riscontrato che, ponendo una lastra che schermi gli alberini di comando degli organo di accordo tanto dell'oscillatore quanto dello stadio moltiplicatore, verranno eliminate le interferenze televisive su frequenze alte. Il rimedio definitivo per eliminare tali interferenze consisterà allora nel porre nel pannello boccole filettate, che facciano un sicuro contatto col pannello e dentro le quali passino a misura gli alberini di comando degli organi di accordo. Poichè le boccole

INDUTTANZE DELL'AMPLIFICATORE CON TUBO 4-65A

L_1 - BOBINA DI GRIGLIA E AVVOLGIMENTO DI ACCOPPIAMENTO, COMMUTATE MEDIANTE SELETTORE.

3,5 MHz - 38 spire filo rame smaltato da 0,65 mm avvolte strettamente su un supporto ceramico di 25 mm di diametro e 37 mm di altezza. Bobina di accoppiamento di 5 spire di conduttore isolato in cotone sterlingato, avvolte sulla parte bassa della bobina di accordo.

7 MHz - 18 spire filo rame smaltato da 0,65 mm avvolte strettamente su un supporto ceramico di 25 mm di diametro e 37 mm di altezza. Bobina di accoppiamento di 5 spire di conduttore isolato in cotone sterlingato avvolte sulla parte bassa della bobina di accordo.

14 MHz - 10 spire filo rame smaltato da 1 mm avvolte strettamente su un supporto ceramico di 25 mm di diametro e 37 mm di altezza. Bobina di accoppiamento di 4 spire di conduttore isolato in cotone sterlingato avvolte sulla parte bassa della bobina di accordo.

21 e 28 MHz - 6 spire filo nudo rigido da 1,6 millimetri avvolte spaziate, in modo che l'avvolgimento risulti alto 19 mm, su un supporto ceramico di 25 mm di diametro e 37 mm di altezza. Bobina di accoppiamento di 3 spire di conduttore isolato in cotone sterlingato avvolte in basso alla bobina di accordo.

50 MHz - 4 spire filo nudo rigido da 1,6 mm avvolte in aria con un diametro di spira di 25 mm e una altezza di bobina di 13 mm. Bobina di accoppiamento di 2 spire di conduttore isolato in cotone sterlingato poste fra le ultime due spire della bobina di accordo.

L_2 e L_3 - BOBINA DI ACCORDO ANODICO E SECONDARIO DI ACCOPPIAMENTO, INTERCAMBIABILI.

3,5 MHz - 24 spire filo rame smaltato da 1,6 mm avvolte strettamente su un supporto in polistirolo di 48 mm di diametro e 100 mm di lunghezza. Secondario di accoppiamento di 6 spire filo rame smaltato da 1,6 mm avvolte strettamente fuori dalla bobina di accordo anodico e dalla parte a basso potenziale a radiofrequenza.

7 MHz - 14 spire filo rame smaltato da 1,6 mm avvolte spaziate, in modo che l'avvolgimento sia alto 50 mm, su un supporto in polistirolo di 48 mm di diametro e 100 mm di altezza. Secondari di accoppiamento di 5 spire filo rame smaltato da 1,6 mm avvolte strettamente fuori dalla bobina di accordo anodico e dalla parte a basso potenziale a radiofrequenza.

14 MHz - 8 spire filo rame smaltato da 1,6 mm avvolte spaziate in modo che l'avvolgimento sia alto 44 mm, su un supporto in polistirolo di 48 mm di diametro e 100 mm di altezza. Secondario di accoppiamento di 4 spire filo rame smaltato da 1,6 mm avvolte strettamente fuori dalla bobina di accordo anodico e dalla parte a basso potenziale a radiofrequenza.

21 e 28 MHz - 6 spire filo di rame nudo da 3,2 mm di diametro avvolte spaziate, in modo che l'avvolgimento sia alto 50 mm su un supporto in polistirolo di 48 mm di diametro e 100 mm di altezza. Secondario di accoppiamento di 1 spira avvolta, con forte isolamento, sulle ultime due spire, ma con un diametro tale che fra i due avvolgimenti vi sia uno strato d'aria di 6 mm.

50 MHz - 4 spire filo rame nudo da 3,2 mm avvolte in aria con un diametro di spira di 32 mm e una lunghezza di avvolgimento di 37 mm. Secondario di accoppiamento di una spira di filo di rame da 1,6 mm, a forte isolamento, avvolta sulle ultime due spire, ma con un diametro tale che fra i due avvolgimenti vi sia uno strato d'aria di 6 mm.

N.B. - Ogni coppia di bobine L_2 e L_3 è montata su una basetta di ceramica munita di 5 spine, che ne consente la rapida sostituzione innestando in una apposita presa la bobina adatta alla frequenza di lavoro desiderata.

hanno un foro di diametro appena sufficiente al passaggio degli alberini, si può essere certi che questi ultimi vengono collegati alla massa del pannello. Le boccole filettate non debbono avere dadi di fissaggio, ma è invece essenziale, ai fini di un sicuro collegamento a massa, che tali boccole si avvitino strettamente nei fori ricavati nel pannello frontale del telaio.

Il filtro a mezza onda, inserito nel collegamento di antenna, risulterà mol-

to efficace per bloccare la radiazione della quarta armonica del trasmettitore, che potrebbe causare gravi interferenze nelle ricezioni televisive su frequenze intorno ai 200 MHz. Invece questo filtro non avrà praticamente alcuna efficacia nell'arrestare le armoniche dell'oscillatore a quarzo, che vengono invece ad interferire coi canali televisivi di frequenza più bassa.

Il trasmettitore, come si è visto, lavora su una frequenza eguale alla sesta armonica di quella di oscillazione del quarzo. Quindi la settima armonica del quarzo interferirà col canale televisivo 54-60 MHz, l'ottava armonica interferirà con quello 66-72 MHz, e la nona con quello 76-82 MHz. Tutte queste frequenze subiranno una lieve attenuazione passando attraverso il filtro a mezza onda. Ma, se l'eccitazione al tubo 2E26 consiste solo di segnale a 50 MHz. tutte queste frequenze non saranno presenti sull'uscita dal tubo 2E26.

Il circuito impiegato usa, fra l'anodo del tubo duplicatore 5763 e la griglia del tubo 2E26, l'accoppiamento capacitivo. Variando questo accoppiamento da capacitivo ad induttivo, accoppiando cioè induttivamente il circuito accordato anodico del tubo duplicatore 5763 con il circuito di griglia del tubo 2E26, verrà eliminato il pericolo che alla griglia di questo tubo pervengano segnali di frequenza diverso da 50 MHz. Ulteriore miglioramento si otterrà se tanto nel circuito accordato anodico del tubo 6AG7 quanto in quello del tubo 5763 verrà fatto uso di condensatori di accordo di capacità più alte di quelle adottate nell'apparato descritto.

Trasmettitore da 200 W per tutte le gamme d'onda

Il trasmettitore che descriviamo in questo paragrafo è stato progettato per avere una notevole flessibilità d'impiego unitamente ad una economia di esercizio, insolite per trasmettitori da 200 W. Il trasmettitore è costituito da quattro distinte unità: un'unità comprende il modulatore e l'amplificatore

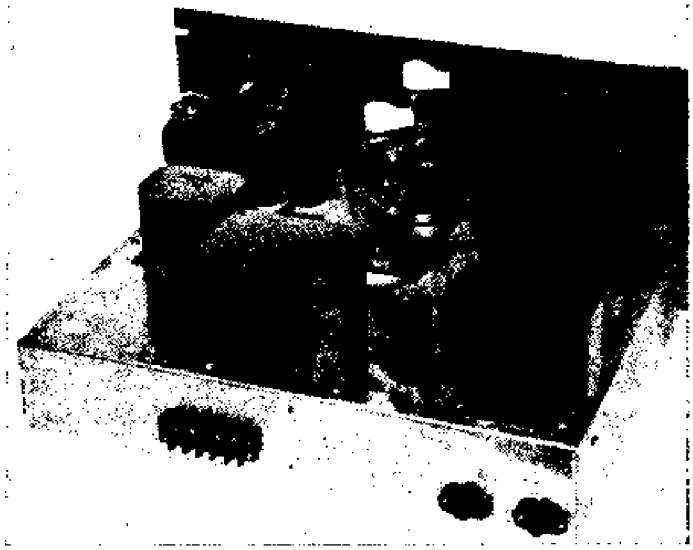
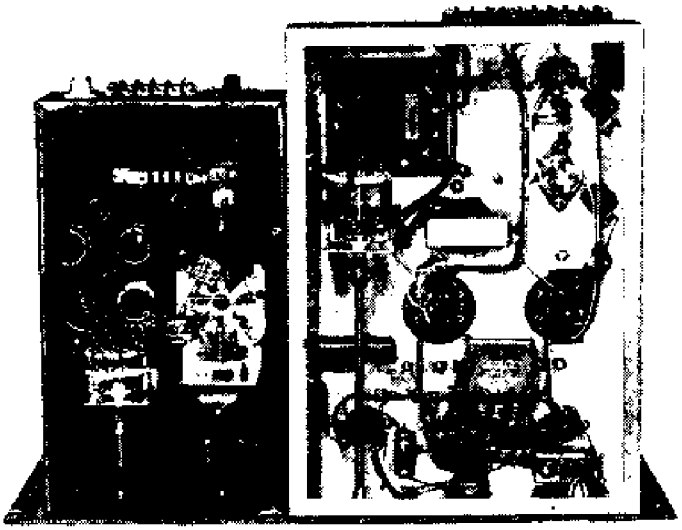


Figura 10.
Il modulatore e amplificatore finale.

Figura 11.

IL TELAIO DEL MODULATORE E AMPLIFICATORE FINALE, VISTO DAL BASSO

Si noti il montaggio dei componenti che servono ad eseguire la commutazione della banda di frequenze sulla quale viene accordato il circuito di griglia dell'amplificatore finale con tubo 4-65A. Il commutatore « Fonia-Grafia » è montato vicino alla base del trasformatore di modulazione, con un alberino di prolungamento che termina con una manopola sul pannello frontale.



finale a radiofrequenza; un'altra unità comprende l'eccitatore, costituito dall'oscillatore e dal separatore e infine vi è un pannello per gli strumenti di misura. Tutte e quattro le unità sono sistemate dentro un'unica custodia che ha uno spazio di 90 cm. di altezza disponibile per i pannelli. L'unità eccitatrice del trasmettitore trovasi descritta abbastanza dettagliatamente nei suoi componenti: l'oscillatore e l'eccitatore, nel capitolo 21°. Dedicheremo quindi questo paragrafo alla descrizione delle altre unità costituenti il trasmettitore e a questo ultimo considerato come un tutt'uno.

Caratteristiche generali Il tubo 4-65A impiegato nello stadio finale a radiofrequenza lavora con una tensione anodica di 1600 V tanto in trasmissione in fonia quanto in trasmissione telegrafica con onde persistenti non modulate. I dati forniti dal costruttore del tubo 4-65A limitano la corrente anodica a 120 mA nel caso di trasmissione in fonia e a 150 mA per trasmissione in grafia non modulata. Pertanto la potenza richiesta per l'alimentazione anodica dello stadio finale è limitata a circa 200 W (effettivamente 192 W teorici) in fonia e a circa 240 W in grafia non modulata. Con questo valore di potenza di alimentazione anodica lo stadio finale a radiofrequenza del trasmettitore lavora in tutta sicurezza e con buon rendimento del circuito anodico.

La commutazione da trasmissione in fonia a trasmissione in grafia ad onde persistenti non modulate avviene mediante la rotazione di un unico commutatore-selettore posto sul pannello frontale dell'unità comprendente il modulatore e l'amplificatore finale a radiofrequenza.

Nella trasmissione in fonia, una coppia di tubi 807 lavoranti in controfase in classe AB_2 fornisce la potenza di uscita ad audiofrequenza necessaria per modulare lo stadio finale a radiofrequenza, con buona qualità di modulazione e bassa distorsione.

Nella trasmissione telegrafica ad on-

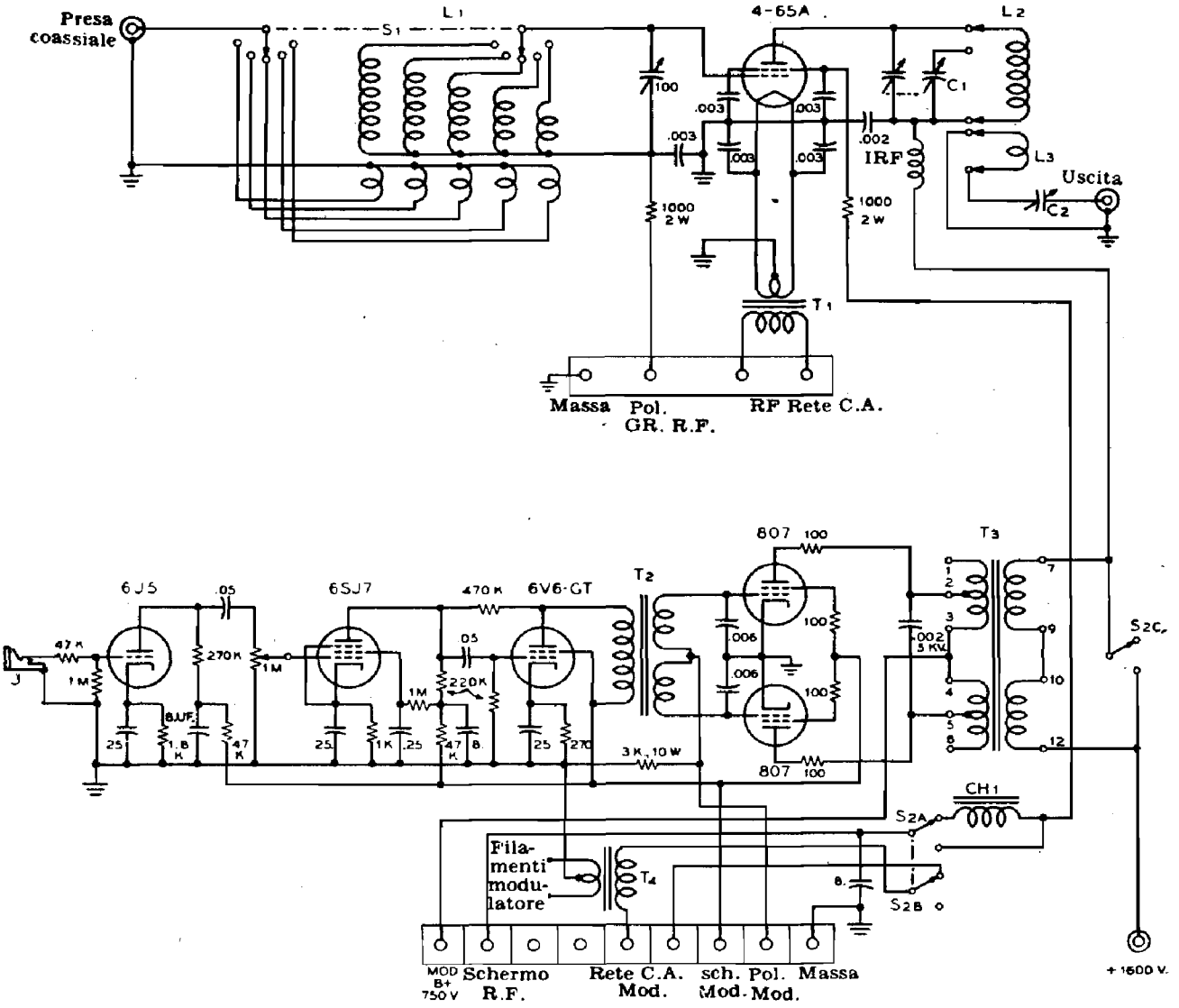


Figura 12.

SCHEMA ELETTRICO DEL MODULATORE E AMPLIFICATORE FINALE

C_1—71 + 71-μμF - condensatore variabile doppio, con spaziatura fra le lamine di 2 mm.

C_2—200-μμF - condensatore variabile.

L_1, L_2, L_3—Vedi tabella delle bobine.

T_1—Trasformatore di filamenti. Secondario a 6,3 V/ 4 A.

T_2—Trasformatore di accoppiamento fra un anodo e due griglie in controfase.

T_3—Trasformatore di modulazione da 125 W.

T_4—Trasformatore di filamenti. Secondario a 6,3 V/ 3 A.

CH_1—13 H - 65 mA impedenza-filtro.

S_1—Commutatore ceramico a 2 vie - 5 posizioni.

S_2—Per S_2A e S_2B può usarsi un commutatore a piastrine in bakelite con 2 vie e 2 o più posizioni; S_2C sarà un commutatore ceramico a 1 via - 2 posizioni, ad alto isolamento.

J—Presa per microfono.

IRF—Impedenza a radiofrequenza per tubo trasmettitore.

de persistenti non modulate la corrente anodica dell'amplificatore finale a radiofrequenza viene portata, in assenza di segnale di eccitazione, ad un valore nullo a mezzo di una polarizzazione fissa fornita dall'unità contenente gli alimentatori. Il circuito di griglia schermo dello stadio separatore-eccitatore con

tubo 2E26 viene manipolato contemporaneamente agli stadi moltiplicatori di frequenza. Il sistema a doppia manipolazione, descritto nel capitolo 21°, darà un funzionamento sicuro, senza transitori di manipolazione sull'onda portante emessa e non si avrà alcun segnale sul ricevitore quando il tasto è alzato.

Il trasmettitore è in grado di funzionare, con il segnale fornito da un oscillatore a frequenza variabile, su una frequenza di lavoro compresa fra le bande di 3,5 e 29,7 MHz. Inoltre, il trasmetttiore può lavorare con un pilota a quarzo su tutte le bande comprese fra 3,5 e 54 MHz.

Tanto l'amplificatore finale a radiofrequenza quanto il preamplificatore per microfono e il modulatore sono, per semplicità, installati in un unico telaio con pannello di alluminio da 48 × 22 cm. Questo tipo di montaggio è stato riscontrato elettricamente adatto e meccanicamente conveniente poichè tutti e due i complessi sono piccoli e compatti.

Nel caso che non fosse bene accetta la combinazione di un tubo tipo 4-65A come amplificatore finale a radiofrequenza e dei tubi 807 come modulatori, potrà essere montato un altro tipo di circuito realizzato su un telaio lungo e stretto, così da giustificare l'uso di un pannello di 48 cm. di lunghezza, che è la misura normalizzata.

L'amplificatore finale con tubo 4-65 A La caratteristica principale dello amplificatore finale impiegato nel trasmettitore consiste nella sua semplicità. Nel suo telaio vengono montati soltanto i componenti effettivamente necessari al suo funzionamento. Tutto lo stadio è contenuto in un telaio avente le dimensioni di 18 x 30 x 7,5 cm. Nel prototipo è stato usato un telaio in ferro verniciato con vernice screpolante, per il solo motivo che era disponibile un tale telaio nelle dimensioni volute. E' però preferibile nella costruzione del telaio, l'uso di lamiera di ferro oppure di alluminio, poichè in tal modo si possono ottenere collegamenti a bassa resistenza verso massa, in maniera più facile e sicura.

Sul telaio sono montati soltanto lo zoccolo per il tubo e il trasformatore di filamento, oltre ai circuiti accordati di griglia e anodico. Le bobine del circuito accordato di griglia vengono selezionate mediante un commutatore ceramico a due piastre. La bobina che accorda il circuito di griglia su 10 metri di lunghezza d'onda serve anche per l'accordo sui 15 metri, naturalmente ruotando verso il massimo valore di capacità il condensatore variabile di accordo di griglia. Delle bobine di accordo di griglia, quattro sono avvolte su supporto ceramico di 25 mm di diametro e 37 mm. di altezza. La quinta bobina di griglia, che serve per funzionare sulla banda dei 6 metri di lunghezza d'onda, è avvolta in aria ed è fissata con un estremo al reoforo di ritorno di griglia e con l'altro estremo al commutatore di gamma.

Nel circuito anodico dell'amplificatore a radiofrequenza con tubo 4-65A sono impiegate bobine intercambiabili. La basetta con le cinque spine, sulla quale vengono innestate le bobine, è in materiale ceramico, mentre tutte le bobine, eccettuata quella per 50 MHz, sono montate su un supporto in polistirolo di 48 mm. di diametro e 100

mm. di altezza. La bobina per 50 MHz è avvolta in aria ed è direttamente saldata, sulla basetta ceramica, alle spine di innesto. I secondari di accoppiamento avvolti sulle bobine non sono mobili, ma fissi.

Va notato che per accordare il circuito anodico dell'amplificatore finale a radiofrequenza si è fatto uso di un condensatore variabile a doppio statore. Tale condensatore è montato in modo normale, dato che non è stato necessario includere alcun sistema di neutralizzazione per il tubo 4-65A.

La schermatura interna del tubo è abbastanza buona sicchè non si riscontrerà alcuna tendenza alla auto-oscillazione. Tuttavia quando l'amplificatore segue ad uno stadio duplicatore di frequenza, è consigliabile che i componenti dei circuiti che lavorano a frequenza uguale a quella di uscita siano posti alla massima distanza possibile rispetto a quelli del circuito anodico.

Si noti particolarmente il fatto che i cinque condensatori di fuga posti sui vari reofori dello zoccolo del tubo, fanno tutti capo ad un unico terminale di massa. Allo stesso terminale di massa, ma superiormente al telaio, fa capo anche il reoforo di massa del condensatore di fuga del circuito accordato anodico.

Su tutte le bande di frequenze superiori a 7 MHz viene usata una sola sezione del condensatore variabile a due sezioni che nello schema di figura 12 è contrassegnato con C_1. Invece nella banda di frequenze di 3,5 MHz le due sezioni vengono collegate in derivazione fra loro e vengono entrambe usate come condensatore di accordo. Nella basetta di innesto della bobina da 80 metri di lunghezza d'onda viene posto un cavallotto per il collegamento di due spinotti che eseguono l'inserzione in derivazione delle due sezioni del condensatore variabile.

La corrente di griglia normale per il tubo amplificatore 4-65A è compresa fra 9 e 12 mA.

Un tale valore di corrente di griglia può essere agevolmente ottenuto dallo stadio eccitatore su tutte le bande di frequenza sulle quali quest'ultimo può lavorare.

La tensione di griglia schermo per il tubo 4-65A viene fornita da un alimentatore a bassa tensione compreso nella unità alimentatrice di tutto il trasmettitore. Quando si trasmette in fonia, la corrente di griglia schermo viene fatta passare attraverso una impedenza ad audiofrequenza CH_1, così come prescrive il costruttore dei tubi 4-65A. Questa impedenza consente alla tensione di griglia schermo di automodularsi in conformità alla modulazione applicata alla tensione anodica.

Al circuito di griglia del tubo 4-65A è applicata una tensione negativa di circa 125 V come tensione di polarizzazione di sicurezza e per permettere la manipolazione telegrafica sulla eccitazione dello stadio amplificatore.

Il modulatore Il complesso modulatore del trasmettitore comprende un normale amplificatore ad audiofrequenza che funziona come pilota di un controfase di tubi 807 funzionanti in classe AB_2.

La parte amplificatrice ad audiofrequenza del modulatore impiega il circuito con tubi 6J5, 6SJ7, 6V6GT con controreazione fra l'anodo del tubo

6V6GT e l'anodo del tubo 6SJ7. Questo amplificatore ad audiofrequenza è stato riscontrato pienamente rispondente sotto tutti gli aspetti.

I tubi 807 lavorano alle condizioni di funzionamento raccomandate dal costruttore per impiego come modulatori per un'uscita di 120 W. Queste condizioni sono: tensioni anodiche 750 V; tensioni sulle griglie schermo 300 V; tensione negativa di polarizzazione fissa 32 V. Effettivamente la tensione anodica che è stata applicata nel nostro prototipo ai tubi 807 era leggermente maggiore di 750 V in assenza di modulazione, ma tale tensione scende un po' al disotto di 750 V quando i tubi lavorano a piena corrente anodica.

In assenza di segnale, la corrente anodica dei tubi 807 è di circa 40 mA. Essa però raggiunge, in corrispondenza ai picchi di segnale, il valore di 200 mA quando il modulatore funziona a piena potenza.

Quando il comando del commutatore « Fonia-Grafia », che trovasi posto sul pannello del modulatore, viene portato in posizione « Grafia », viene interrotta la corrente di accensione di tutti i tubi del modulatore; viene posto in cortocircuito il secondario del trasformatore di modulazione e viene staccata dal circuito della griglia schermo del tubo 4-65A, amplificatore di potenza a radiofrequenza, l'impedenza filtro attraverso la quale tale griglia schermo viene alimentata.

Le dimensioni del telaio del modulatore sono di 25 x 35 x 7,5 cm.

L'alimentatore Tutte le tensioni di alimentazione, fatta eccezione di quelle per l'apparato eccitatore, sono fornite dall'unità alimentatrice che è sistemata in basso alla custodia che comprende tutte le unità che costituiscono il trasmettitore. L'alta tensione è ottenuta con un doppio rettificatore a ponte. La tensione di 750 V per i tubi del modulatore è prelevata sulla presa centrale del secondario ad alta tensione del trasformatore mentre la tensione di 1600 V per l'alimentazione anodica dello stadio finale a radiofrequenza è presa attraverso i rettificatori ausiliari tipo 816. I rettificatori tipo 866A sono usati nella metà inferiore del rettificatore a ponte, sicchè attraverso tali tubi passano tanto la corrente anodica dell'amplificatore finale a radiofrequenza, quanto la corrente anodica dei tubi del modulatore. La corrente anodica totale del modulatore e dell'amplificatore a radiofrequenza passa attraverso l'impedenza filtro posta sul polo negativo del raddrizzatore. Pertanto tale impedenza occorrerà che venga dimensionata per una corrente di 350 mA.

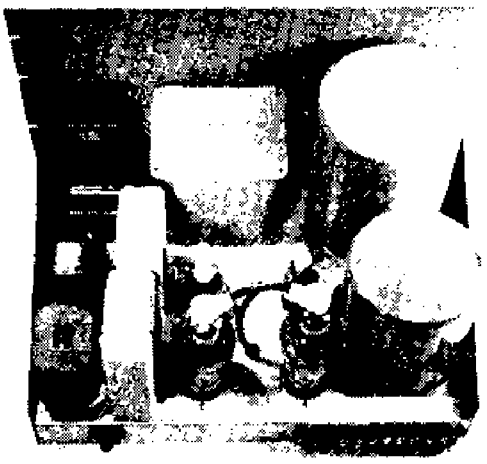


Figura 13.
L'ALIMENTATORE PRINCIPALE DEL TRASMETTITORE, VISTO DALL'ALTO

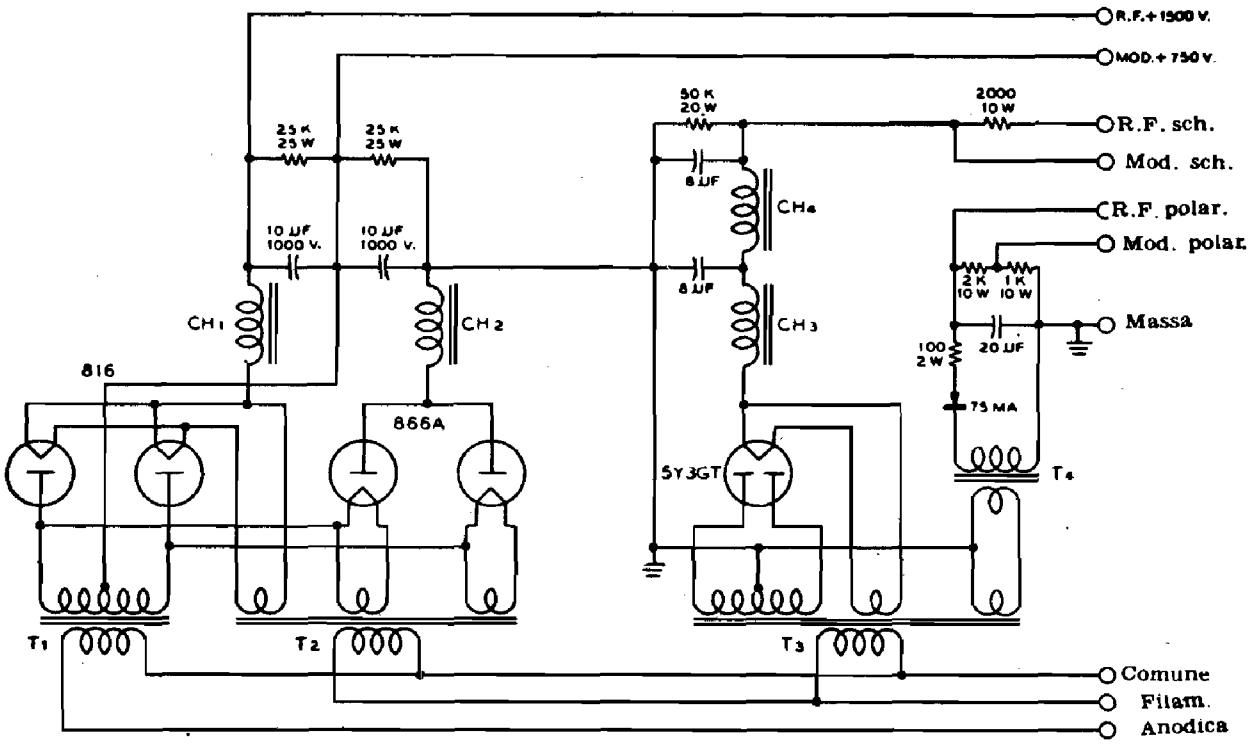


Figura 14.

SCHEMA ELETTRICO DELL'ALIMENTATORE PRINCIPALE DEL TRASMETTITORE

CH_1—5,25 H - 175 mA - Impedenza-filtro
CH_2—10 H - 350 mA - Impedenza ad audiofrequenza
CH_3—14 H - 100 mA - Impedenza-filtro
CH_4—14 H - 100 mA - Impedenza-filtro
T_1—950 + 950 V/300 mA - Trasformatore per alta tensione
T_2—2,5 V/6 A - 2,5 V/6 A - 2,5 V/12 A - Trasformatore accensione filamenti raddrizzatore
T_3—375 + 375 V/120 mA - 5 V/4 A - 6,3 V/5 A - Trasformatore alimentazione bassa tensione
T_4—6,3 V/2,5 A - Trasformatore di filamento usato invertito

Attraverso la parte a 1600 V dello alimentatore, passa soltanto la corrente anodica dello stadio finale a radiofrequenza, sicchè possono essere usati i tubi rettificatori tipo 816 che possono erogare una corrente minore rispetto ai tubi 866A. Inoltre, dato che la corrente anodica assorbita dall'amplificatore finale non oltrepassa mai i 150 mA l'impedenza filtro su tale lato del rettificatore può essere dimensionata per 175 mA.

Due condensatori filtro da 10 µF-1000 V collegati in serie servono a filtrare entrambe le tensioni a 750 e a 1600 V. Per l'accensione di tutti e quattro i filamenti dei tubi rettificatori si è fatto uso di un apposito trasformatore con tre avvolgimenti secondari separati.

La tensione per le griglie schermo tanto dell'amplificatore finale a radiofrequenza quanto dei tubi per il modulatore, più la tensione anodica richiesta dall'amplificatore ad audiofrequenza, sono fornite da un piccolo alimentatore del tipo normale per radioricevitori. In questo alimentatore, come tubo rettificatore, è usato un tubo 5Y3-GT.

La tensione di polarizzazione di griglia dell'amplificatore finale a radiofrequenza e dei tubi 807 del modulatore

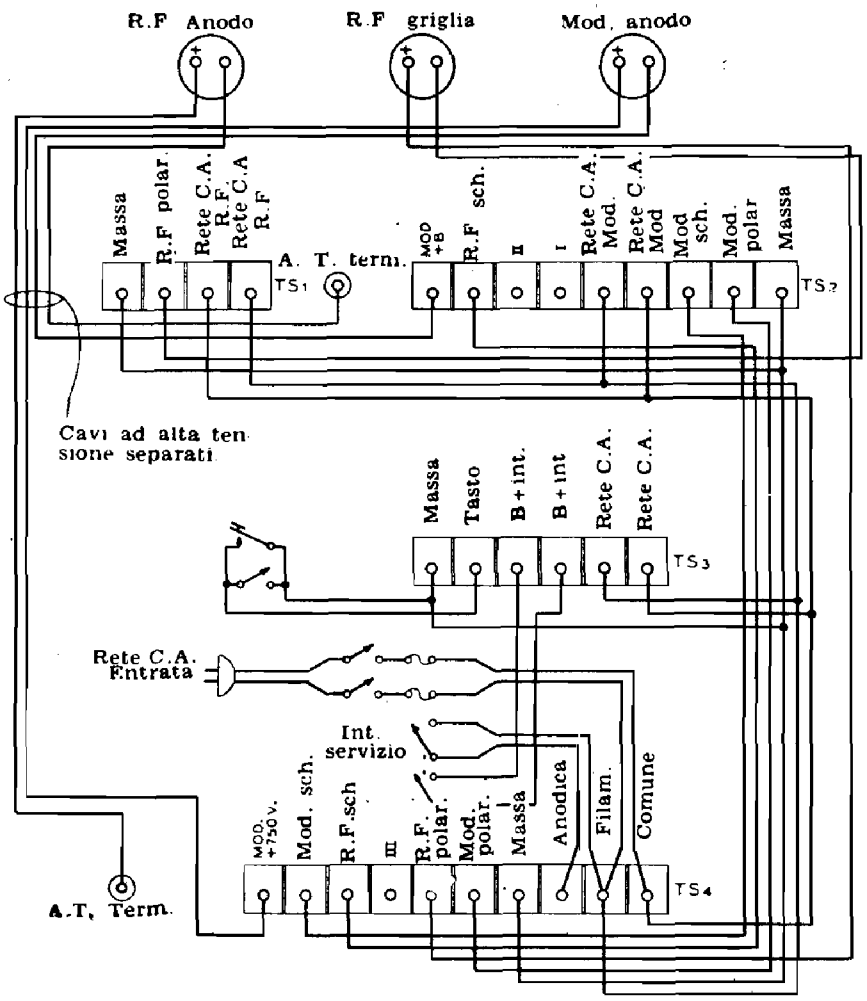


Figura 15.

SCHEMA DELLE INTERCONESSIONI DEL TRASMETTITORE COMPLETO

La morsettiera con terminali TS_1 è sull'amplificatore finale; la TS_2 è sul telaio del modulatore; la TS_3 è sull'unità eccitatrice e la TS_4 è sull'alimentatore principale posto in basso nella custodia del trasmettitore. Vedasi anche in figura 8 la fotografia che indica le interconessioni nel trasmettitore.

è fornita da un semplice alimentatore con un rettificatore al selenio da 75 mA. L'alta tensione necessaria per questo rettificatore al selenio è ottenuta collegando all'inverso un trasformatore da filamenti con primario a 115 V e secondario a 6,3 V, in modo tale che l'avvolgimento a 6,3 V di questo trasformatore sia collegato con l'avvolgimento a 6,3 V del trasformatore di alimentazione. L'avvolgimento a 115 V può allora venire collegato in maniera usuale ad un piccolo rettificatore al selenio.

Allo scopo di ottenere nei tubi modulatori 807 una corrente anodica di valore giusto, in assenza di segnale, potrà risultare necessario variare il valore della resistenza inserita sull'uscita dell'alimentatore che fornisce la tensione di polarizzazione di griglia.

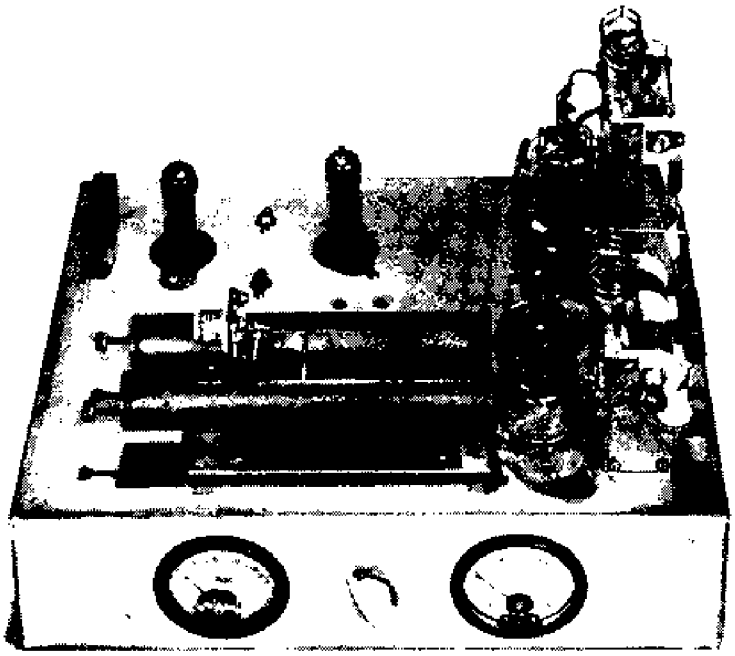


Figura 16.

IL TRASMETTITORE DA 420 MHz FOTOGRAFATO DALL'ALTO

In questa fotografia è visibile la costruzione generale della linea anodica dei tubi 15E.

Pannello di misura e di interconnessione La figura 15 mostra tutte le interconnessioni fra le varie unità del trasmettitore. Il pannello di misura è montato in alto nella custodia del trasmettitore. Vengono usati milliampermetri separati per misurare la corrente anodica dell'amplificatore finale a radiofrequenza e la corrente anodica dei tubi 807 del modulatore.

Come indicato nello schema delle interconnessioni, tutti i collegamenti a bassa tensione sono legati fra loro, mentre i collegamenti a 750 V e a 1600 V vanno direttamente da un punto all'altro del circuito. Per questi due collegamenti è fatto uso del normale cavo ad alta tensione per candele da automobile.

I collegamenti esterni del trasmettitore, oltre a quelli indicati nello schema delle interconnessioni sono: la massa, i collegamenti del tasto di manipolazione telegrafica e i collegamenti che vanno ai due terminali marcati B+INTERRUTTORE posteriormente all'unità eccitatrice del trasmettitore. Questi due terminali dovranno essere posti in contatto elettrico fra loro dallo stesso interruttore o relè che pone in cortocircuito i terminali contrassegnati con « INT. SERVIZIO ».

Trasmettitore a 420 MHz controllato a quarzo

Le figure 16 e 17 illustrano un trasmettitore controllato a quarzo, di costruzione compatta ed atto a funzionare sulla banda di frequenze da 420 a 450 MHz.

Lo stadio finale è in grado di sviluppare una potenza di uscita da 6 a

10 W con una potenza di 50 W impiegata per l'alimentazione anodica dei tubi.

Tutta la parte a radiofrequenza, impiega soltanto quattro tubi, con un controfase di tubi 15E funzionanti come triplicatori di frequenza e costituenti lo stadio finale.

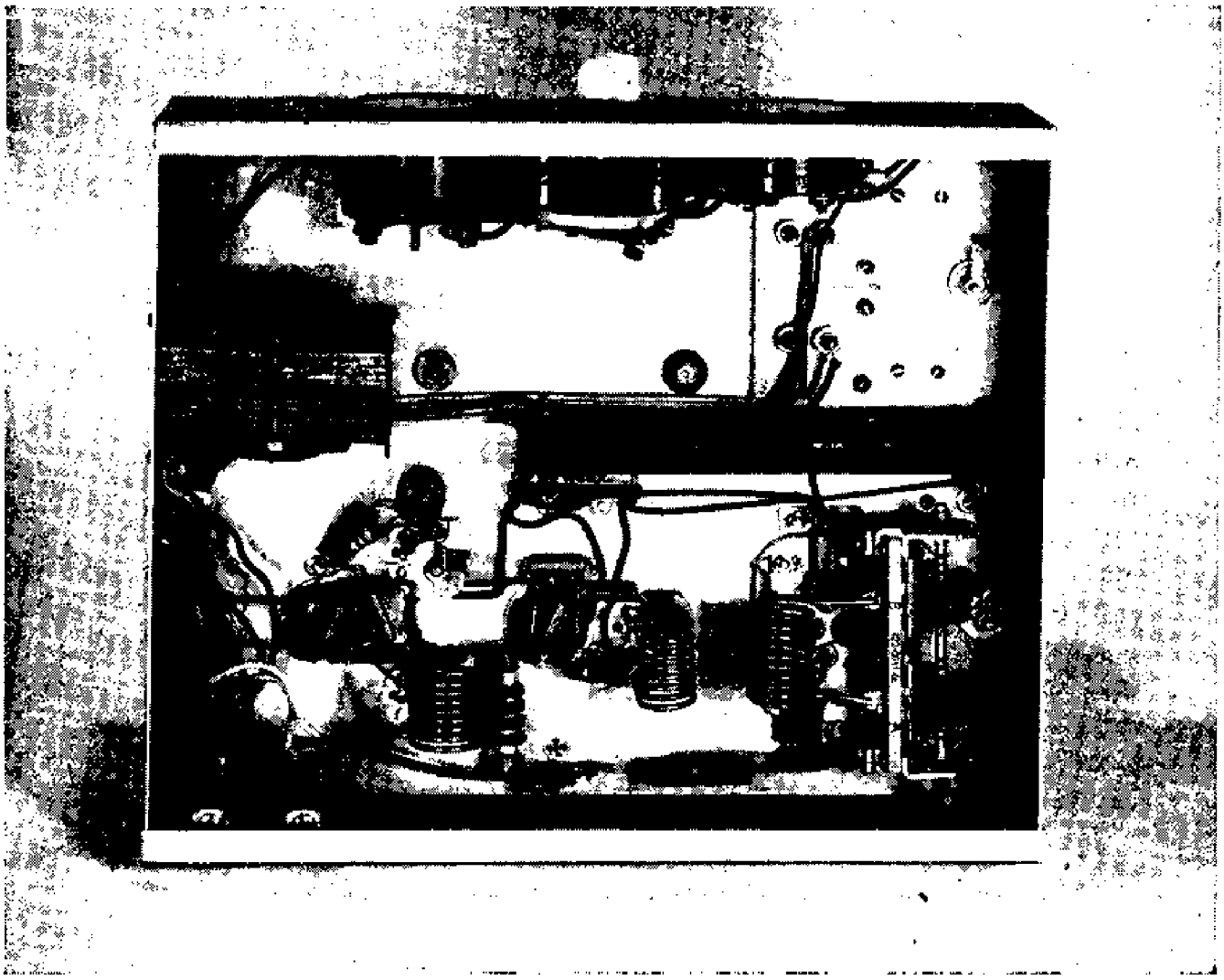
Il primo stadio è un oscillatore-moltiplicatore di frequenza di tipo normale, con il circuito anodico accordato in prossimità della frequenza di 23,5 MHz. Il quarzo può avere una frequenza fondamentale di oscillazione di metà, un terzo o un quarto di 23,5 MHz. Nell'apparato che illustriamo, il quarzo oscilla su 5,85 MHz, cosicchè la bobina catodica deve essere dimensionata per funzionare con un quarzo oscillante su tale frequenza. Il tubo successivo è del tipo 6AQ5 e funziona come duplicatore di frequenza, con il circuito di uscita accordato quindi su 47 MHz.

Il circuito accordato anodico del tubo duplicatore 6AQ5 è accoppiato induttivamente ad un circuito accordato con condensatore variabile a due sezioni, i cui estremi vanno collegati alle griglie controllo del tubo 829B. L'accoppiamento è puramente induttivo, essendo le due bobine, quella primaria e quella secondaria, distanziate fra loro

Figura 17.

IL TRASMETTITORE DA 420 MHz, FOTOGRAFATO DAL BASSO

In questa fotografia sono visibili i condensatori di fuga, sui filamenti, del tipo a lamina.



di circa 37 mm., misurati fra gli assi delle bobine stesse.

Il tubo 829B lavora come triplicatore di frequenza in controfase, con un condensatore variabile a doppio statore nel suo circuito anodico, accordato su circa 141 MHz. Questo circuito anodico è accoppiato, a mezzo di un secondario di accoppiamento, ad un altro circuito accordato, con condensatore variabile a due sezioni, i cui estremi sono collegati alle griglie controllo dei due tubi 15E che costituiscono lo stadio finale.

I due triodi tipo 15E dello stadio finale lavorano come triplicatori di frequenza in controfase, con una frequenza di uscita nella gamma dei 420 MHz. Sicchè con un quarzo da 5,85 MHz la frequenza di uscita fornita dai tubi 15E è di 421,2 MHz.

Il circuito accordato di uscita dello stadio con tubi 15E è costituito da una doppia linea coassiale, con accordo separato sui due lati della linea a mezzo di pistoni regolabili sulle cavità risonanti.

I primi tre stadi a radiofrequenza del trasmettitore dovranno funzionare con la tensione fornita da un alimentatore che possa erogare da 125 a 150 mA di corrente, alla tensione di 450 o 500 V. La corrente di griglia del tubo 829B dovrà aggirarsi da 5 a 8 mA mentre la corrente anodica di questo stadio sarà di circa 90 mA. La corrente di griglia dello stadio di uscita con tubi 15E sarà compresa fra 8 e 12 mA quando gli stadi dell'eccitatore funzionano regolarmente. L'accordo del circuito anodico a linea risonante dei tubi 15E è piuttosto critico, ma se si toglie il carico allo stadio, si potrà eseguire agevolmente tale accordo, basandosi sulla diminuzione della corrente anodica assorbita, che si ha quando il circuito anodico è in risonanza. Con 500 V di tensione anodica sui tubi 15E la corrente anodica durante l'esecuzione dell'accordo cadrà da 60 mA iniziali a circa 25 mA quando l'accordo sarà stato raggiunto. Dopo aver raggiunta la risonanza del circuito anodico dei tubi 15E, la tensione anodica potrà venire aumentata a 600 o 800 V, per funzionamento con modulazione anodica, e a 1250 V e oltre, per funzionamento in modulazione di frequenza o in telegrafia con onde persistenti non modulate.

I tubi 15E sono facilmente reperibili nel mercato dei materiali residuati, ma si riscontrerà che un notevole numero di tali tubi contengono quantità di gas tali da menomarne le loro caratteristiche. E' quindi consigliabile avere sotto mano una certa quantità di detti tubi allo scopo di poterne selezionare una coppia per l'impiego nel trasmettitore e di poterne tenere qualcuno come ricambio. Inoltre è necessario porre estrema cura nell'installare e nel rimuovere i tubi dai circuiti di uscita. Con il tipo di costruzione che si è impiegato per le linee anodiche, mostrate in figura 16 è necessario togliere le linee anodiche prima di asportare i tubi. Solo allora, e cioè quando le linee anodiche siano state staccate dai reofori di collegamento degli anodi, potranno venire staccati gli attacchi di griglia e i tubi potranno essere rimossi dai loro zoccoli.

Costruzione Il trasmettitore è montato su un telaio metallico avente le dimensioni di 25 x 30 x 7,5 cm.

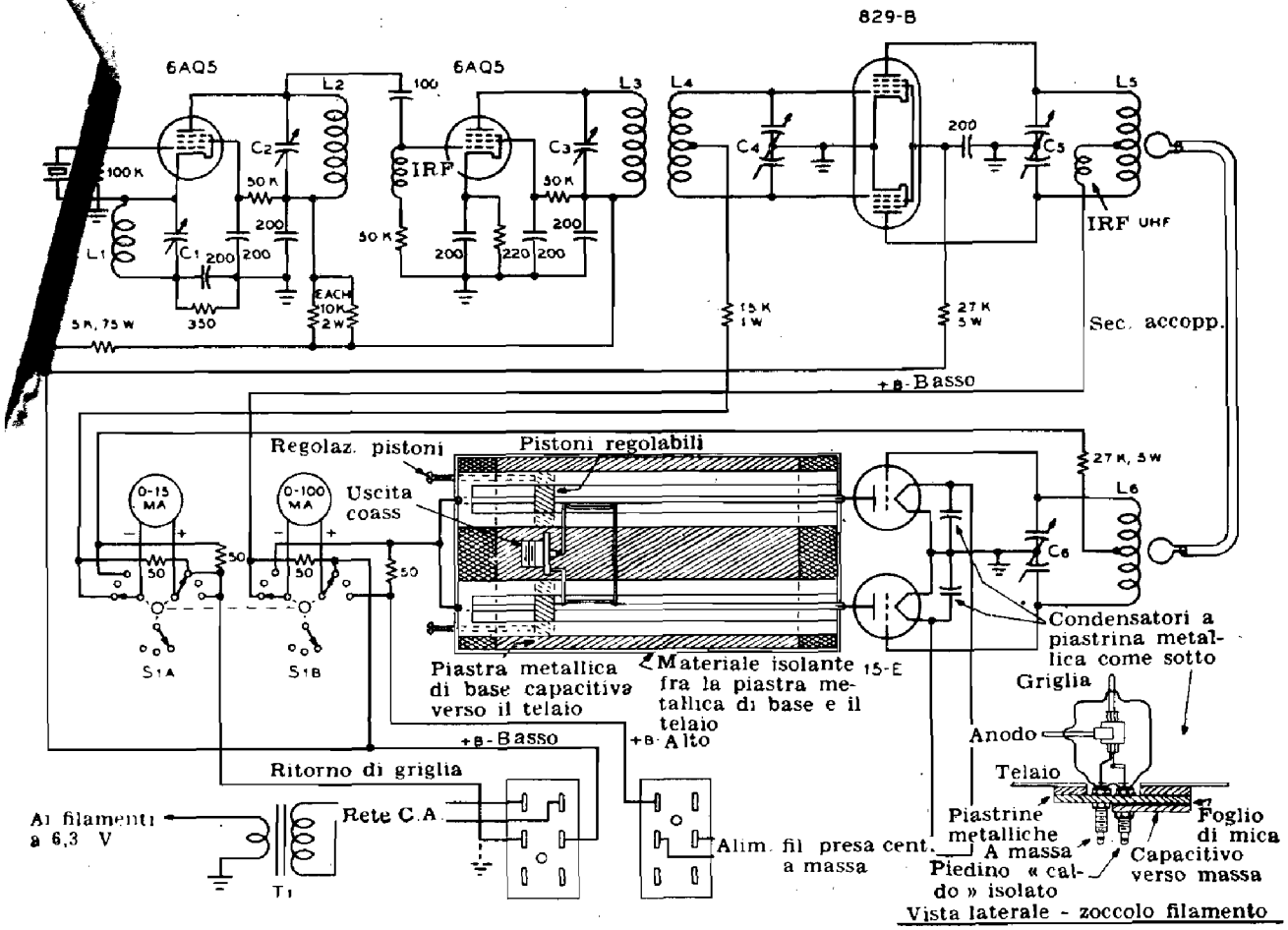


Figura 18.

SCHEMA ELETTRICO DEL TRASMETTITORE A 420 MHz CONTROLLATO A QUARZO

C_1, C_2—100-μμF condensatore variabile.

C_3—25-μμF condensatore variabile.

C_4—30-μμF per sezione, condensatore variabile piccolo.

L_1—23 spire filo smaltato da 0,5 mm avvolte strettamente su supporto da 15,7 mm.

L_2—8 spire filo nudo da 1,6 mm avvolte in aria con diametro spira di 22 mm. Lunghezza della bobina 22 mm.

L_3—7 spire filo nudo da 1,6 mm avvolte in aria con diametro spira di 15,7 mm. Lunghezza della bobina 22 cm.

L_4—10 spire filo nudo da 1,6 mm avvolte in aria con diametro spira di 19 mm. Lunghezza della bobina 35 mm. Con presa centrale.

L_5—3 spire filo nudo da 1,6 mm, avvolte in aria con diametro spira di 15,7 mm. Lunghezza della bobina 25 mm. Con presa centrale.

L_6—5 spire filo nudo da 1,6 mm avvolte in aria con diametro spira di 15,7 mm. Lunghezza della bobina 35 mm. Con presa centrale.

S_1—Commutatore per strumento: In bakelite per la corrente di griglia. In ceramica per la corrente anodica.

T_1—Trasformatore di filamento 6,3 V/6 A.

I primi due stadi sono montati al solito modo, con i loro condensatori variabili a doppio statore per i vari accordi. Il circuito accordato anodico del tubo 829B e il circuito accordato di griglia dei tubi 15E sono fissati alla parte superiore del telaio del trasmettitore a mezzo di appositi squadretti.

La costruzione delle linee anodiche per lo stadio di tubi 15E è mostrata in figura 18. La lunghezza totale del conduttore esterno delle linee anodiche è di 150 mm., con una parte attiva del conduttore interno di circa 117 mm. per

una frequenza di 421 MHz. Entrambe le linee anodiche sono montate su una piastra avente le dimensioni di 82 x 126 mm. Tutto il complesso di linee anodiche lavora alla tensione di alimentazione anodica dei tubi 15E: vi è quindi pericolo di infortuni gravi, specialmente durante l'esecuzione delle operazioni di accordo.

La piastra metallica, sulla quale il complesso di linee anodiche è montato, è separata dal telaio metallico del trasmettitore a mezzo di una lastra di materiale isolante di circa 1,6 mm di spessore. E' consigliabile che il complesso di linee anodiche venga coperto con una custodia metallica di schermo allo scopo di ridurre il pericolo di infortuni; in tal caso le operazioni di accordo delle linee andranno eseguite a mezzo di un giravite di materiale isolante, come quelli che si usano nella esecuzione delle operazioni di neutralizzazione.

Per l'esecuzione dei controlli relativi alle interferenze televisive, tutto il trasmettitore dovrà essere chiuso in una scatola schermante, con adeguati filtri sui collegamenti che vanno alla rete di alimentazione. Le armoniche generate nella parte eccitatrice di un trasmettitore ad onde ultracorte come questo, possono risultare molto fastidiose anche se le frequenze di 140 e 420 MHz del trasmettitore non siano probabilmente le cause dei fastidi lamentati.

Si noti che il sistema di blocco a radiofrequenza dei filamenti sugli zoccoli dei tubi 15E include condensatori di fuga del tipo a lamine fra estremo isolato di ogni filamento e massa. Mediante un sistema di blocco come questo, i tubi 15E possono essere fatti funzionare con i filamenti in derivazione sul secondario di 5 V/8 A di un trasformatore, con un estremo di tale secondario collegato a massa, oppure essi possono essere fatti funzionare collegati in serie sul secondario di un trasformatore che fornisca 10 V con 4 A, con la presa centrale di tale secondario collegata a massa.

CAPITOLO VENTICINQUESIMO

Alimentatori

In considerazione dell'alto costo dei componenti, con nucleo in ferro, impiegati negli alimentatori, è opportuno considerare accuratamente il progetto di un trasmettitore da costruire oppure la rielaborazione di un trasmettitore già esistente, nell'intento di ridurre al minimo possibile la parte alimentatrice, in modo però che questa consenta di ottenere dal trasmettitore le prestazioni volute, con una spesa la più bassa possibile.

Valutando accuratamente, per quanto concerne la alimentazione, le esigenze dei vari progetti attuabili per un trasmettitore, sarà possibile scegliere, fra questi progetti, quello che comporta l'uso del minor numero dei componenti nell'alimentatore o, ciò che è lo stesso, che utilizza nel miglior modo possibile i componenti impiegati nella costruzione dell'alimentatore.

Sebbene i sistemi di modulazione di ampiezza su stadi a basso livello siano relativamente poco usati dai radiodilettanti, è opportuno considerare seriamente questo sistema di modulazione dato che costa relativamente poco aumentare la dissipazione anodica di uno stadio finale a radiofrequenza di un trasmettitore, per ottenere così da esso la voluta potenza di uscita effettuando la modulazione a basso livello. E' facilmente dimostrabile che il sistema più economico per ottenere una potenza di uscita di 300 o 400 W in onda portante, per un trasmettitore dilettantistico, consiste nell'impiego, nello stadio finale di questo, di una coppia di tubi a forte dissipazione anodica con i quali venga realizzato un amplificatore lineare in Classe B o un amplificatore finale modulato sulla griglia controllo, oppure modulato di schermo o di catodo.

Se nella località dove è installato il trasmettitore esistono molti ricevitori televisivi in grado di essere disturbati, sarà necessario realizzare un trasmettitore che dia luogo al minimo possibile di generazione di armoniche da parte dello stadio finale. Ciò si otterrà in maniera sicura se, come stadio finale del trasmettitore, si fa uso di un amplificatore lineare in Classe B.

Questo tipo di amplificatore può essere

impiegato per molti usi, fatta eccezione che come stadio finale a radiofrequenza di forte potenza con modulazione anodica. L'amplificatore lineare in Classe B potrà perciò essere impiegato come amplificatore finale per telegrafia con onde persistenti non modulate, come amplificatore finale di un trasmettitore a modulazione di frequenza e come amplificatore di segnali modulati in ampiezza o a singola banda laterale.

Quando si fa uso di un amplificatore lineare in Classe B come stadio finale di un trasmettitore modulato in ampiezza, il suo stadio pilota potrà essere modulato sull'anodo alla maniera usuale. In questo caso sarà solo necessario applicare una resistenza di smorzamento sul circuito di griglia dello stadio finale, se tale stadio lavora come amplificatore a radio-frequenza con griglia a massa con polarizzazione all'interdizione.

25-1 Progetto degli alimentatori

Gli alimentatori dei trasmettitori o delle varie parti che compongono una stazione debbono essere progettati in modo da poter fornire le correnti necessarie alle tensioni prescritte e da avere quel grado di stabilità di tensione al variare del carico, necessario per le applicazioni che si vogliono realizzare.

Gli alimentatori inoltre debbono presentare un livello di rumore di fondo (residuo di alternata) sufficientemente basso anche a pieno carico e debbono presentare verso il circuito di utilizzazione da essi alimentato, una impedenza interna sufficientemente bassa. Infine debbono essere dimensionati adeguatamente, in modo che nessun loro componente risulti sovraccaricato quando essi erogano le tensioni e le correnti necessarie al funzionamento normale degli apparati.

Realizzare alimentatori che soddisfino a tutte le caratteristiche avanti dette non è un problema facile. In molti casi sarà necessario attuare dei compromessi specialmente negli alimentatori destinati ai trasmettitori per dilettanti, i quali alimentatori debbono soddisfare particolari esigenze per quanto concerne ingombro e costo dei componenti. Per tale motivo occorre dedicare molta attenzione al progetto e al dimensionamento degli alimentatori impiegati nelle stazioni dilettantistiche e destinati ad alimentare i complessi a radio-frequenza e ad audiofrequenza.

Per svolgere bene il progetto di un alimentatore da usare in una determinata applicazione è opportuno seguire un metodo razionale, che descriveremo in questo capitolo e che consente di definire, con buona approssimazione, i valori e le caratteristiche dei componenti da usare.

In questo metodo occorre anzitutto stabilire le prestazioni che debbono essere fornite dall'alimentatore.

In generale queste prestazioni sono:

1) tensione di uscita richiesta a pieno carico;

2) valori delle correnti erogate: minima, normale e massima (di picco);

3) stabilità della tensione di uscita al variare della corrente fra il valore minimo e il valore di picco;

4) limite ammissibile per il residuo di tensione alternata esistente sulla tensione di uscita, a pieno carico;

5) tipo di circuito rettificatore da usare.

La tensione di uscita che l'alimentatore deve essere in grado di fornire è deter-

minata approssimativamente dalle condizioni di impiego dei tubi che esso deve alimentare. Invece la corrente che l'alimentatore deve poter erogare non sempre corrisponde alla massima corrente assorbita dai tubi in esso impiegati. Però è sempre consigliabile progettare gli alimentatori in modo che abbiano il massimo grado di flessibilità di impiego, tenendo presente che in tal modo sarà possibile impiegare lo stesso alimentatore anche quando si procederà alla costruzione di una nuova stazione o alla rielaborazione di una parte di essa. Pertanto, nel progettare un alimentatore, è opportuno dimensionarlo non solo per soddisfare le immediate esigenze determinate dalla alimentazione dei tubi usati in quel momento negli stadi ad audio-frequenza o a radio-frequenza, ma sarà conveniente cercare di utilizzare in pieno le prestazioni dei componenti dell'alimentatore tenendo presente che, così facendo, si realizzerà nel prossimo futuro una sensibile economia qualora si venisse ad aggiungere qualche altra apparecchiatura alla stazione o si ritenesse opportuno rielaborare una parte di essa.

Considerazioni sulla erogazione di corrente

La minima erogazione di corrente da parte di un alimentatore normalmente corrisponde alla corrente dissipata dalle resistenze zavorra. Vi sono casi in cui un alimentatore viene in permanenza usato per alimentare soltanto tali resistenze e perciò qualche volta queste costituiscono solo una piccola parte del carico dell'alimentatore mentre qualche volta ne costituiscono il carico totale.

Quando un alimentatore serve ad alimentare gli stadi del trasmettitore, allora la corrente da esso erogata sulle resistenze zavorra rappresenta la corrente minima che l'alimentatore deve fornire.

La corrente minima erogata da un alimentatore è importante poichè, assieme alla tensione fornita dall'alimentatore, essa determina il minimo valore dell'induttanza da impiegare nei filtri ad ingresso induttivo, se si vuole che la tensione di uscita sia contenuta entro certi limiti anche in caso di minimo assorbimento di corrente.

La erogazione normale di corrente da parte di un alimentatore è generalmente definita, in via approssimativa, dalle caratteristiche del trasformatore e delle impedenze filtro usate oppure dai dati ricavabili dal listino del fabbricante dell'alimentatore, nel caso però che tale fabbricante sia degno di fiducia.

L'erogazione nominale di corrente che un alimentatore deve essere in grado di fornire deve essere almeno uguale all'assorbimento di corrente da parte del circuito di utilizzazione, quando questo è costituito da un radioricevitore, un amplificatore per microfono o da uno stadio a radio-frequenza a funzionamento continuo. Invece quando il circuito di utilizzazione è costituito da amplificatori a radio-frequenza per segnali telegrafici, da amplificatori per segnali a singola banda laterale o da modulatori in Classe B, la definizione della corrente normale che l'alimentatore deve poter erogare è diversa. Quando un alimentatore è collegato ad un carico di carattere intermittente, come quelli suddetti, la corrente che deve venire erogata dal trasformatore di alimentazione e quella sulla quale vanno dimensionate le impedenze-filtro può essere minore della corrente massima assorbita dal circuito

di utilizzazione; però la corrente che i tubi rettificatori dell'alimentatore debbono essere in grado di erogare deve essere almeno uguale all'assorbimento massimo di corrente da parte del circuito di utilizzazione. Per fare un esempio, in un alimentatore che deve fornire una corrente di 100 mA e una corrente di picco di 500 mA possono essere usati trasformatori e impedenze per 300 mA, ma i tubi rettificatori debbono essere tali da poter fornire permanentemente una corrente di 500 mA.

Il dimensionamento dei componenti con nucleo in ferro, sottoposti a passaggio di corrente intermittente, come quelli facenti parte di un alimentatore con carico intermittente, va eseguito in base alla corrente media che li attraversa, valutata in un tempo di parecchi minuti. Questo perchè ciò che limita la corrente che può attraversare tali componenti è il riscaldamento dovuto all'effetto Joule nel conduttore impiegato. Siccome i componenti con nucleo in ferro hanno uan inerzia termica piuttosto alta, quando essi sono percorsi da una corrente forte ma intermittente il loro riscaldamento dipende dalla corrente media valutata su un certo numero di manipolazioni telegrafiche oppure di cicli di modulazione.

Invece la corrente che i tubi rettificatori sono in grado di erogare è limitata dalla emissione di elettroni da parte del filamento e pertanto questa emissione non deve essere in ogni caso superata, neppure per brevi istanti, se non si vogliono danneggiare irrimediabilmente i tubi raddrizzatori.

Le considerazioni di cui sopra partono dal presupposto che nessuno dei componenti con nucleo in ferro impiegati in un rettificatore sia saturato o vada in saturazione al momento in cui un carico intermittente richieda la corrente massima. Per essere sicuri di non avere in alcun caso saturazione, è opportuno impiegare componenti di buona qualità e dimensionati abbondantemente.

Stabilità della tensione erogata dagli alimentatori

La stabilità della tensione erogata da un alimentatore al variare della corrente assorbita dal carico è uno degli aspetti che caratterizzano ciò che normalmente viene definito « stabilità » della tensione fornita da un alimentatore ». Spieghiamo subito questo concetto. Il problema più grave che frequentemente si incontra in pratica è quello di un alimentatore per il modulatore di un trasmettitore. Un tale modulatore assorbe dall'alimentatore, una corrente che può variare nel rapporto da quattro a uno e anche da cinque a uno. Per contro è opportuno che la tensione di alimentazione del modulatore, in assenza di segnale, risulti al massimo del 10-15 per cento maggiore rispetto alla tensione di alimentazione a pieno carico. In questo caso è molto importante perciò che l'alimentatore abbia una ottima stabilità della tensione erogata al variare della corrente assorbita dal carico.

Un altro tipo di stabilità è quella che deve possedere un alimentatore il quale debba sviluppare una tensione ad esempio di circa 250 V per un oscillatore che assorba una corrente anodica di due o tre milliampére.

La stabilità che in questo caso si richiede all'alimentatore è che la tensione da esso erogata vari di pochi volt per piccole variazioni della corrente anodica assorbita dall'oscillatore e per forti variazioni della tensione di rete sulla quale viene inserito l'alimentatore. Questo tipo di stabilità può essere definito come « stabilità della tensione erogata dall'alimentatore al variare della tensione di alimentazione ».

Vi è un terzo tipo di stabilità degli alimentatori, che è intermedio alle due stabilità dette innanzi. Questo è il caso in cui ad esempio, un alimentatore debba alimentare un carico variabile da 10 a 100 W ad una tensione inferiore a 500 V. e sia necessario che tanto al variare del carico quanto al variare della tensione di alimentazione di rete, la tensione erogata dall'alimentatore varii entro pochi volt. Questo tipo di stabilità può essere perciò definito come « stabilità della tensione erogata dall'alimentatore al variare della tensione di rete e della corrente assorbita dal carico ».

I tre suddetti tipi di stabilità vengono conseguiti in differenti modi.

Il primo tipo, e cioè la stabilità della tensione fornita dagli alimentatori, generalmente di forte potenza, al variare della corrente assorbita dal carico, viene ottenuto impiegando, negli alimentatori, filtri ad ingresso induttivo con opportuna induttanza di entrata e con adeguati valori di resistenza zavorra connesse sull'uscita dell'alimentatore. I calcoli sono semplici: l'induttanza di ingresso del filtro dell'alimentatore, espressa in Henry e misurata quando è attraversata da una corrente continua uguale alla minima corrente erogata dall'alimentatore, deve essere uguale alla resistenza di carico sull'alimentatore (determinata per la corrente minima) divisa per 1000. Questo valore viene chiamato induttanza critica e costituisce il minimo valore di induttanza da inserire in un filtro ad ingresso induttivo, tale che impedisca alla tensione di uscita di salire notevolmente quando diminuisce la corrente assorbita dal carico.

La minima corrente di carico può essere quella che attraversa soltanto le resistenze zavorra, oppure può essere data dalla somma della corrente sulle resistenze zavorra e della corrente minima assorbita dal modulatore o amplificatore col quale è collegato l'alimentatore.

Gli alimentatori a bassa tensione e bassa corrente, come quelli che vengono usati per alimentare gli oscillatori a frequenza variabile dei trasmettitori e gli oscillatori a radio-frequenza dei ricevitori, generalmente vengono stabilizzati mediante l'impiego di tubi stabilizzatori a scarica nei gas. I tubi di questo tipo sono chiamati « tubi VR » e il loro impiego nei vari tipi di alimentatori verrà trattato nella sezione 25-5 di questo capitolo. Nel seguito di questo capitolo verranno altresì trattati gli alimentatori con stabilizzazione elettronica del tipo da 20 W a 100 W di potenza erogata.

Considerazioni sull'ondulazione L'entità della riduzione di ondulazione da attuare su un alimentatore dipende dal tipo di circuito che deve essere alimentato. La tensione di ondulazione tollerabile sulla uscita di un alimentatore può variare dal 5

per cento, per amplificatori in Classe B o in Classe C da usare in telegrafia ad onda portante non modulata o in modulazione di frequenza, a poche unità su mille per gli alimentatori anodici di amplificatori di tensione a basso livello o di amplificatori per microfono.

Il valore usuale di tensione di ondulazione che può essere tollerato negli alimentatori della maggior parte degli stadi di un trasmettitore in fonia è compreso fra 0,1 e 2 per cento.

In generale si può stabilire che, con la normale frequenza di rete e con circuiti rettificatori monofasi, gli alimentatori per quasi tutti gli stadi delle stazioni radio-dilettantistiche saranno con filtro ad ingresso induttivo, con induttanza seguita da un filtro a π ad una sola sezione. Un amplificatore finale per telegrafia ad onda portante non modulata, o un altro stadio che possa tollerare fino al 5 per cento di ondulazione, potrà essere alimentato da un alimentatore il cui filtro sia costituito soltanto da una induttanza di ingresso di adeguato valore e da un condensatore-filtro.

Gli alimentatori con filtro ad ingresso induttivo e condensatore in uscita vengono impiegati assai frequentemente per alimentare i modulatori in Classe B, purchè il condensatore sull'uscita dell'alimentatore abbia una capacità sufficientemente grande. Questa capacità dovrà essere tale da immagazzinare una energia sufficiente ad alimentare le punte di corrente anodica assorbita dai tubi del modulatore in Classe B, in corrispondenza ai picchi di modulazione. Le capacità di tali condensatori sono normalmente comprese fra 4 e 10 μ F. Capacità di valore più alto comporterebbero elevate correnti di carica iniziale all'istante in cui viene accesso l'alimentatore e quindi, per limitare il picco di corrente assorbita dal condensatore, che deve venir erogata dai tubi rettificatori, sarebbe necessario impiegare un filtro con induttanza di ingresso di valore esagerato.

Per contro, capacità inferiori a 4 μF riducono la potenza di uscita erogabile dal modulatore in Classe B alle audiofrequenze più basse e inoltre possono dar luogo al formarsi di un notevole rumore di fondo sovrapposto al segnale amplificato, quando questo sia di frequenza bassa. Questo rumore di fondo è piuttosto forte quando il modulatore fornisce una elevata potenza di uscita, mentre è trascurabile quando il livello di modulazione è basso.

Quando uno stadio, quale un amplificatore ad audiofrequenza a basso livello, necessita di una tensione di alimentazione anodica avente ondulazione estremamente bassa, l'alto grado di filtraggio necessario verrà normalmente ottenuto mediante l'impiego di filtri a resistenza-capacità. Ciò è consentito dal fatto che, per un buon funzionamento dello stadio, non è necessario che l'alimentatore abbia una forte stabilità della tensione erogata.

Il filtro a resistenza-capacità viene normalmente inserito dopo il filtro ad induttanza-capacità dell'alimentatore che alimenta gli stadi ad alto livello ma in qualche caso, quando l'alimentatore deve solo alimentare gli stadi a bassa corrente, il filtro dell'alimentatore potrà essere costituito esclusivamente da resistenze-capacità.

Nei paragrafi seguenti verranno forniti i dati di progetto dei filtri a resistenza-capacità.

Quando uno stadio a bassa corrente necessita di una tensione di alimentazione avente ondulazione estremamente piccola unitamente ad una ottima stabilità, il filtro dell'alimentatore verrà spesso fatto terminare con uno o più tubi stabilizzatori di tensione a scarica nei gas. Questi tubi « VR » danno un fortissimo filtraggio mentre contemporaneamente stabilizzano la tensione erogata dall'alimentatore. Il filtraggio da essi eseguito appare evidente se si considera che i tubi VR tendono a mantenere su un valore costante la tensione applicata su di essi mentre la corrente che in essi circola può essere ampiamente variabile.

I tubi VR danno un sensibile miglioramento alla caratteristica di stabilità e di ondulazione di alimentatori, quando la corrente da questi fornita sia compresa fra 25 e 35 mA, a seconda del tipo di tubo VR usato.

Alcuni tipi di tubi VR sono previsti per una corrente, in essi circolante, di 30 mA mentre altri tipi sono in grado di condurre, senza alcun danno, una corrente anche di 40 mA. In ogni caso la corrente minima che attraversa il tubo VR la si ha quando il circuito alimentato assorbe il massimo di corrente. La corrente minima che consente di tenere innescato l'arco nei tubi stabilizzatori di tensione a scarica nei gas è, per tutti i tipi di questi tubi, dell'ordine di 5 mA.

Oltre ai sistemi con tubi VR, vi sono altri sistemi di stabilizzazione di tensione, che consentono di ottenere da un alimentatore una tensione di uscita nella quale l'ondulazione abbia valore molto basso.

Gli alimentatori con stabilizzazione elettronica sono atti a fornire una tensione di uscita nella quale l'ondulazione residua ha un valore estremamente basso, anche nel caso in cui il filtro, che precede il sistema elettronico di stabilizzazione, attenui scarsamente l'ondulazione fornita dal rettificatore, portandola ad un valore del 5 o anche del 10 per cento. Infatti è evidente che, quanto migliore è la stabilità che un sistema di stabilizzazione di tensione è in grado di fornire, tanto minore è l'ondulazione esistente nella tensione di uscita.

È altresì evidente che l'ondulazione sulla tensione di uscita di un alimentatore stabilizzato di qualsiasi tipo aumenta rapidamente quando il carico sull'alimentatore sia così forte da rendere inefficiente il sistema di stabilizzazione. Ciò accade in un alimentatore con stabilizzazione elettronica quando la tensione esistente a monte del tubo elettronico stabilizzatore in serie scenda al disotto di un valore che è uguale alla somma della minima caduta di tensione sul tubo a quel determinato valore di corrente, più la tensione di uscita.

Nel caso di un sistema stabilizzatore in derivazione, come è quello che si attua con i tubi VR, l'effetto stabilizzatore diminuisce quando la corrente attraverso il tubo stabilizzatore cade al di sotto di un determinato valore, che normalmente è di 5 mA.

Calcolo della ondulazione

Malgrado le figure 1, 2 e 3 diano i valori della tensione di ondulazione per vari tipi di sistemi filtro più o meno normali, spesso può essere utile poter calcolare il valore della tensione di ondulazione prevedibile con l'impiego di un determinato gruppo di componenti.

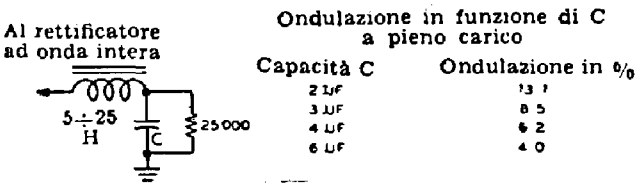


Figura 1.

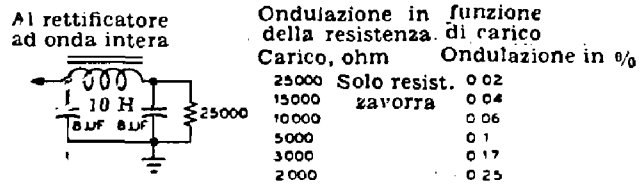


Figura 2.

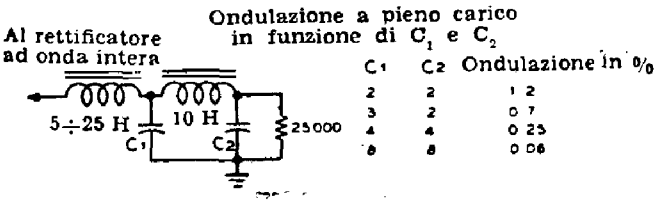


Figura 3.

Fortunatamente la percentuale di ondulazione approssimativa, per valori normali di componenti dei filtri, può essere calcolata agevolmente con l'aiuto di formule relativamente semplici.

Nelle due formule seguenti si suppone che la frequenza di rete sia 60 Hz e che venga usato un raddrizzatore ad onda intera semplice o a ponte. Sarà agevole per il lettore passare dai valori ottenuti per frequenza di rete 60 Hz ai valori corrispondenti ad altre frequenze di rete.

Nel caso di un filtro ad ingresso induttivo ad una sola sezione, come quello illustrato in figura 1, oppure per l'ondulazione esistente all'uscita della prima sezione di un filtro ad ingresso induttivo a due sezioni, la equazione che fornisce il valore della percentuale di ondulazione è la seguente.

$$\text{Percentuale di ondulazione} = \frac{118}{LC-1}$$

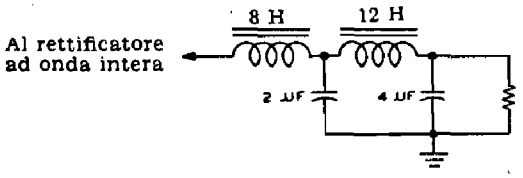


Figura 4.

ESEMPIO DI FILTRO PER IL CALCOLO DELLA ONDULAZIONE

nella quale LC è il prodotto della induttanza della bobina di entrata del filtro (espressa in Henry) misurata alla corrente normale di lavoro, per la capacità (espressa in microfarad) del condensatore che segue l'induttanza.

Nel caso di un filtro a due sezioni, la percentuale di ondulazione esistente sulla tensione di uscita dalla prima sezione è espressa dalla formula su riportata. Per ottenere la percentuale di riduzione di ondulazione apportata da tutto il filtro a due sezioni, occorre moltiplicare la percentuale calcolata come sopra, per il fattore di riduzione della seconda sezione del filtro.

Questo fattore di riduzione viene determinato in base alla seguente formula:

$$\text{Fattore di riduzione del filtro} = \frac{LC-1}{1{,}76}$$

Nella equazione su riportata, LC è il prodotto della induttanza e della capacità della sezione del filtro.

Il fattore di riduzione è espresso da un numero decimale che quindi deve venire moltiplicato per la percentuale di ondulazione ottenuta dall'applicazione della prima formula.

Per esempio consideriamo il caso del filtro schematizzato in figura 4. Il prodotto LC della prima sezione del filtro è 16 sicchè la percentuale di ondulazio-

ne prevedibile all'uscita della prima sezione sarà

$$\frac{118}{16-1} = 7{,}87\ \% .$$

La seconda sezione, che ha un prodotto LC di 48, darà un fattore di riduzione uguale a

$$\frac{1{,}76}{48-1} = \frac{1{,}76}{47} = 0{,}037 .$$

Pertanto la percentuale di ondulazione all'uscita di tutto il filtro sarà

$$7{,}87 \times 0{,}037 = 0{,}29\ \% .$$

Filtri a resistenza-capacità In molte applicazioni, quando la corrente che attraversa il filtro è relativamente piccola, in modo che non sia eccessiva la caduta di tensione lungo le resistenze in serie, possono essere usati vantaggiosamente i filtri costruiti con resistenze e capacità. Nel caso normale, quando cioè la reattanza del condensatore in derivazione è molto minore della resistenza del carico alimentato dal sistema filtro, la riduzione di ondulazione per ogni sezione del filtro risulta uguale a $1/2\pi RC$.

Se la tensione di ondulazione ha una frequenza fondamentale di 120 Hz, come avviene per l'uscita da un raddrizzatore a onda intera alimentato da una rete a 60 Hz, il fattore di riduzione di ondulazione risulta 1,33/RC, nella quale R è espressa in migliaia di Ohm mentre C è espressa in microfarad.

Per una ondulazione a frequenza fondamentale di 60 Hz, l'espressione dell'ondulazione risulta 2,66/RC, nella quale R e C sono espressi nelle stesse unità di misura dette avanti.

Risonanza del sistema filtro In qualche caso si può riscontrare, particolarmente quando si usa un filtro ad ingresso induttivo con un condensatore da 2 μF come prima capacità filtro, che quando la corrente erogata dall'alimentatore assume un determinato valore, ha origine un rumore di fondo eccezionalmente alto mentre i tubi rettificatori tendono a scaricare interamente. Può anche avvenire in tali condizioni che uno dei due tubi si sovraccarichi mentre l'altro è come se fosse spento.

Se allora si spegne l'alimentatore e dopo lo si riaccende, può avvenire che il tubo che prima era quasi spento ora si sovraccarichi. mentre l'altro tubo, che prima era sovraccaricato ora non conduce più alcuna corrente.

In queste condizioni può anche avvenire che, al variare della corrente erogata dall'alimentatore il sovraccarico si sposti dall'uno all'altro tubo.

Un tale fenomeno è spesso accompagnato dalla tendenza del primo condensatore filtro a oltrepassare la sua tensione normale di funzionamento oppure da un eccezionale abbreviarsi della vita dei tubi rettificatori.

Quando avviene uno dei fenomeni suddetti, quasi certamente si ha risonanza del sistema filtro, che è inserito nell'alimentatore ad alta tensione.

La risonanza raramente avviene negli alimentatori per bassa tensione, poichè in questi normalmente si impiegano condensatori di capacità tanto alta da non dar luogo ad alcun fenomeno di risonanza.

Invece negli alimentatori ad alta tensione, nei quali ovviamente induttanze e capacità sono più costose, la risonanza avviene più frequentemente.

Affinchè un gruppo induttanza-capacità risuoni a 120 Hz, occorre che il prodotto dei valori dell'induttanza e della capacità sia di 1,77. Pertanto, un condensatore da 1 μF entrerà in risonanza a 120 Hz con una induttanza da 1,77 H. Normalmente però il prodotto dell'induttanza e della capacità risulta superiore a 1,77 e quindi raramente il gruppo induttanza-capacità risuonerà a 120 Hz. Se invece il prodotto dei valori dell'induttanza e della capacità è di 7,1, il gruppo LC risuonerà a 60 Hz.

Il valore 7,1 per il prodotto LC lo si incontra molto frequentemente in pratica nei filtri ad ingresso induttivo degli alimentatori ad alta tensione. Un tale valore lo si può avere con un condensatore da 2 μF e una induttanza filtro che, per un particolare valore di corrente, risulti di 3,55 H.

Quando in un circuito filtro si impiega un condensatore da 2 μF e una impedenza che, ad una determinata corrente che la attraversi, venga ad assumere una induttanza di 3,55 H, allora si avrà la risonanza del filtro quando la corrente erogata dall'alimentatore raggiunge quel particolare valore per il quale la induttanza risulti appunto di 3,55 H.

Siccome in tali condizioni il filtro risuona alla frequenza stessa della rete, allora uno dei due tubi impiegati nel rettificatore ad onda intera sarà sovraccaricato e se i tubi rettificatori sono a vapore di mercurio, il tubo sovraccaricato avrà una luminosità assai accentuata mentre l'altro sarà quasi oscuro.

In conclusione, bisogna assolutamente evitare che il prodotto LC dell'induttanza e della capacità di un filtro ad ingresso induttivo, sia 1,77 o 7,1.

Quando si fa uso, in un filtro ad ingresso induttivo, di una induttanza fluttuante, che normalmente può variare nel rapporto da 5 a 1 a seconda della corrente che la attraversa, è evidente che può avvenire una risonanza a 60 Hz per valori bassi di corrente e a 120 Hz per valori alti di corrente, corrispondenti quasi al pieno carico dell'alimentatore.

Poichè il prodotto LC, se si vuole ottenere un filtraggio soddisfacente, deve certamente essere superiore a 1,77 (e in tali condizioni si ha anche una ridotta corrente di picco sui tubi rettificatori), allora sarà opportuno, nei filtri con induttanza fluttuante di ingresso, rendere maggiore di 7,1 il prodotto LC corrispondente alla corrente massima, così da essere certi che per qualunque valore di corrente erogata dall'alimentatore, non si abbia in alcun caso risonanza del filtro. Se si vuole avere un coefficiente di sicurezza ragionevole, sarà bene fare in modo che alla corrente massima, il prodotto LC sia superiore a 10.

Da quanto sopra deriva che, se vogliamo usare un condensatore da 2 μF come primo condensatore di un filtro ad ingresso induttivo, sarà opportuno che l'induttanza fluttuante abbia almeno un valore di 5 H a pieno carico e 25 H a vuoto, che è il valore che può trovarsi più facilmente in commercio.

Alcuni tipi di induttanze fluttuanti esistenti in commercio hanno un valore di 3 H a pieno carico e di 12 H a vuoto. Quando si desideri impiegare una di queste induttanze, che sono sensibilmente meno costose delle altre, sarà necessario che il primo condensatore filtro, posto dopo l'induttanza di ingresso, sia di capacità superiore a 2 μF. Si potrà allora fare uso di un condensatore da 3 μF

o, meglio ancora, di un condensatore da 4 μF, col quale si otterrà un maggiore coefficiente di sicurezza.

25-2 Circuiti rettificatori

Esistono numerosi tipi di circuiti rettificatori atti ad essere impiegati negli alimentatori che forniscono le tensioni anodiche alle varie apparecchiature delle stazioni.

Fra tali circuiti, si può affermare che i più semplici sono quelli che danno i migliori risultati per le stazioni dilettantistiche nelle quali il livello di potenza degli alimentatori non deve superare il valore massimo consentito dalle disposizioni di legge.

Nella figura 5 sono riportati i tre tipi di alimentatore di uso più comune nelle stazioni radiodilettantistiche.

Rettificatori a mezza onda Nei rettificatori a mezza onda, del tipo cioè di quello illustrato in figura 5 (A), si ha il passaggio di metà dell'onda per ogni ciclo della corrente alternata, mentre l'altra metà viene in essi bloccata.

La corrente di uscita risulta del tipo « pulsante » e può essere livellata a mezzo di circuiti filtro, fino a divenire una tensione continua praticamente senza alcuna traccia di tensione alternativa.

I rettificatori a mezza onda forniscono una corrente pulsante, la quale ha un valore nullo per metà del ciclo della tensione alternata di alimentazione. Per tale motivo risulta difficile filtrarne l'uscita in modo da ottenere una corrente continua assolutamente priva di ondulazione e comunque, dati gli elevati valori di capacità e di induttanza necessari nel filtro, è ben difficile ottenere in questi alimentatori una buona costanza della tensione al variare della corrente da essi fornita, senza ricorrere all'impiego di dispositivi stabilizzatori di tensione.

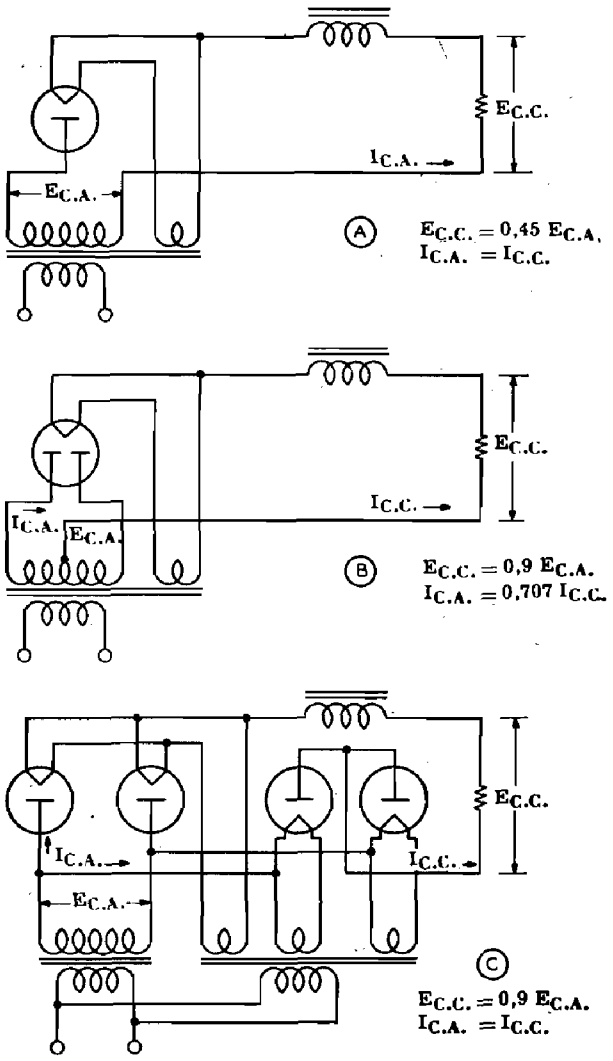


Figura 5.
CIRCUITI RETTIFICATORI DI USO PIU' COMUNE

(A) rappresenta un circuito rettificatore a mezza onda, (B) è il normale circuito rettificatore ad onda intera, che può impiegare o un tubo rettificatore doppio oppure una coppia di tubi rettificatori, (C) è il normale circuito rettificatore a ponte.

Rettificatori ad onda intera I rettificatori ad onda intera sono costituiti da una coppia di rettificatori a mezza onda, che lavorino sul-

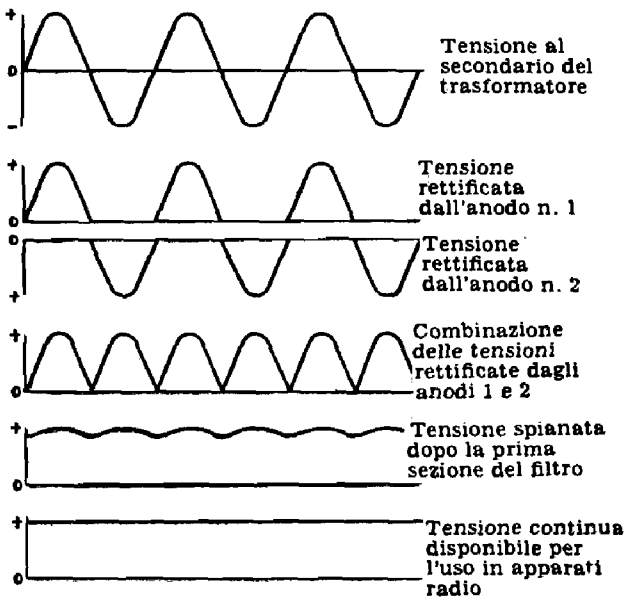


Figura 6.

RETTIFICATORE AD ONDA INTERA

Viene rappresentata la tensione esistente sul secondario del trasformatore; la tensione rettificata di uscita da ciascun tubo; la combinazione delle tensioni rettificate dai due tubi e che costituisce l'uscita del rettificatore. Viene altresì mostrata tale tensione spianata dopo essere passata attraverso una sezione del filtro e infine la tensione di uscita dal rettificatore, dopo essere passata attraverso altre sezioni di filtro. Quest'ultima tensione è sostanzialmente una tensione continua pura.

le opposte metà del ciclo, collegati in maniera tale che le due metà della tensione alternata rettificata si combinino all'uscita, alla maniera indicata in fig. 6.

La corrente pulsante unidirezionale così ottenuta può essere filtrata quanto si vuole a seconda della particolare applicazione alla quale il raddrizzatore va adibito.

I rettificatori ad onda intera a bassa tensione impiegano comunemente tubi con i due anodi e il filamento racchiusi in un unico bulbo di vetro o di metallo.

Nei rettificatori ad alta tensione normalmente si fa invece uso di due tubi separati, in ognuno dei quali vi è un anodo e un filamento.

Tanto nell'uno quanto nell'altro caso, i due anodi sono collegati ai terminali ad alta tensione del secondario del trasformatore di alimentazione alla maniera indicata dalla figura 5 (B).

Il trasformatore di alimentazione ha lo scopo di trasformare la tensione della rete di distribuzione in modo da ottenere nei secondari le necessarie tensioni di accensione dei filamenti e le tensioni per l'alimentazione degli anodi dei tubi rettificatori.

A mezzo del trasformatore gli anodi dei tubi rettificatori vengono sottoposti ad una tensione alternata in modo che uno di essi risulti positivo per tutto il tempo durante il quale l'altro è negativo. Il punto centrale del secondario ad alta tensione del trasformatore di alimentazione anodica normalmente viene collegato a massa e pertanto, essendo ad una tensione continua nulla, costituisce il polo negativo della tensione di alimentazione anodica.

Durante il tempo in cui l'anodo di un tubo è a potenziale positivo rispetto al catodo, nel tubo si ha passaggio di corrente mentre l' altro tubo risulta inoperante. Nel semiperiodo successivo avviene l'opposto.

Le tensioni di uscita dei tubi rettificatori vengono sovrapposte mediante il circuito comune dei filamenti. In tal modo gli anodi alternativamente alimentano il circuito di uscita (carico) fornendo a questo una corrente pulsante.

I filamenti e i catodi dei tubi rettificatori hanno sempre, in questo tipo di circuito rettificatore, un potenziale positivo rispetto all'avvolgimento del secondario del trasformatore di alimentazione anodica.

La corrente di uscita risulta pulsante alla frequenza di 100 Hz, quando un rettificatore ad onda interna viene collegato ad una rete di alimentazione a 50 Hz. Perciò, nelle applicazioni radio, è necessario che l'uscita del rettificatore passi attraverso un filtro di spianamento che ne elimini le componenti alternative e fornisca così solo la componente continua.

I filtri hanno lo scopo di selezionare o bloccare le componenti alternative: quelli usati più frequentemente negli alimentatori sono del tipo passa-basso. A mezzo di essi avviene che le correnti pulsanti, che hanno frequenza superiore alla frequenza di taglio del filtro, non lo attraversano e non arrivano quindi al carico. La corrente continua può considerarsi come corrente alternata a frequenza zero.

Le pulsazioni a 100 Hz hanno caratteristiche eguali a quelle di una corrente alternata vera e propria e verranno fortemente attenuate dal filtro se questo ha una frequenza di taglio inferiore a 100 Hz, che è la frequenza fondamentale di ondulazione esistente in un rettificatore ad onda intera alimentato da una rete a 50 Hz.

Rettificazione a ponte Il rettificatore a ponte (figura 5 C) è un tipo di circuito rettificatore ad onda intera nel quale si hanno quattro elementi oppure tubi raddrizzatori inseriti sull'uscita dell'avvolgimento ad alta tensione del trasformatore di alimentazione.

Poichè dai rettificatori a ponte può essere ottenuta una tensione di uscita doppia rispetto ai rettificatori ad onda intera aventi il secondario ad alta tensione con presa centrale, la corrente di uscita erogabile da un trasformatore di determinate dimensioni potrà essere evidentemente solo metà di quella erogabile quando si fa uso del circuito della figura 5 (B) ad onda intera.

Nel circuito rettificatore a ponte sono necessari quattro rettificatori e tre avvolgimenti secondari separati per la accensione dei filamenti, contro i due rettificatori e un unico avvolgimento secondario di accensione dei filamenti, necessari per i rettificatori ad onda intera con presa centrale sul secondario alta tensione.

Nei circuiti rettificatori a ponte il picco di tensione inversa applicata su ciascun tubo rettificatore risulta metà e ciò consente di usare in tali circuiti, per un determinato valore di tensione di uscita, tubi aventi una più bassa tensione anodica di picco applicabile.

Circuiti normali di alimentatori

Su tutti e tre gli alimentatori mostrati in figura 5 si è fatto uso del filtro ad ingresso induttivo, poichè con tale tipo di filtro si ottiene il migliore sfruttamento delle possibilità offerte dai tubi rettificatori e dal trasformatore di alimentazione. Inoltre con i filtri ad ingresso induttivo si ha la migliore stabilità della tensione erogata dall'alimentatore al variare della corrente assorbita.

Quando il carico su un alimentatore è abbastanza costante, per cui non ha molta importanza il fattore stabilità e quando si desideri ottenere la più alta tensione di uscita dall'alimentatore, si potrà fare uso dei filtri ad ingresso capacitivo. Occorre però fare attenzione che non venga oltrepassato in nessun istante il valore massimo della corrente

erogabile da parte dei tubi rettificatori.

In assenza di carico, con i filtri ad ingresso capacitivo si ottiene dal raddrizzatore una tensione continua di uscita approssimativamente uguale al valore massimo (valore di picco) della tensione alternativa applicata ai tubi rettificatori. Invece a pieno carico la tensione continua di uscita del raddrizzatore risulterà leggermente superiore al valore efficace della tensione alternativa fornita dal secondario di alta tensione del trasformatore di alimentazione. Ciò avviene quando si fa uso di condensatori di entrata al filtro di valore normale. Usando invece condensatori con capacità molto alta si ottengono, anche a pieno carico, tensioni di uscita alquanto maggiori della tensione efficace fornita dal secondario di alta tensione applicata agli anodi dei tubi rettificatori, ma può avvenire che il picco di corrente che attraversa questi tubi risulti molte volte maggiore della corrente continua di uscita fornita dall'alimentatore.

Il rettificatore a mezza onda della figura 5 A viene usato comunemente con un filtro ad ingresso capacitivo, o anche con un filtro a resistenza-capacità, specialmente come alimentatore ad alta tensione per tubi a raggi catodici. In questa applicazione, la corrente erogata dal raddrizzatore risulta estremamente piccola, sicchè ben raramente viene oltrepassata la corrente di picco erogabile dal tubo rettificatore.

Il circuito della figura 5 B viene usato più comunemente negli alimentatori anodici a media tensione, poichè con questo circuito si realizzano forti economie nei trasformatori di accensione dei filamenti, nei tubi rettificatori, negli zoccoli e anche l'ingombro di un tale rettificatore risulta ridotto.

Infine il circuito della figura 5 C comunemente indicato col nome di rettificatore a ponte, fornisce la migliore utilizzazione del trasformatore, ciò che rende questo circuito molto adatto come alimentatore per le potenze più alte.

Questo circuito presenta il vantaggio che viene permanentemente utilizzato tutto il secondario del trasformatore di alimentazione, mentre nel rettificatore ad onda intera vengono usati alternativamente l'una e l'altra metà del secondario alta tensione.

E' inoltre interessante notare che, in conseguenza della migliore utilizzazione del trasformatore, nel rettificatore a ponte la corrente che circola nel secondario del trasformatore di alimentazione è una pura corrente alternata mentre la corrente che circola nel secondario del trasformatore di alimentazione dei rettificatori ad onda intera è una corrente continua pulsante.

Come si è detto in precedenza, col circuito di figura 5 C si ottiene la massima potenza raddrizzata a parità di peso e costo del trasformatore di un alimentatore monofase.

Ma se in un rettificatore a ponte si fa uso di un trasformatore progettato per un rettificatore a onda intera, allo scopo di raddoppiare la tensione ottenibile con un tale trasformatore, allora bisogna accertarsi che la bobina del secondario ad alta tensione di questo trasformatore sia sufficientemente isolata. Nel circuito rettificatore a ponte il centro dell'avvolgimento del secondario ad alta tensione viene a trovarsi ad una tensione continua che è uguale a metà della tensione continua di uscita dal rettificatore. Invece, in un normale circuito rettificatore ad onda intera il centro dell'avvolgimento ad alta tensione è

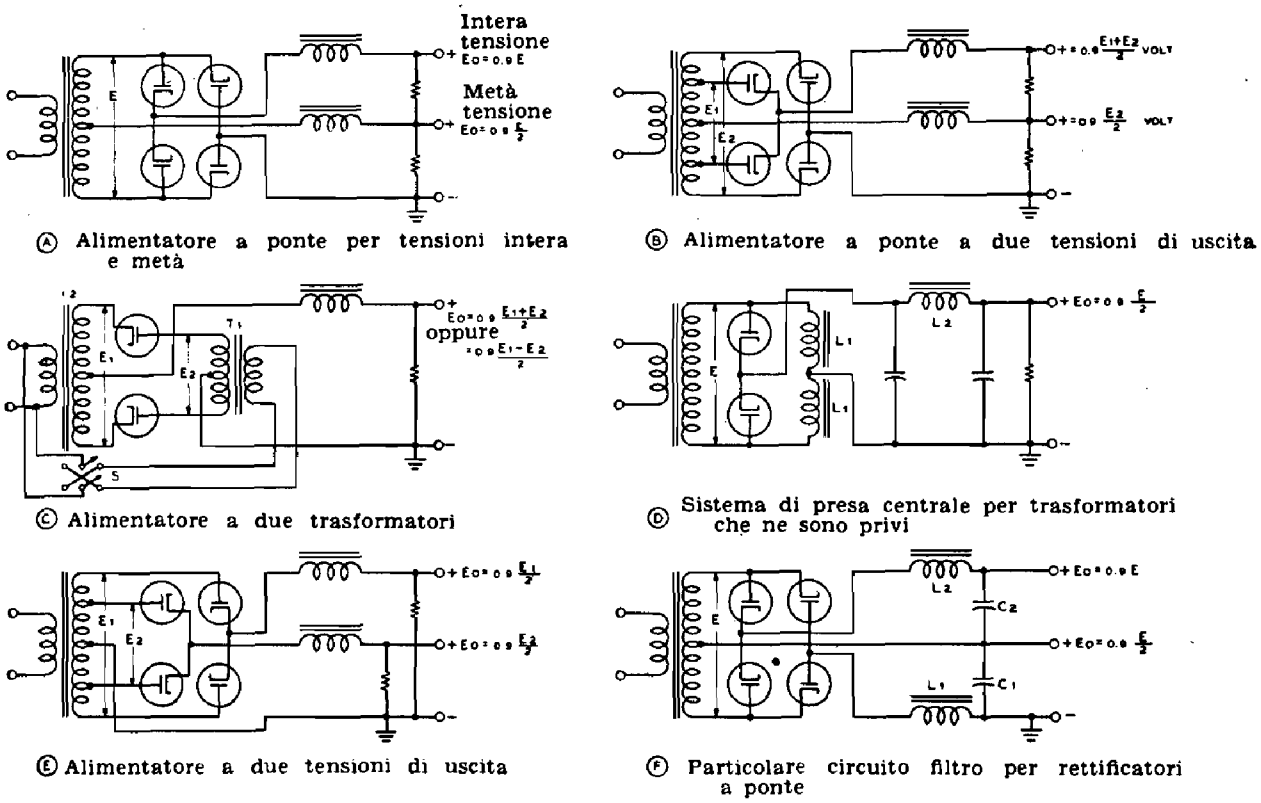


Figura 7.

PARTICOLARI CIRCUITI RETTIFICATORI MONOFASI

Nel testo vengono descritti le applicazioni e il funzionamento di ciascuno di questi particolari circuiti rettificatori.

quasi sempre al potenziale di massa. Inoltre nel rettificatore a ponte, tutto il secondario ad alta tensione del trasformatore viene sottoposto ad una sollecitazione di tensione doppia di quella esistente nello stesso trasformatore quando impiegato in un normale rettificatore ad onda intera.

I trasformatori di alimentazione ad onda intera, se di buona qualità, sono in grado di essere impiegati nei raddrizzatori a ponte, purchè la tensione di uscita erogata da questi non sia superiore a circa 4500 V. Se invece si impiegano trasformatori di basso prezzo e quindi di qualità scadente, il cui isolamento è perciò appena dimensionato per un funzionamento ad onda intera, avverrà molto probabilmente una scarica fra gli avvolgimenti quando il secondario alta tensione viene impiegato in un circuito rettificatore a ponte.

Speciali circuiti rettificatori monofasi Nella figura 7 sono rappresentati sei circuiti che possono avere utili applicazioni quando si desideri ottenere più di una tensione di uscita impiegando un solo secondario di alta tensione di un trasformatore di alimentazione. Alcuni di tali circuiti possono altresì essere usati quando si desiderino particolari combinazioni di tensioni di uscita dall'alimentatore.

Nella figura 7 A è illustrato un circuito, usato in qualche caso, che consente di ottenere da un rettificatore a ponte la piena tensione di uscita e una tensione metà di questa. In questo circuito debbono essere usati, su entrambe le tensioni, due differenti filtri di spianamento ad ingresso induttivo.

Se nel circuito della figura 7 A si fa uso di un trasformatore di alimentazione progettato per venire impiegato in un rettificatore ad onda intera, l'erogazione di corrente sulla uscita a piena tensione viene ad essere raddoppiata poichè ad essa si aggiunge la erogazione di corrente dalla uscita a metà tensione.

Bisogna quindi eseguire la somma delle due correnti per accertarsi che le prestazioni del trasformatore non vengano superate.

Così se un trasformatore è dimensionato in modo da poter fornire 500 mA alla tensione di 1250 V, sarà possibile fargli erogare 250 mA a 2500 V, quando non viene inserito alcun carico sulla presa a 1250 V. Sarà anche possibile fare erogare 200 mA sulla presa a 1250 V, quando l'erogazione sull'uscita a 2500 V è di 150 mA e così via.

Nella figura 7 B è illustrato un sistema che consente di ottenere, in un alimentatore a ponte, due tensioni il cui rapporto sia diverso dal valore 2 a 1, che si ottiene invece col circuito della figura 7 A. Per il circuito della figura 7 B è però necessario un trasformatore il quale abbia varie prese sul secondario di alta tensione.

Con il circuito della figura 7 B la tensione intermedia risulta maggiore di metà della tensione massima disponibile all'estremità dell'avvolgimento. Se però si modifica il circuito in modo che gli anodi dei due tubi rettificatori siano collegati sugli estremi dell'avvolgimento invece che su prese intermedie di questo, la tensione totale di uscita dall'alimentatore sarà ancora la stessa, ma la tensione intermedia sarà minore della metà della massima tensione fornita dall'alimentatore.

Un interessante circuito di alimentatore che consente di ottenere una tensione di uscita variabile, è quello rappresentato dalla figura 7 C. Questo circuito può venire usato per aumentare o ridurre la tensione erogata da un alimentatore di tipo usuale, che sarebbe costituito solo dal trasformatore T_1, mediante l'aggiunta di un altro trasformatore collegato agli emettitori dei due tubi rettificatori. I circuiti degli emettitori (filamento o catodo) dei due tubi vanno isolati l'uno dall'altro e fra essi va inserito il secondario di alta tensione di un altro trasformatore di alimentazione. La tensione esistente sul secondario del trasformatore T_2 si viene a sommare o a sottrarre con la tensione prodotta dal secondario di T_1 mediante la semplice manovra del commutatore a due vie - due posizioni, indicato con S nella figura 7 C.

Un inconveniente notevole di questo circuito, che ne può ostacolare la applicazione, consiste nel fatto che il secondario del trasformatore T_2 deve avere un isolamento tale da resistere, senza scaricare, alla tensione massima erogata dall'alimentatore.

Nella figura 7 D è illustrato il modo col quale può venire attuato un raddrizzatore ad onda intera, impiegando un trasformatore di alimentazione il cui secondario di alta tensione sia privo di presa centrale.

Le due impedenze L_1 debbono avere induttanza sufficientemente alta, valutata alla corrente di lavoro erogata dall'alimentatore anodico, in modo da non costituire un carico eccessivo sulla tensione alternata esistente sul secondario del trasformatore di alimentazione, dato che alternativamente tutta la tensione del secondario risulta applicata ora su una, ora sull'altra impedenza L_1.

Siccome attraverso ciascuna delle due impedenze L_1 passa metà della corrente totale sviluppata dall'alimentatore, occorrerà dimensionare le impedenze L_1 per una corrente metà di quella per la quale viene dimensionata la impedenza L_2.

Siccome le due impedenze L_1 funzionano come induttanze di ingresso del filtro dell'alimentatore, non sarà necessario impiegare alcuna ulteriore impedenza di ingresso al filtro.

Nella figura 7 E è riportato lo schema di un normale alimentatore a doppia tensione di uscita, con presa centrale del secondario del trasformatore collegata a massa. Le due tensioni di uscita da questo alimentatore sono completamente indipendenti l'una dall'altra e non interdipendenti, come invece avviene col circuito della figura 7 B.

Il circuito della figura 7 F è di impiego vantaggioso quando si desideri alimentare un modulatore in Classe B ad una tensione che sia metà della tensione totale fornita da un alimentatore anodico a ponte, mentre l'amplificatore finale a radiofrequenza viene alimentato da tutta la tensione fornita dall'alimentatore.

Tanto L_1 quanto L_2 costituiscono induttanze di ingresso dei due filtri ma, mentre la corrente fornita dall'alimentatore passa attraverso L_1, attraverso L_2 passa solo la corrente assorbita dall'amplificatore finale a radiofrequenza. I condensatori C_1 e C_2 risultano sottoposti ad una tensione che è la metà di quella massima sviluppata dall'alimentatore e quindi dovranno essere dimensionati per tale tensione dimezzata, più l'usuale coefficiente di sicurezza.

Il circuito della figura 7 F si presta vantaggiosamente ad abbassare la tensione corrispondente al tasto alzato di un trasmettitore per telegrafia ad onde persistenti poichè, essendo L_1 ed L_2 in

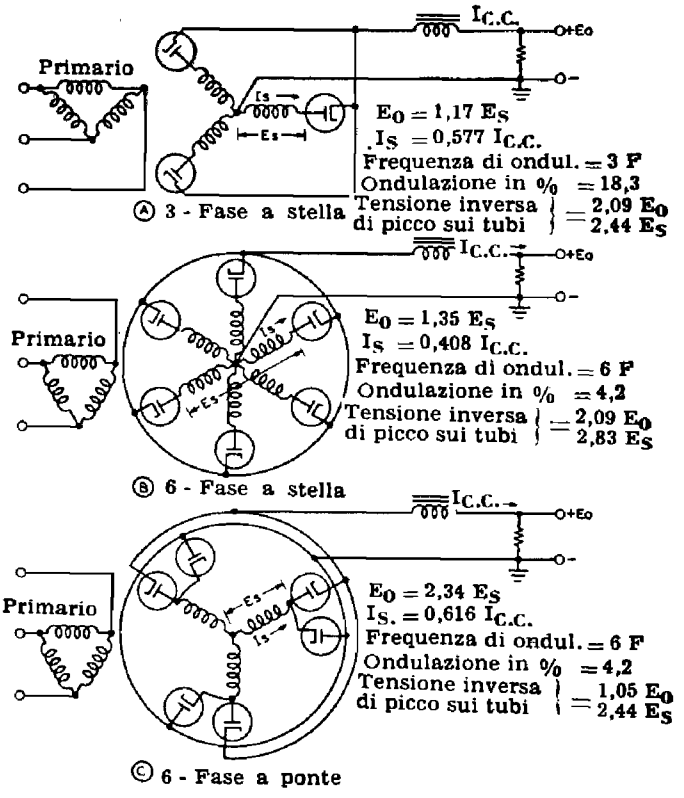


Figura 8.

CIRCUITI RETTIFICATORI POLIFASI DI USO PIU' FREQUENTE

Questi circuiti possono venire impiegati quando per la alimentazione anodica di trasmettitori di forte potenza sia disponibile una tensione di rete polifase. Il circuito (B) normalmente viene indicato come « circuito rettificatore trifase ad onda intera ». La descrizione di questi circuiti è riportata nel testo.

serie (e quindi sommandosi le loro induttanze) esse consentono di tenere lontano dal valore critico il filtro ad ingresso induttivo.

Assegnando ai condensatori C_1 e C_2 una capacità di 4 μF si otterrà, su entrambe le tensioni anodiche fornite dall'alimentatore, un filtraggio sufficiente, tale da consentire l'impiego delle due tensioni in radiofonia a modulazione di ampiezza con basso livello di rumore di fondo.

Circuiti rettificatori polifasi Quando la potenza che deve essere fornita da un alimentatore è maggiore di circa un Kilowatt, normalmente si fa uso, nelle apparecchiature destinate ad un servizio di carattere commerciale, di sistemi di rettificazione polifasi.

Questi tipi di alimentatori forniscono una migliore utilizzazione dei trasformatori, una ondulazione di minore entità e un migliore fattore di potenza sulla rete di alimentazione.

Per contro, l'impiego di sistemi raddrizzatori polifasi comporta naturalmente la necessità di disporre di una linea di alimentazione trifase (o quanto meno bifase con collegamento di Scott).

Nella figura 8 sono rappresentati alcuni dei circuiti di alimentatori polifasi di uso più frequente e sono riportate le loro caratteristiche più importanti.

Da un esame di quanto è contenuto nella figura 8 appare evidente come, con l'uso di alimentatori trifasi, si ottiene un aumento della frequenza fondamentale dell'ondulazione accompagnato da una diminuzione della percentuale di ondulazione rapportata alla tensione continua fornita dagli alimentatori stessi.

Il circuito della figura 8 C consente di ottenere la migliore utilizzazione del trasformatore, analogamente a come avviene nei circuiti a ponte monofasi. Tale circuito ha anche il pregio che nessuna componente continua attraversa l'avvolgimento del trasformatore, ciò che rende possibile usare tre trasformatori monofasi in luogo di un solo trasformatore trifase.

Potrebbe essere effettuata una presa centrale su metà tensione dei tre secondari a stella, ma ciò darebbe luogo al passaggio di una corrente continua nei secondari del trasformatore.

Con il circuito della figura 8 A si ha l'inconveniente che ciascuno degli avvolgimenti secondari del trasformatore viene attraversato da corrente continua.

Rettificatori Gli elementi rettificatori degli alimentatori anodici ad alta tensione sono pressocchè sempre costituiti da tubi elettronici, del tipo a vuoto spinto o del tipo a vapore di mercurio. Qualche volta si fa uso di raddrizzatori al selenio impieganti un numero sufficientemente alto di elementi.

Gli alimentatori a bassa tensione e forte corrente possono impiegare rettificatori in argon (tubi Tungar), rettificatori al selenio o altri tipi di rettificatori a secco.

Recentemente è stato riscontrato che, sostituendo in un tubo elettronico raddrizzatore il vapore di mercurio con gas xenon, si ottengono alcuni vantaggi, primo dei quali è la possibilità di far funzionare questi tubi a temperature molto basse oppure molto alte, alle quali temperature il funzionamento dei tubi raddrizzatori a vapore di mercurio è molto

difettoso. Un esempio di tali tubi a xenon è costituito dal tubo 3B25.

Purtroppo però i tubi rettificatori a xenon sono considerevolmente più costosi dei loro corrispondenti a vapore di mercurio.

Picco di tensione anodica inversa e picco di corrente anodica

In un circuito a corrente alternata, la tensione massima di picco e la corrente massima di picco, sono $\sqrt{2}$ ossia 1,41 volte il valore indicato dagli strumenti a corrente alternata.

Gli strumenti indicano il valore efficace che, per un'onda sinoidale, è uguale al valore di picco diviso per 1,41.

Se la tensione esistente ai capi di un secondario ad alta tensione di un trasformatore di alimentazione è di 1000 V efficaci, la tensione di picco applicata all'anodo del tubo rettificatore e riferita a massa è di 1410 V.

In un rettificatore monofase, sul tubo rettificatore tale tensione di picco risulta applicata tanto nella semionda positiva, quando cioè il tubo conduce, quanto nell'altra semionda, o semionda inversa, quando non passa corrente attraverso il tubo.

Il picco di tensione anodica inversa, alla quale il tubo resiste sicuramente, è un dato caratteristico dei tubi raddrizzatori.

Se a un tubo raddrizzatore si applica una tensione più alta di tale valore, è molto probabile che avvenga un arco internamente ad esso. Tale arco può distruggere o danneggiare il tubo.

Le relazioni fra tensione inversa di picco, tensione totale sviluppata dal secondario di alta tensione del trasformatore e tensione di uscita dal filtro, dipendono dalle caratteristiche del filtro e del circuito rettificatore usati (cioè se questo è a onda intera o a mezza onda, a ponte, monofase o polifase, etc.).

Un'altra caratteristica essenziale dei tubi rettificatori è costituita dal picco di corrente anodica. La corrente continua che un tubo, o vari tubi rettificatori, possono fornire ad un carico, dipende dal tipo di circuito filtro usato. Un rettificatore ad onda intera, con filtro ad ingresso capacitivo, sottopone i tubi rettificatori in esso impiegati ad un picco di corrente che è varie volte maggiore della corrente continua fornita al carico.

In un filtro con ingresso induttivo, il picco di corrente dei tubi rettificatori è solo leggermente maggiore della corrente di carico, specialmente quando l'induttanza di ingresso del filtro è sufficientemente alta (supponendo una rettificazione ad onda intera).

Un rettificatore ad onda intera con due elementi rettificatori richiede un trasformatore che sviluppi una tensione alternata doppia rispetto a quella necessaria con raddrizzatori ad una semionda o a ponte.

Tubi rettificatori a vapore di mercurio

Negli alimentatori anodici ad alta tensione per trasmettitori dilettantistici e commerciali si fa uso pressocchè universale dei tubi raddrizzatori a vapore di mercurio.

Molti dilettanti hanno ormai familiarità con l'uso di questo tipo di tubi, che hanno un costo relativamente basso. Tuttavia è opportuno ricordare che quando vien messo in servizio un tubo a vapore

di mercurio che sia stato per molto tempo inoperoso oppure che sia stato appena acquistato, è necessario accendere il filamento alla normale temperatura per un tempo di almeno venti minuti, trascorso il quale tempo può essere applicata la tensione anodica al tubo. Questa precauzione ha lo scopo di eliminare qualsiasi residuo di mercurio dal catodo e di pulire dagli eventuali depositi di mercurio, la sommità del bulbo di vetro del tubo.

Dopo eseguito questo preliminare trattamento al tubo, ogni qualvolta l'alimentatore viene posto in funzione occorre dapprima accendere il filamento alla sua normale tensione di lavoro e, trascorsi 20 o 30 secondi, si può applicare la tensione anodica al tubo rettificatore. Se la tensione anodica venisse applicata prima che il filamento abbia raggiunta la sua normale accensione, potrebbe avvenire la asportazione del materiale attivo che ricopre il filamento, che è sempre del tipo con rivestimento di ossido, e la vita del tubo verrebbe fortemente ridotta.

Spesso, in serie ai collegamenti che portano la tensione agli anodi dei tubi rettificatori a vapore di mercurio, vanno poste piccole impedenze a radiofrequenza, che hanno lo scopo di evitare che abbiano origine disturbi a radiofrequenza che altrimenti accompagnerebbero il funzionamento dei tubi rettificatori a vapore di mercurio. Queste impedenze a radiofrequenza debbono essere costruite con conduttori di sezione sufficiente a portare la corrente sviluppata dall'alimentatore sul carico e debbono avere una induttanza di valore tale da attenuare fortemente le correnti parassite di disturbo a radiofrequenza, evitando così che queste pervengano ai collegamenti del filtro di spianamento e che quindi vengano irradiate, disturbando i ricevitori funzionanti nelle vicinanze.

Vi sono diverse ditte che costruiscono bobine di impedenza contro i disturbi a radiofrequenza dei raddrizzatori a vapore di mercurio e che hanno in catalogo vari tipi di bobine a seconda delle correnti che queste debbono sopportare.

Quando i tubi rettificatori a vapore di mercurio vengono montati in parallelo negli alimentatori, occorre sistemare in serie con il collegamento anodico di ciascun tubo una piccola resistenza o una piccola impedenza a bassa frequenza. Lo scopo di queste resistenze o impedenze è quello di consentire una suddivisione in parti eguali della corrente anodica sui vari tubi, evitando così che un tubo conduca una corrente molto maggiore di quella degli altri tubi. Queste resistenze o impedenze non sono necessarie quando, invece, in un raddrizzatore vengono usati tubi rettificatori a vuoto spinto, in parallelo fra loro.

Alimentatori senza trasformatore

Nella figura 9 è rappresentato un gruppo di cinque tipi differenti di alimentatori senza trasformatore, che possono funzionare direttamente inseriti su una linea di alimentazione a corrente alternata.

Tali circuiti trovano applicazione nei radioricevitori alimentabili a corrente continua e alternata. Possono altresì essere usati in eccitatori di bassa potenza e in strumenti di misura.

Quando un circuito rettificatore, come quello illustrato nelle figure 9 A e 9 B viene inserito direttamente su una rete

di alimentazione a corrente alternata, l'elemento rettificatore esegue la semplice rettificazione della tensione di rete, lasciando passare solo un semiperiodo di tale tensione, che viene così applicato al circuito filtro.

Con i normali tipi di tubi rettificatori, dai raddrizzatori senza trasformatore possono ottenersi correnti fino a 75 mA circa.

La tensione continua di uscita dal filtro risulta leggermente minore del valore efficace della tensione di rete e dipende dal tipo particolare di tubo rettificatore usato.

Con l'impiego dei rettificatori miniatura al selenio, recentemente è divenuto possibile ottenere dagli alimentatori senza trasformatore, e in maniera molto conveniente, correnti fino a 500 mA.

I rettificatori al selenio, usati negli alimentatori diretti dalla rete, presentano un gran numero di vantaggi rispetto ai rettificatori termoionici. Uno di questi vantaggi è rappresentato dal fatto che i rettificatori al selenio entrano in funzione istantaneamente. Altro vantaggio è che non necessitano di energia per riscaldare l'emettitore. Il calore generato durante il funzionamento dei rettificatori al selenio è molto minore di quello prodotto dai normali tubi rettificatori a vuoto spinto.

Nei circuiti delle figure 9 A, 9 B e 9 C i condensatori C_1 e C_2 debbono essere essere dimensionati per una tensione di lavoro di almeno 1,41 volte la tensione di rete e debbono avere una capacità fra 15 e 60 μF per fornire un filtraggio adeguato.

Nel circuito della figura 9 D il condensatore C_1 deve essere dimensionato per una tensione di lavoro almeno 1,41 volte la tensione di rete, mentre il condensatore C_2 dovrà poter resistere ad una tensione di lavoro doppia rispetto a quella di C_1.

I condensatori C_1 e C_2 del circuito della figura 9 E debbono essere dimensionati per una tensione di lavoro di almeno 1,41 volte la tensione di rete mentre C_3 e C_4 debbono poter resistere

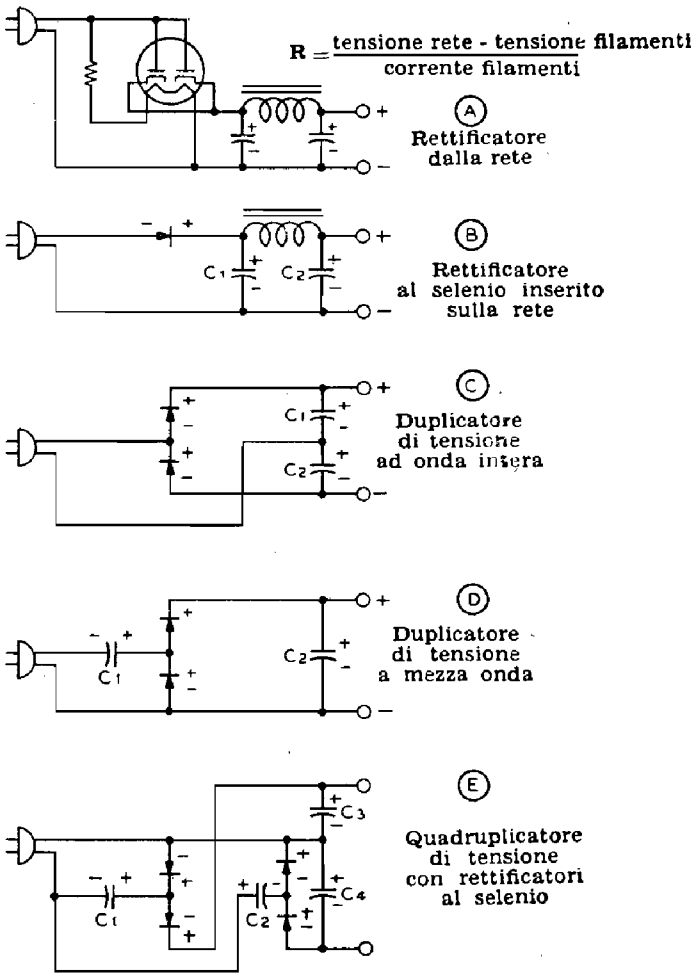


Figura 9.

CIRCUITI ALIMENTATORI SENZA TRASFORMATORE

I circuiti come quelli illustrati qui sopra spesso vengono denominati « circuiti rettificatori diretti dalla rete ». In questi circuiti, come elementi rettificatori, si può fare uso di rettificatori al selenio e di diodi termoionici a vuoto o a gas.

ad una tensione di lavoro doppia rispetto a quella di C_1 e C_2.

La tensione continua di uscita da un alimentatore diretto dalla rete può essere stabilizzata mediante l'impiego di tubi VR. Però, siccome i rettificatori a selenio hanno una resistenza interna estremamente bassa, gli alimentatori diretti dalla rete presentano normalmente la caratteristica di avere una tensione di uscita pochissimo variabile al variare del carico.

Circuiti duplicatori di tensione Le figure 9 C e 9 D rappresentano due semplici circuiti duplicatori di tensione, con i quali si ottiene una tensione continua di uscita uguale approssimativamente al doppio del valore efficace della tensione di rete. La loro tensione di uscita, quando essi non erogano alcuna corrente, è uguale a 2,82 volte la tensione efficace di rete. Quando essi erogano una corrente relativamente alta, la tensione di uscita da tali rettificatori può divenire leggermente minore del doppio del valore efficace della tensione di rete.

Il circuito della figura 9 C verrà usato preferibilmente quando si desidera realizzare un alimentatore con livello di ondulazione estremamente basso, dato che la sua frequenza di ondulazione è doppia rispetto a quella di rete.

Il circuito della figura 9 D può essere vantaggiosamente usato quando si desideri utilizzare il polo di massa della rete di alimentazione come circuito di ritorno dell'alimentatore, per installazioni a carattere permanente. Però si tenga presente che la frequenza di ondulazione del circuito 9 D è la stessa della frequenza di rete.

Quadruplicatori di tensione Il circuito della figura 9 E rappresenta un circuito quadruplicatore di tensione, nel quale vengono normalmente impiegati rettificatori al selenio del tipo miniaturizzato. Il circuito della figura 9 (E) equivale a due circuiti del tipo 9 D, con le loro uscite collegate in serie. Con carico normale, il circuito sviluppa una tensione continua di uscita uguale a circa quattro volte il valore efficace della tensione di rete. Quando il raddrizzatore non eroga alcuna corrente, la sua tensione di uscita è uguale a 5,66 volte la tensione efficace di rete e decresce piuttosto rapidamente, man mano che aumenta la corrente assorbita dal carico.

In tutti i circuiti della figura 9 si è previsto l'uso di rettificatori al selenio. È evidente che questi possono essere sostituiti da tubi rettificatori a vuoto spinto, con i riscaldatori connessi in serie fra loro e, tramite una resistenza di appropriato valore, inseriti sulla rete di alimentazione.

Alimentatori semplici con trasformatore

Molti dei più recenti pentodi ad alto Gm funzionano sufficientemente bene con tensioni anodiche dell'ordine di 110 V o 130 V. Tali tensioni possono essere agevolmente ottenute con l'impiego degli alimentatori diretti dalla rete, descritti nei precedenti paragrafi. Tuttavia in molti casi è preferibile isolare l'alimentatore dalla rete di distribuzione a corrente alternata, mediante un trasformatore progettato appositamente a tale scopo oppure mediante due trasformatori da filamenti con i secondari a bassa tensione fra loro collegati in derivazione.

Nella figura 10 (A) sono appunto rappresentati due trasformatori da filamenti coi secondari collegati fra loro, con i quali si ottiene così un semplice circuito alimentatore.

La potenza di uscita ottenibile da un tale alimentatore è limitata dalla induttanza dispersa e dalle potenze erogabili dai due trasformatori di filamenti.

Con tale artificio possono essere utilizzati tutti i circuiti rappresentati in figura 9, anche quelli più complessi. Con questi ultimi si otterranno dall'alimentatore tensioni più alte ma, ovviamente, correnti minori.

Quando un alimentatore di questo tipo deve erogare una corrente piuttosto forte, converrà usare un apposito trasformatore, come quello illustrato per il circuito della figura 10 (B) e come quelli che sono stati impiegati in alcuni apparati di piccola potenza descritti nei capitoli precedenti.

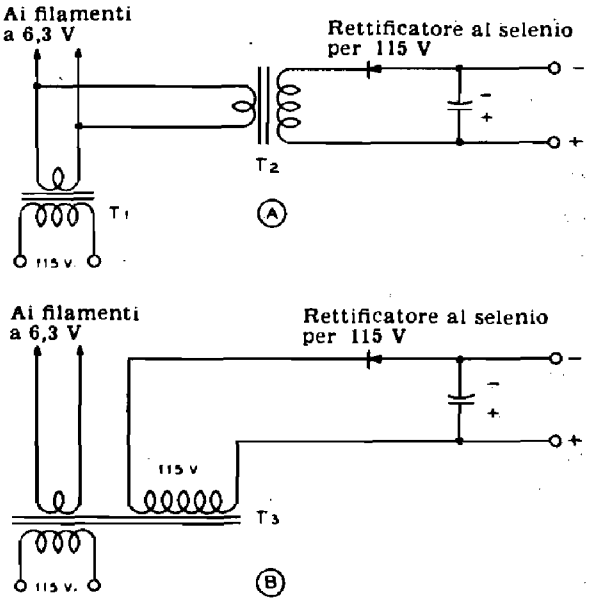


Figura 10.

SEMPLICI ALIMENTATORI PER BASSA TENSIONE, CON RETTIFICATORI AL SELENIO

Il circuito (A) può essere usato per sviluppare tanto una tensione positiva quanto una tensione negativa, prossime a 100 V, con una erogazione di corrente piuttosto bassa. I trasformatori T_1 e T_2 sono dei normali trasformatori da filamenti, con secondario a 6,3 V. T_2 viene collegato in opposizione rispetto a T_1. Il circuito (B) è normalmente impiegato per l'alimentazione di piccole parti di stazioni o per l'alimentazione di strumenti di misura, convertitori, amplificatori di segnali e così via. Impiegando come T_3 un trasformatore con rapporto 1 a 1 la tensione di uscita risulterà compresa fra 115 e 135 V a pieno carico, a seconda della capacità del condensatore di entrata al filtro. La erogazione di corrente dipende dalle correnti erogabili da parte del trasformatore e del rettificatore al selenio.

Alimentatori a vibratore Il funzionamento degli alimentatori a vibratore si basa su un trasformatore a varie prese collegato ad una batteria a mezzo di un interruttore a lamina vibrante posto in serie fra la batteria e il primario del trasformatore. Scopo del vibratore è quello di interrompere periodicamente la corrente continua fornita dalla batteria in modo da determinare il formarsi di flussi variabili nel trasformatore e conseguentemente di una alta tensione alternata sull'avvolgimento secondario del trasformatore. Gli alimentatori a vibratore trovano la loro principale applicazione nei normali radioricevitori per automobile.

Gli alimentatori a vibratore, e i vibratori di ricambio, possono venire acquistati ad un prezzo tale da sconsigliarne la autocostruzione. I vibratori impiegati nei trasmettitori e nei ricevitori portatili per dilettanti sono normalmente alimentati da batterie di accumulatori a 6 o a 12 V.

In alcuni alimentatori a vibratore viene impiegato un tubo elettronico raddrizzatore, normalmente del tipo 6X5, per rettificare la tensione sviluppata dal secondario del trasformatore. Sotto questo aspetto quindi tali alimentatori non

differiscono dai normali alimentatori inseriti alla rete di distribuzione di energia elettrica.

Vi è invece un altro tipo di alimentatore a vibratore, denominato « sincrono », nel quale la rettificazione della tensione sviluppata al secondario del trasformatore viene eseguita da un'altra coppia di contatti meccanicamente connessi con la lamina vibrante e che quindi eseguono una rettificazione meccanica della tensione del secondario.

Tanto gli alimentatori a vibratore con rettificazione elettronica quanto quelli con rettificazione meccanica necessitano dei normali filtri di spianamento a capacità-induttanza, che hanno il compito di spianare le pulsazioni della corrente raddrizzata. Inoltre in entrambi i tipi di alimentatori a vibratore si deve fare ampio uso di impedenze a radiofrequenza, inserite in opportuni punti del circuito e che hanno lo scopo di ridurre al minimo la irradiazione di treni d'onda a radiofrequenza smorzati, che vengono generati a causa delle scintille sui contatti del vibratore.

Gruppi motore-dinamo

I gruppi motore-dinamo sono dei dispositivi rotanti particolarmente costruiti con lo scopo di generare le tensioni di alimentazione anodica, di griglia schermo e di griglia necessarie per trasmettitori e ricevitori trasportabili.

Il tipo di costruzione dei gruppi motore-dinamo è caratterizzato dal fatto che tanto le bobine del motore quanto quelle del generatore sono avvolte sulla stessa armatura.

I gruppi motore-dinamo di piccole dimensioni per apparati radio portatili sono normalmente progettati per funzionare con le batterie di accumulatori per tensioni comprese fra 6 e 24 V. I tipi a 6 e a 12 V vengono comunemente usati per le apparecchiature dilettantistiche mobili.

I gruppi motori-dinamo possono essere acquistati già completi di filtri per cui essi debbono solo venire collegati alla batteria e alla apparecchiatura radio da alimentare. Sono reperibili sul mercato gruppi motore-dinamo alimentati a 6 o 12 V, con tensione continua di uscita fino a 500 V e anche superiore e per correnti fino a 200 mA. Possono essere acquistati gruppi motori-dinamo per tensioni e correnti superiori, ordinandoli appositamente.

25-3 I componenti degli alimentatori

I normali componenti che entrano a far parte degli alimentatori, oltre ai rettificatori che sono stati trattati precedentemente in altre parti di questo volume, sono i condensatori filtro, le resistenze zavorra, i trasformatori e le impedenze filtro.

Questi componenti normalmente dovranno essere dimensionati per le speciali applicazioni che si intendono realizzare, tenendo in considerazione quanto detto al principio di questo capitolo. Tuttavia, qualche volta, per applicazioni speciali o per altri particolari motivi, si preferirà autocostruire i trasformatori e le bobine delle impedenze filtro. Per tale ragione daremo in seguito i dati e i suggerimenti per il progetto e la costruzione di dati componenti.

Condensatori filtro Vi sono due tipi di condensatori filtro:

1) condensatori a dielettrico carta;
2) condensatori elettrolitici.

I condensatori a carta consistono di due nastri metallici separati da alcuni strati di carta speciale.

Alcuni tipi di condensatori a carta sono impregnati in cera ma i migliori, specialmente quelli che debbono resistere alle più alte tensioni, sono impregnati in olio e riempiti pure di olio. Alcuni condensatori portano stampate tanto la tensione di prova quanto la tensione normale di lavoro. Questo secondo dato è il più importante poichè esso indica la massima tensione alla quale il condensatore può essere sottoposto quando è in servizio.

I condensatori posti nei circuiti rettificatori con filtro ad ingresso capacitivo debbono essere dimensionati per una tensione di lavoro uguale ad almeno 1,41 volte la tensione efficace sviluppata dal secondario del trasformatore di alimentazione.

Gli altri condensatori eventualmente impiegati in un alimentatore debbono essere dimensionati in funzione delle tensioni continue su essi applicate.

I condensatori elettrolitici sono costituiti da due elettrodi di alluminio in contatto con una miscela conduttrice o un liquido, che agisce da elettrolita.

Sulla superficie di un elettrodo, chiamato anodo, viene formato un sottilissimo strato di ossido, che adempie la funzione di dielettrico.

I condensatori elettrolitici sono polarizzati, cioè debbono essere inseriti con opportuna polarità sul circuito, in modo che l'anodo sia sempre a potenziale positivo rispetto all'elettrolita, che costituisce l'effettivo altro elettrodo del condensatore. Se un condensatore elettrolitico viene inserito, per un certo tempo, con polarità opposta, esso risulterà irreparabilmente danneggiato.

I condensatori elettrolitici cosiddetti « a secco » usano un elettrolita viscoso.

Il dielettrico dei condensatori elettrolitici non è perfetto e quindi questi condensatori presentano una corrente di fuga molto maggiore dei condensatori a carta.

L'alta capacità dei condensatori elettrolitici è dovuta alla estrema sottigliezza dello strato di ossido formato sull'anodo.

La massima tensione che può essere applicata con sicurezza sui normali condensatori elettrolitici di filtro è compresa fra 450 e 600 V.

La tensione di lavoro cui i condensatori elettrolitici possono sottostare normalmente si aggira intorno ai 450 V.

Quando nel circuito filtro di un alimentatore ad alta tensione vengono impiegati condensatori elettrolitici questi possono venire collegati in serie. Il reoforo positivo di un condensatore verrà collegato col reoforo negativo dell'altro, alla stessa maniera con la quale si collegano in serie le batterie a secco.

Quando si collegano in serie i condensatori elettrolitici, non è necessario porre in derivazione su ciascun condensatore le resistenze di divisione di tensione, come invece si deve fare con i condensatori a carta collegati in serie. Ciò è dovuto al fatto che la corrente di fuga dei condensatori elettrolitici cresce al crescere della tensione, ciò che porta ad un equilibrio automatico delle tensioni applicate sui condensatori. In altri termini, il condensatore sul quale si localizzerebbe una maggiore tensione a cau-

sa della sua minore corrente di fuga, si stabilizza su una tensione leggermente maggiore degli altri condensatori collegati in serie.

Da quanto sopra deriva che le resistenze equilibratrici non solo non sono necessarie in una serie di condensatori elettrolitici, ma sono addirittura sconsigliabili.

Ciò presuppone naturalmente che i vari condensatori elettrolitici posti in serie siano della stessa marca e di identica capacità e tensione di lavoro.

Non è mai consigliamile collegare in serie condensatori elettrolitici di marche e caratteristiche differenti.

Quando in un alimentatore fosse necessario collegare in serie due o più condensatori elettrolitici, la convenienza dell'impiego di tale tipo di condensatori diviene aleatoria.

I condensatori elettrolitici possono venire costruiti in dimensioni molto più piccole, se si provvede ad una incisione dell'anodo.

Questo procedimento aumenta fortemente la superficie dell'anodo e contemporaneamente aumenta la superficie dello strato di dielettrico. Però il fattore di potenza risulta leggermente più alto. Per questa ragione è da sconsigliare l'impiego di condensatori elettrolitici miniaturizzati ad anodo inciso in circuiti nei quali la tensione continua applicata corrisponda a quella di lavoro dei condensatori stessi e nei quali sia presente una forte componente alternativa. Un esempio di tali circuiti è costituito dai filtri ad ingresso capacitivo e più particolarmente dal condensatore di ingresso di tali filtri.

Resistenza zavorra Allo scopo di prelevare permanentemente da un alimentatore una certa corrente di uscita, onde stabilizzarne la tensione, viene di solito connessa sull'uscita dal filtro una resistenza a forte dissipazione. Questa resistenza impedisce alla tensione di uscita di salire sensibilmente quando manca il carico, cosa che avviene anche negli alimentatori muniti di un filtro con ingresso induttivo variabile. La resistenza zavorra costituisce inoltre un mezzo col quale vengono scaricati i condensatori filtro dell'alimentatore, quando sull'uscita del filtro cessi di essere applicato il carico costituito dai tubi elettronici.

Le resistenze zavorra debbono normalmente essere dimensionate per dissipare una corrente corrispondente a circa il 10 per cento della corrente totale fornita dall'alimentatore.

La potenza dissipata nella resistenza zavorra può essere calcolata dividendo il quadrato della tensione continua per la resistenza. Questa potenza viene dissipata sotto forma di calore e quindi, se la resistenza non è sistemata in una posizione adeguatamente ventilata, può avvenire che la potenza dissipata sulla resistenza risulti maggiore della potenza effettivamente sopportabile della resistenza.

I condensatori filtro impiegati negli alimentatori ad alta tensione, quando hanno elevata capacità, possono immagazzinare una carica tale da essere molto pericolosa, qualora mancassero le resistenze zavorra, ed è noto che qualche volta le resistenze zavorra si interrompono senza alcuna causa apparente e senza che ci si accorga a vista di tale interruzione. Questo è il motivo che consi-

glia di porre in derivazione sulle resistenze zavorra a filo, resistenze a grafite di adeguato valore, come è stato detto nel capitolo 10° a proposito delle precauzioni di sicurezza.

Quando si acquistano le resistenze zavorra, bisogna accertarsi che le resistenze stesse, oltre a poter dissipare quella certa potenza, siano sottoponibili a quella determinata tensione.

Alcune resistenze presentano una limitazione di tensione, che rende impossibile fare passare attraverso di esse quella certa corrente che darebbe luogo alla dissipazione di potenza prevista. Questi tipi di resistenze sono per lo più dotate di un cursore che le rendono adatte all'impiego come partitori di tensione resistivi.

Come resistenze zavorra per alta tensione sono da preferire le resistenze a filo senza cursore e non regolabili poichè esse sono più sicure e meno costose.

Quando si desideri installare una resistenza zavorra di determinate caratteristiche sia per quanto concerne la potenza dissipata che per la tensione applicabile, è in molti casi conveniente disporre in serie un certo numero di piccole resistenze a filo.

Trasformatori I trasformatori di alimentazione anodica e i trasformatori di alimentazione dei filamenti normalmente non danno luogo ad alcun inconveniente anche dopo molti anni di uso, purchè siano ben costruiti. Essi non richiedono inoltre pressocchè alcuna manutenzione.

I trasformatori debbono essere conservati in luogo asciutto; qualora una piccola quantità di umidità si depositasse sull'avvolgimento di un trasformatore ad alta tensione, questo ne verrebbe quasi certamente danneggiato.

Un trasformatore che funzioni anche permanentemente alle condizioni per le quali esso è progettato, darà raramente luogo ad inconvenienti per quanto concerne l'umidità, dato l'inevitabile riscaldamento che esso presenta in funzionamento rispetto alla temperatura ambiente, riscaldamento dovuto ad ovvie considerazioni di economia nel dimensionamento del trasformatore.

Se un trasformatore rimane per molto tempo inattivo in un ambiente molto umido, esso assorbirà una forte umidità che molto probabilmente ne determinerà il danneggiamento.

Nella sezione 25-4 di questo capitolo verrà ampiamente trattato il progetto dei trasformatori.

Bobine di impedenza di filtro Le impedenze-filtro consistono di una bobina di conduttore di rame avvolta sopra un nucleo di lamierini magnetici. La sezione da assegnare al conduttore viene stabilita in funzione della corrente continua che deve passare attraverso l'avvolgimento dell'impedenza. Questa corrente provoca la magnetizzazione del nucleo e determina così una diminuzione dell'induttanza dell'impedenza filtro. Per tale ragione le impedenze di spianamento vengono munite di un traferro, avente le dimensioni di qualche frazione di centimetro e il cui scopo è quello di impedire la saturazione quando, attraverso l'avvolgimento, vien fatta passare la massima corrente continua.

Il traferro viene normalmente attuato ponendo fra i due rami del nucleo di lamierino magnetico, un pezzetto di fibra o di altro materiale isolante.

Il traferro esercita un doppio effetto: riduce la induttanza iniziale dell'impedenza di spianamento, ossia l'induttanza con corrente continua bassa e mantiene ad un valore più alto l'induttanza quando nell'avvolgimento passa la massima corrente continua.

Quando in una impedenza si esegue un traferro, è necessario avvolgere, a parità di induttanza, un numero di spire molto maggiore.

La resistenza a corrente continua degli avvolgimenti delle impedenze-filtro deve essere la più bassa possibile, compatibilmente con l'ottenimento del valore di induttanza prescritto.

Le impedenze-filtro di dimensioni più piccole, quali quelle che vengono impiegate nei radioricevitori, hanno una induttanza compresa normalmente fra 6 e 15 H e una resistenza a corrente continua compresa fra 200 e 400 Ω.

Se la resistenza a corrente continua fosse più alta, la tensione di uscita dal filtro risulterebbe minore, a causa della caduta di tensione sulle impedenze-filtro.

Le bobine delle impedenze-filtro più grandi, usate nei trasmettitori e negli amplificatori in Classe B hanno resistenze a corrente continua normalmente minori di 100 Ω.

25-4 Calcolo dei trasformatori

L'elemento più importante nella determinazione della potenza ottenibile da qualsiasi trasformatore è rappresentato dalle dimensioni del nucleo in ferro. Tanto le prestazioni elettriche quanto le dimensioni sono sostanzialmente funzioni delle dimensioni del nucleo.

È altresì molto importante il tipo di materiale che viene impiegato nel nucleo. Attualmente nella costruzione dei nuclei per trasformatori vengono impiegati lamierini di ferro-silicio ad alta percentuale di silicio. Nei trasformatori finora descritti in questo volume, ed in quelli che descriveremo successivamente, si considera esclusivamente l'impiego di lamierini di ferro-silicio.

Qualche volta, da parte di qualche fabbricante poco scrupoloso, vengono usati lamierini di ferro dolce o di ferro di pessima qualità.

Le prestazioni che si ottengono dai trasformatori realizzati impiegando questi materiali scadenti saranno del 50 o 40 per cento inferiori a quelle ottenibili da un trasformatore con nucleo di ferro-silicio, di pari dimensioni e peso.

Il nucleo Le prestazioni di un trasformatore sono determinate dalle dimensioni del nucleo. Ciò avviene per il fatto che tutta l'energia che circola in un trasformatore (eccetto una piccola frazione che viene dissipata sul primario per effetto della sua resistenza), deve essere trasformata da energia elettrica nell'avvolgimento primario ad energia magnetica nel nucleo e infine riconvertita in energia elettrica nel secondario. È questo il motivo per cui la potenza erogabile da un trasformatore viene sostanzialmente definita dalle dimensioni del nucleo e dal tipo di materiale in questo usato.

Se sono note le perdite per centimetro cubo del materiale magnetico usato nel nucleo, tali perdite possono costituire la base per il calcolo delle prestazioni del trasformatore.

Le perdite nel nucleo vengono normalmente espresse in watt per centimetro cubo o per chilogrammo ed esse si suddividono in perdite per correnti parassite e perdite per isteresi.

Le perdite per correnti parassite sono quelle dovute alle linee di forza che si formano internamente al nucleo come se questo fosse un conduttore dentro il quale circolino forti correnti secondarie.

Le correnti indotte che determinano le perdite per correnti parassite sono molto dannose in quanto provocano un riscaldamento del nucleo che qualche volta porta alla distruzione del trasformatore. In ogni caso il riscaldamento del nucleo, provocando un riscaldamento dell'avvolgimento, ne determina un aumento di resistenza e quindi un aumento della potenza su questo dissipata per effetto Joule: ne deriva una diminuzione della potenza totale erogabile dal trasformatore.

Per ridurre le perdite per correnti parassite, i nuclei dei trasformatori vengono eseguiti in lamierini sottili. Questi lamierini vengono isolati fra loro coprendoli con un sottile strato di vernice o lacca o carta oppure mediante la leggera ossidazione superficiale che si forma sui lamierini durante il processo di lavorazione e che agisce da buon isolante fra i vari lamierini del nucleo.

Isteresi Il flusso magnetico del nucleo segue la forza magnetizzante che lo produce determinata, a sua volta, dalla alimentazione del primario.

Poichè tutti i trasformatori lavorano con corrente alternata, il nucleo risulta sottoposto continuamente ad una forza magnetizzante dovuta all'effetto della corrente alternata che attraversa il primario.

La isteresi riscalda il nucleo a causa dell'attrito molecolare che si manifesta nelle molecole del nucleo ferromagnetico nel continuo lavoro, cui vengono sottoposte, di orientamento in funzione dei continui cambiamenti di direzione di flusso magnetizzante.

Saturazione Quando più alta è l'intensità di campo, tanto maggiore è il calore prodotto.

Al crescere della forza magnetizzante aumenta la densità di flusso. Tale aumento però non avviene indefinitamente, ma si può raggiungere una condizione per cui un ulteriore aumento di forza magnetizzante non produce più alcun aumento di densità di flusso.

Quando ciò avviene, si dirà che il nucleo è in saturazione e quando un nucleo funziona in tali condizioni, si viene a sviluppare in esso una quantità considerevole di calore.

Nei normali trasformatori e in genere in tutte le applicazioni dei materiali ferromagnetici, questi debbono sempre lavorare con flussi magnetici molto al di sotto della saturazione.

Perdite nel nucleo Tutte le perdite nel nucleo si traducono in calore ed esse costituiscono il fattore che limita le prestazioni del trasformatore.

Esse vengono normalmente definite in una unica cifra, denominata « perdita totale nel nucleo ». Per le normali applicazioni si può ritenere che le perdite dei materiali magnetici siano da 1,3 a 4,5 W per chilogrammo, valutate alla frequenza di 50 Hz.

La cifra più bassa è quella dei lamierini magnetici di migliore qualità, mentre la cifra più alta si riferisce ai lamierini di qualità scadente.

Per i normali tipi di lamierini per trasformatori si può ammettere una cifra

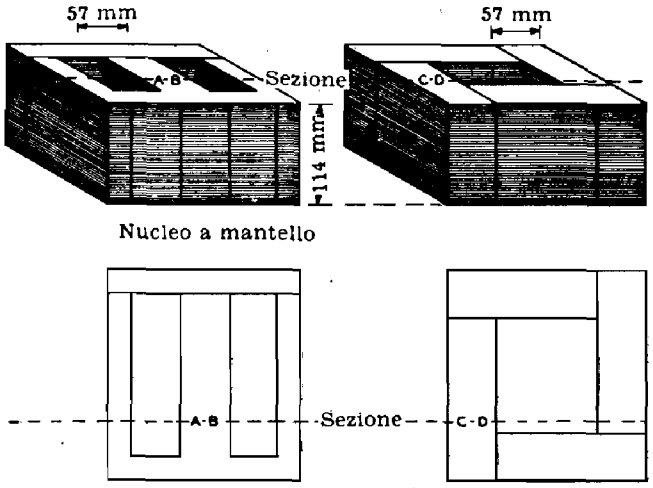


Figura 11.

TIPI DI NUCLEI PER TRASFORMATORI

A sinistra è rappresentato il nucleo del tipo a mantello. I lamierini ad E ed I vengono montati alternativamente quando nell'avvolgimento del trasformatore non circoli alcuna corrente continua unidirezionale (risultante). Per impedenze o trasformatori i cui avvolgimenti siano percorsi da una certa corrente continua, i lamierini ad E ed I verranno montati nella stessa direzione, in modo che fra il gruppo di lamierini ad E e quello dei lamierini ad I possa essere lasciato un traferro, ossia uno spazio di aria. Sulla destra della figura è rappresentato un nucleo costituito da strisce di lamierino. Questo tipo di nucleo viene usato molto raramente in pratica.

di perdita di circa 1,5 W per kilogrammo. Tale cifra è funzione anche del modo con cui il trasformatore è progettato, costruito e montato e dalla facilità con la quale viene disperso il calore che si genera nel nucleo del trasformatore.

Se un trasformatore ha perdite elevate, sarà opportuno non impiegarlo in servizio continuativo, ma riservarlo ad un servizio intermittente.

Le perdite nel nucleo di un trasformatore possono essere valutate preventivamente su un 5 o 10 per cento della totale erogazione, per trasformatori piccoli. Pertanto, se sono note le perdite di un trasformatore, si può calcolare agevolmente la potenza erogabile del trasformatore stesso.

Se si suppone una perdita di 2 W per chilogrammo il calcolo della potenza erogabile dal trasformatore risulta molto semplice: si pesi dapprima il nucleo del trasformatore. Se per esempio tale peso è di 4,5 Kg, il trasformatore sarà in grado di erogare una potenza fra 100 e 200 W. Si può ritenere così mediamente che la potenza ottenibile dal trasformatore è di 150 W.

Se la determinazione del peso del nucleo del trasformatore si presenta alquanto difficoltosa, il peso stesso potrà venire calcolato partendo dal volume del pacco di lamierini usato nel trasformatore. Il peso specifico del lamierino al ferro-silicio è approssimativamente di 7,5 gr. per centimetro cubo.

I trasformatori che si trovano in commercio impiegano usualmente un tipo di lamierino come quello illustrato nella figura 11, a sinistra.

Invece i trasformatori autocostruiti impiegano spesso lamierini aventi la forma illustrata dalla figura 11 a destra.

I trasformatori di tipo più recente, a minimo peso e a forte rendimento, usati nelle apparecchiature per aeronautica, impiegano un tipo particolare di materiale ferromagnetico, che si presta ad essere avvolto alla maniera illustrata dalla figura 12. A tale scopo si impiega un sottile nastro di ferro-silicio a grani orientati avvolto attorno ad un mandrino, fino ad ottenere le dimensioni volute.

Successivamente si sega a metà tale nucleo per montarvi gli avvolgimenti.

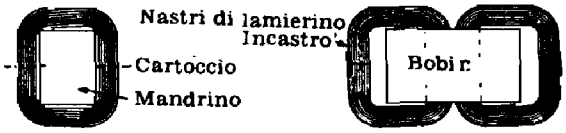


Figura 12.
SCHIZZO CHE INDICA IL MODO DI IMPIEGARE I NUCLEI AVVOLTI TIPO « HYPERSIL »

I nuclei, tanto del tipo avvolto quanto del tipo a mantello, vengono poi tenuti assieme da serrapacchi.

I lamierini a mantello, che hanno normalmente la forma di una E e di una I, possono essere montati o con viti, sul telaio, oppure con serrapacchi, come quelli del tipo avvolto. Per i nuclei a mantello la superficie utile ai fini del dimensionamento, è quella della sezione centrale che, per il nucleo illustrato dalla figura 11, è di 64,5 cm², sufficiente cioè per costruire trasformatori di alimentazione di potenza relativamente alta.

Spire per volt Per determinare il numero di spire da adottare per una data tensione, bisogna applicare la seguente formula

$$E = \frac{4{,}44\,NBAT}{10^8}.$$

In questa formula E è uguale alla tensione applicata all'avvolgimento, N è la frequenza di Hz; B è la densità di flusso in linee per centimetro quadrato di circuito magnetico; A è la sezione del nucleo in centimetri quadrati e T è il numero di spire.

Il valore più opportuno da assegnare a B per piccoli trasformatori e per lamierini di ferro-silicio di tipo normale è compreso fra 10.000 e 14.000 linee/cm². Per trasformatori di maggiore potenza sarà opportuno assegnare circa 7750 linee/cm².

Ricavando T dalla formula precedente, si ha

$$T = \frac{E \times 10^8}{4{,}44\,NBA}$$

e poichè N e B sono noti, si ha, per una frequenza di rete di 50 Hz

$$T = \frac{10^8}{4{,}44 \times 50 = 7750} \times \frac{E}{A}$$

dalla quale

$$T = 63 \times \frac{E}{A}.$$

Questa relazione significa che per un trasformatore da inserire in una rete a 50 Hz, il numero di spire della bobina primaria va ottenuto moltiplicando la tensione di rete per 63 e dividendo questo prodotto per il numero che rappresenta la sezione del nucleo centrale in centimetri quadrati.

Esempio di calcolo Si supponga di dover usare un certo nucleo per costruire un trasformatore alimentato al primario da una tensione a 115 V-50 Hz e che al secondario alimenti due tubi rettificatori ai cui anodi si voglia applicare una tensione di 1000 V per anodo. Il rettificatore sia del tipo ad onda intera. Il nucleo centrale del pacco di lamierini abbia le dimensioni di 6,1×11,5 cm. Si ha

$$T = \frac{63 \times 115}{6{,}1 \times 11{,}5} = 104.$$

Questo numero rappresenta quante spire debbono venire avvolte al primario del trasformatore di alimentazione. Tale primario va avvolto internamente.

Il numero di spire per volt risulta uguale a

$$\frac{104}{115} = 0{,}9$$

mentre il numero di volt per spira risulta

$$\frac{115}{104} = 1{,}1\,.$$

Tale numero di volt per spira va tenuto presente per tutti gli avvolgimenti del trasformatore.

Come si è detto, il secondario deve avere due avvolgimenti in serie, che forniscono ciascuno 1000 V. Dal punto comune di tali due avvolgimenti verrà ricavata la presa centrale.

Il secondario avrà allora

$$\frac{2000}{1{,}1} = 1800 \text{ spire}$$

con una presa centrale effettuata alla 900ª spira.

Ammettendo una corrente di 2,75 A per millimetro quadro, il conduttore del primario avrà un diametro di 2,6 mm mentre il secondario sarà avvolto con conduttori da 0,7 a 0,55 mm di diametro a seconda che la corrente che esso deve erogare è di 400 o 300 mA rispettivamente.

Per determinare la quantità di lamierino da impiegare, è sufficiente considerare in media da 1 a 1,5 V per spira, per le applicazioni più frequenti. Per semplicità, supponiamo 1,25 V per spira.

Allora, trasformando la prima equazione si ha:

$$A = \frac{63\,E}{T}$$

ossia la sezione del nucleo necessaria, espressa in centimetri quadrati, è 63 volte la cifra che rappresenta il numero di volt per spira. Nel nostro caso 63.1,25 = 79 cm².

La sezione del nucleo magnetico, nei trasformatori con nucleo avvolto, và determinata perpendicolarmente al senso di tranciatura del lamierino, che è contenuto dentro la bobina del trasformatore. Per i lamierini a mantello, la sezione è quella contenuta dentro l'avvolgimento, mentre per i lamierini a finestra, come quelli della figura 11 a destra, la sezione è quella del lato contenuto dentro la bobina.

Si tenga presente che in tutti i trasformatori vi è una perdita nel rame, dovuta alla resistenza dell'avvolgimento.

Questa perdita è causata dal passaggio della corrente dentro l'avvolgimento e comunemente viene definita « perdita per effetto Joule » oppure « perdita per RI^2 ».

Questa perdita è tanto maggiore quanto più il trasformatore viene caricato.

Questa perdita, così come le altre perdite che si traducono in calore, riscalda il trasformatore e, se non si vuole che il trasformatore venga surriscaldato occorre che il calore prodotto venga più che possibile disperso.

La maggior parte dei trasformatori sono costruiti in modo che tanto il calore prodotto dall'avvolgimento quanto quello che si produce per effetto delle perdite nel ferro vengano smaltiti direttamente verso l'aria che circonda il trasformatore.

I trasformatori di dimensioni molto forti hanno avvolgimenti e nucleo magnetico immersi in olio da raffreddamento, il quale olio ha inoltre il compito di aumentare il coefficiente di isolamento elettrico.

Rapporti di spire In ogni trasformatore il rapporto fra le tensioni è uguale al rapporto fra le spire.

Ciò significa che se un trasformatore ha una tensione sul primario di 110 V e il primario ha 250 spire, occorrerà avvolgere 2500 spire sul secondario perchè questo sviluppi 1100 V.

La relazione di cui sopra può essere espressa dalla seguente equazione:

$$\frac{E_s}{E_p} = \frac{T_s}{T_p}.$$

Spesso è conveniente procedere al seguente modo: noti la tensione al primario e il numero di spire del primario, si esegue il rapporto fra tali due numeri, e più particolarmente del numero di spire diviso per la tensione primaria. Si ottiene in tal modo il coefficiente « spire per volt ». Moltiplicando questo coefficiente per la tensione che si vuole ottenere al secondario, si ricava il numero di spire del secondario che consentono di ottenere la voluta tensione.

Il fattore di potenza sulla rete relativo al carico costituito da un trasformatore, può essere trascurato particolarmente perchè tale trasformatore normalmente lavora con carico pressocchè completamente resistivo.

Nel calcolo dei trasformatori per radio il fattore di potenza può essere sicuramente ritenuto uguale ad uno, nel quale caso la potenza apparente e la potenza reale coincidono.

Questa ipotesi, che non è rigorosamente corretta, può essere ritenuta valida nella quasi totalità dei casi.

La dimensione del filo da usare negli avvolgimenti dei trasformatori, dipende dalla corrente che li attraversa. Per un funzionamento continuo, non si deve oltrepassare la corrente di 2 A per millimetro quadrato.

Per trasformatori che siano male ventilati, o che funzionino permanentemente oppure per quei trasformatori nei quali il fattore costo non sia determinante, si può ammettere una densità di corrente di 1.5 A per millimetro quadrato.

Per esempio in un trasformatore dimensionato per una potenza al primario di 100 W su 110 V, la corrente che attraversa il primario è data da

$$I = \frac{W}{V} = \frac{100}{110} = 0{,}9\ A.$$

Supponendo una densità di corrente di 2 A per mm², si trova che il conduttore del primario deve avere una sezione di 0,45 mm² ossia un diametro di 0,75 mm. Se le condizioni di lavoro sono tali da poter ammettere una densità di corrente di 3 A per mm², sarà sufficiente avvolgere il primario con un conduttore da 0,33 mm² di sezione, ossia da 0,65 mm. di diametro. Come si vede la differenza fra le due sezioni non è tanto grande; tuttavia usando il conduttore di sezione maggiore si avrà un riscaldamento molto minore e le prestazioni del trasformatore risulteranno fortemente migliori.

A titolo di esempio, si supponga che si voglia costruire un trasformatore che eroghi al secondario: 600 V con 100 mA per l'alta tensione; 5 v - 3 A per il filamento del tubo rettificatore e 2,5 V - 7,5 A per i filamenti dei tubi dell'apparato.

Eseguendo semplici calcoli si ottiene che le varie potenze al secondario sono:

AVVOLGIMENTI SECONDARI (spire per le varie tensioni)

Watt	Dimensioni del nucleo (cm)	Area del nucleo (cm2)	Spire al primario	Diametro del filo del primario mm	Spire per Volt	2,5 V	5 V	6,3 V	7,5 V	10 V	AVVOLGIMENTO PER ALTA TENSIONE 1500 V	1250 V	1000 V	900 V	800 V	800 V	700 V	600 V	500 V	450 V	400 V	300 V	250 V
10	1,27 x 1,27	1,61	3500	0,227	32	80	160	205	240	320													
10	1,27 x 1,59	1,94	2800	0,227	24,2	61	122	147	182	242													
12	1,27 x 1,91	2,38	2300	0,25	20,0	50	100	126	150	200													
12	1,59 x 1,59	2,45	2280	0,25	19,6	48	96	124	147	196													
15	1,59 x 1,91	2,96	1875	0,28	16,1	42	84	105	124	161													
22	1,59 x 2,54	4,—	1400	0,32	12,2	31	61	77	92	122													
20	1,91 x 1,91	3,55	1570	0,32	13,6	34	68	86	102	136													
25	1,91 x 2,54	4,83	1150	0,36	10,0	25	50	63	75	100	2620	3150	3700	4200	4750	5250							
30	1,91 x 3,17	6,—	930	0,40	8,1	21	42	52	62	81	2100	1500	3140	3400	3800	4200							
50	1,91 x 3,81	7,22	770	0,51	6,7	17	34	43	50	67	1860	2100	2500	2840	3150	3500	4200	5000					
50	2,54 x 2,54	6,45	860	0,51	7,5	19	38	48	57	75	1950	2400	2700	3150	3600	3900	4700	5500					
60	2,54 x 3,17	8,05	690	0,57	6,0	15	30	38	45	60	1600	1900	2200	2500	2800	3150	3800	4400					
65	2,54 x 3,81	9,65	575	0,57	5,0	13	25	32	38	50	1300	1575	1850	2100	2400	2650	3150	3700					
75	2,54 x 4,45	11,3	490	0,63	4,2	11	21	27	31	42	1100	1320	1550	1750	2000	2200	2650	3150	3800	4000	4400		
110	2,54 x 5,08	12,9	430	0,72	3,7	9	18	23	28	37	980	1170	1370	1550	1750	1960	2300	2750	3100	3500	3900		
105	3,17 x 3,17	10,—	550	0,72	4,8	12	24	31	36	48	1260	1510	1770	2050	2240	2510	3050	3500	4100	4500	5020		
100	3,17 x 3,81	12,1	460	0,72	3,8	9	19	25	29	38	1000	1200	1400	1600	1800	2000	2400	2720	3200	3560	4000		
120	3,17 x 4,45	14,1	400	0,81	3,5	9	18	21	26	35	920	1100	1315	1470	1650	1840	2200	2560	2940	3300	3700	4620	5500
140	3,17 x 5,08	16,1	350	0,91	3,2	8	16	20	24	32	840	1020	1180	1340	1510	1680	2050	2350	2680	3000	3380	4200	5050
125	3,81 x 3,81	14,5	380	0,81	3,3	8	16	21	25	33	870	1040	1210	1400	1560	1730	2100	2420	2800	3120	3500	4400	5250
150	3,81 x 4,45	17,—	330	1,02	2,9	7	14	19	22	29	760	910	1130	1220	1360	1530	1840	2100	2450	2750	3050	3800	4650
200	3,81 x 5,08	19,3	290	1,15	2,42	6	12	15	18	24	630	765	890	1020	1150	1265	1522	1780	2050	2380	2350	3200	3840
300	5,08 x 5,08	25,8	215	1,45	1,87	5	9	12	14	19	490	590	690	780	880	980	1180	1360	1570	1760	1950	2350	2940
400	5,08 x 6,35	32,2	175	1,63	1,52	4	8	10	12	15	395	470	550	640	710	790	950	1110	1265	1420	1590	1940	2400
500	5,08 x 7,62	38,6	145	1,83	1,26	3	6	8	9	12	330	395	455	530	595	660	790	920	1060	1200	1330	1650	2000

60 W sul secondario alta tensione; 15 W sull'avvolgimento a 5 V e 16 W sull'avvolgimento a 2,5 V.

In totale, i watt trasformati sono 91.

Per quanto si è detto in precedenza, le perdite nel ferro e nel rame possono valutarsi al 10 % della potenza assorbita dal primario e quindi, nel nostro caso, si può prevedere che ammonteranno a 10 W.

I diametri dei conduttori del secondario saranno: per quello da 100 mA, 0,30 mm; per quello da 5 A, 1,8 mm; per quello da 7,5 A, 3 mm.

Per l'avvolgimento del secondario ad alta tensione si tenga presente che si deve aggiungere una piccola percentuale di spire per tener conto della resistenza offerta dall'avvolgimento, che è di sezione piccola, in modo che la tensione di uscita in esercizio sia quella prestabilita. Le cifre riportate nella tabella includono questa percentuale che viene aggiunta al numero di spire teoricamente calcolato e conseguentemente il numero di spire riportato nella tabella può essere ritenuto come numero effettivo di spire da avvolgere sul nucleo per ogni dato trasformatore.

Isolamento Occorre sempre tener presente alcuni accorgimenti per quanto concerne l'isolamento e la posizione degli avvolgimenti.

Bisogna sempre attuare un buon isolamento fra il nucleo e gli avvolgimenti così come fra i vari avvolgimenti e fra i vari strati di uno stesso avvolgimento. Esistono numerosi tipi di materiale che possono venire usati soddisfacentemente per tale scopo: le carte o tele sterlingate si prestano ottimamente, sebbene siano costose.

Come materiali isolanti, nei trasformatori di piccola potenza, possono usarsi ottimamente le carte paraffinate e le carte per condensatori.

Nella costruzione dei trasformatori occorre curare particolarmente l'isolamento fra il primario e il secondario, l'isolamento fra gli avvolgimenti e il nucleo e l'isolamento fra un avvolgitore e l'altro.

L'isolamento fra gli avvolgimenti e il nucleo potrà essere sicuro se fra essi si interpone un sottile foglio di mica o di micanite. Anche la fibra in lastra, o quell'altro materiale comunemente denominato carta bakelizzata, è un ottimo isolante. Si possono altresì usare cartoncini del tipo «bristol» o la cosidetta «carta tritona».

In qualunque caso, una volta eseguita la bobina, questa và completamente impregnata con vernice isolante. Se possibile, tale impregnazione dovrà essere effettuata sotto vuoto.

L'essicazione può essere fatta o in aria libera o in forno.

Si tenga presente che le normali vernici e lacche non sono soddisfacenti, per l'alto grado di umidità da esse trattenuto. In commercio esistono buone vernici che si essicano in aria e che danno buoni risultati pratici.

Quando si fà uso di vernici da essicare in forno, si tenga presente che i vapori che si sviluppano durante l'essicazione possono essere infiammabili e in qualche caso, esplosivi. Nel maneggiare quindi questo tipo di materiale occorre usare le massime precauzioni possibili. Vi sono in commercio delle lacche che, in caso di un corto circuito nel trasformatore, bruciano violentemente costituendo perciò un serio pericolo di incendio.

Prima di iniziare ad eseguire l'avvolgimento di un determinato nucleo, è opportuno accertarsi se la finestra del lamierino presenta uno spazio sufficiente a contenere tutto l'avvolgimento.

Qualora non si osservasse una tale precauzione, il costruttore del trasformatore potrebbe accorgersi che, dopo aver eseguita solo una parte dell'avvolgimento, non gli rimane più spazio disponibile per completare l'avvolgimento stesso, ciò che si traduce in una perdita di tempo e in uno sciupio di materiale.

Quando si esegue il calcolo dell'ingombro di un avvolgimento, è buona norma tenere un margine di sicurezza dal 15 al 40 per cento, per essere certi che, una volta eseguito l'avvolgimento, questo possa essere contenuto entro la finestra dei lamierini.

L'esecuzione a mano degli avvolgimenti dei trasformatori è una operazione laboriosa e noiosa. A meno che il costruttore non sia un esperto avvolgitore di trasformatori, gli accadrà con molta probabilità di impiegare uno spazio eccessivo per gli isolamenti e non gli resterà quindi spazio sufficiente per gli avvolgimenti. Per essere sicuri che in pratica l'avvolgimento del trasformatore si adatti ai lamierini che si hanno disponibili, occorre eseguire un calcolo preventivo degli ingombri dei vari avvolgimenti e aggiungere ai risultati dei calcoli, un coefficiente di sicurezza dal 15 al 40 per 100.

Costruzione delle impedenze-filtro

Le impedenze-filtro vengono costruite su nuclei di lamierini

TABELLA DELLE IMPEDENZE FILTRO PER ALIMENTATORI DI TRASMETTITORI

Corrente mA	Diametro del filo, mm	N.° spire	Kg filo	Dimens. appross. nucleo, mm	Traferro mm	Peso nucleo, Kg
200	0,36	2000	0,7	38 x 38	2,4	1,8
250	0,40	2000	0,8	38 x 51	2,4	2,3
300	0,45	2250	0,9	51 x 51	3,2	2,7
400	0,51	2250	1,4	51 x 63	3,2	3,2
500	0,57	2500	1,8	63 x 63	3,2	3,2
750	0,72	3000	2,7	63 x 76	3,2	6,4
1000	0,81	3000	3,4	76 x 76	3,2	8,2

NOTA: Questi dati sono basati sull'impiego di nuclei di lamierini al ferro-silicio ad alta percentuale di silicio e con traferri aventi le dimensioni riportate nella 6ª colonna.

E' consigliabile l'impiego dei normali lamierini ad E e I. Se si fa uso di fascette di fissaggio e se si usano lamierini costruiti da strisce in modo da dare al nucleo la forma quadrata (vedasi figura 11 a destra), allora occorrerà aumentare del 25 % il numero di spire.

Le impedenze realizzate con i dati riportati in tabella avranno una induttanza da 10 a 15 H.

La induttanza esatta non può essere prevista data la forte influenza che su essa esercitano le modalità di avvolgimento, le densità di flusso che si determinano nel nucleo, etc. Tuttavia le impedenze realizzate con i dati riportati in tabella daranno sicuramente risultati soddisfacenti nei sistemi di alimentazione dei radiotrasmettitori.

Il diametro del filo usato è stato calcolato sulla base di una corrente di 2 A per millimetro quadrato. Ciò determinerà un certo riscaldamento nell'avvolgimento. Se le impedenze debbono lavorare con continuità, come avviene nelle stazioni radiofoniche, sarà buona norma impiegare per ogni corrente non i dati riportati nella tabella per quella corrente, ma quelli che si riferiscono ad una corrente immediatamente superiore.

Per quanto riguarda i conduttori e i lamierini, se dovesse essere difficile acquistarli con le dimensioni riportate in tabella, si consiglia di impiegare per tali materiali, le dimensioni immediatamente maggiori per le quali i materiali stessi sono approvvigionabili.

TABELLA DEI FILI DI RAME [1]

Diametro in mm	Area del filo nudo mm2	Spire per centimetro di lunghezza [2]				Spire per cm di lunghezza			Metri per 1 gr.		Ohm per 1000 m 25° C	Corrente ammissib. a 1,31 A per mm2
		Smaltato	1 Cop. seta	2 cop. seta o 1 cop. cot.	2 cop. cot.	1 cop. cot.	Smaltato	2 cop. cot.	Nudo	2 cop. cot.		
7,4	42,4	—	—	—	—	—	—	—	0,0026	—	0,386	55,7
6,5	33,5	—	—	—	—	—	—	—	0,0033	—	0,474	44,1
5,8	26,5	—	—	—	—	—	—	—	0,0042	—	0,598	35,0
5,2	21,2	—	—	—	—	—	—	—	0,0053	—	0,752	27,7
4,6	16,7	—	—	—	—	—	—	—	0,0067	—	0,950	22,0
4,1	13,3	—	—	—	—	—	—	—	0,0084	—	1,19	17,5
3,7	10,5	—	—	—	—	—	—	—	0,011	—	1,51	13,8
3,3	8,35	2,95	—	2,91	2,8	—	—	—	0,013	0,013	1,90	11,0
2,9	6,62	3,39	—	3,23	3,07	—	—	—	0,017	0,016	2,40	8,7
2,6	5,22	3,78	—	3,67	3,51	13,6	13,1	12,4	0,021	0,021	3,02	6,9
2,3	4,18	4,22	—	4,06	3,86	17,0	16,3	15,1	0,027	0,026	5,10	5,5
2,1	3,31	4,73	—	4,54	4,30	21,1	20,3	18,7	0,034	0,033	6,42	4,4
1,8	2,62	5,33	—	5,05	4,74	26,4	25,1	23,2	0,043	0,041	8,12	3,5
1,6	2,08	5,91	—	5,6	5,45	32,7	30,7	28,4	0,054	0,052	10,2	2,7
1,4	1,65	6,62	—	6,22	5,8	40,6	38,8	34,6	0,068	0,065	12,9	2,2
1,2	1,31	7,45	7,45	7,06	6,46	49,8	47,4	42,0	0,086	0,080	16,2	1,7
1,1	1,04	8,35	8,35	7,85	7,15	61,5	57,6	51,0	0,108	0,100	20,5	1,3
1	0,82	9,3	9,3	8,67	7,8	76,5	70,5	61,8	0,136	0,126	25,8	1,1
0,91	0,65	10,4	10,4	9,62	8,6	92,0	85,9	74,1	0,172	0,159	32,6	0,86
0,81	0,518	11,6	11,6	10,6	9,4	121	113	98,5	0,217	0,200	41,2	0,68
0,72	0,412	13,1	12,9	11,7	10,5	146	139	117	0,273	0,248	52,0	0,54
0,64	0,324	14,6	14,4	13,4	11,8	178	166	141	0,344	0,309	65,5	0,43
0,57	0,257	16,3	16,0	14,7	12,4	217	202	168	0,435	0,391	82,5	0,34
0,51	0,208	18,2	17,9	16,3	14,0	264	244	195	0,548	0,500	104	0,27
0,45	0,163	20,3	19,8	18,0	15,2	320	297	234	0,691	0,605	131	0,21
0,40	0,128	22,8	21,9	19,8	16,5	398	358	271	0,87	0,750	165	0,17
0,37	0,102	25,5	24,2	21,7	17,8	470	432	314	1,10	0,955	208	0,13
0,32	0,081	28,7	27,1	23,8	19,1	585	520	358	1,39	1,18	263	0,11
0,29	0,064	32,2	29,5	25,8	20,4	666	605	418	1,75	1,48	331	0,084
0,25	0,051	35,6	32,8	28,2	21,8	781	725	468	2,21	1,71	418	0,067
0,23	0,045	39,8	36,2	30,5	23,4	920	820	—	2,78	1,87	527	0,053
0,20	0,032	44,5	39,8	33,0	24,7	1100	970	—	3,51	2,10	665	0,042
0,18	0,0254	50,2	43,4	35,6	26,1	1260	1140	—	4,41	3,16	839	0,033
0,16	0,0202	56,5	47,3	38,2	27,6	1490	1290	—	5,58	4,15	1060	0,026
0,14	0,0160	62,3	52,0	41,0	29,0	1690	1350	—	7,05	4,52	1330	0,021
0,13	0,0126	69,0	56,4	43,8	30,3	1890	1660	—	8,85	5,28	1680	0,017
0,11	0,0100	79,0	60,7	46,5	31,6	—	—	—	11,2	6,25	2120	0,013
0,10	0,0078	88,5	65,5	49,6	33	—	—	—	14,1	7,11	2670	0,010
0,09	0,00635	97,8	71,3	52,5	34,2	—	—	—	17,7	7,94	3370	0,008
0,08	0,00500	111	76,5	55,2	35,4	—	—	—	22,4	9,55	4250	0,006

1 Le sezioni dei conduttori sono quelle normalizzate in USA. I dati contenuti nella tabella possono tuttavia essere utili anche per la normalizzazione italiana, mediante eventuali interpolazioni.
2 Le cifre su riportate sono approssimative, poichè lo spessore dell'isolamento varia a seconda dei fabbricanti del filo.

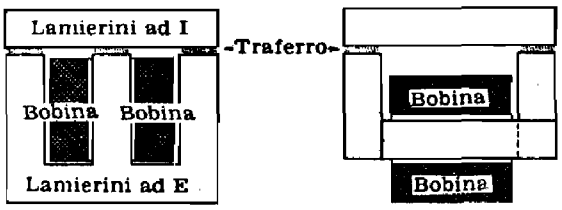


Figura 13.

MONTAGGIO DEI NUCLEI DELLE IMPEDENZE DI FILTRO

Il traferro può essere riempito con materiale non magnetico, come ad es. bakelite o fibra.

al ferro-silicio similari a quelli che si usano per la costruzione dei trasformatori di alimentazione. La differenza sostanziale fra i trasformatori e le impedenze-filtro è che queste ultime comprendono un solo avvolgimento.

Le dimensioni del nucleo di lamierini e il numero di spire dell'avvolgimento determinano l'induttanza dell'impedenza-filtro. Tale induttanza è altresì funzione del traferro che si lascia fra i lamierini e il cui scopo è quello di evitare che il nucleo vada in saturazione.

Le dimensioni del nucleo e del conduttore impiegato nell'avvolgimento limitano la corrente continua che può essere fatta passare nell'impedenza-filtro, senza che la conseguente magnetizzazione del nucleo riduca l'induttanza a valori così bassi da far perdere pressocchè totalmente l'efficacia alla impedenza-filtro.

Nelle impedenze-filtro si può fare uso dello stesso materiale magnetico che viene normalmente impiegato nella costruzione dei trasformatori. Se si ha disponibile un vecchio trasformatore fuori servizio, da questo potrà essere ricuperato il nucleo che potrà essere riutilizzato nella costruzione di una impedenza-filtro.

Durante la costruzione dell'impedenza, occorrerà porre particolare cura nell'isolamento fra l'avvolgimento e il nucleo. Tale isolamento deve essere ottenuto mediante l'impiego di materiale isolante di qualità e di spessori tali, da resistere ai più alti picchi di tensione che, in servizio, si avranno fra l'avvolgimento e il nucleo, quest'ultimo normalmente a potenziale di massa.

In questo capitolo riportiamo una tabella che contiene i dati consigliabili nel progetto delle impedenze-filtro, mentre nella figura 13 sono riportati alcuni suggerimenti per la costruzione delle impedenze stesse.

I traferri riportati in tabella si riferiscono all'impiego delle relative impedenze come impedenze-filtro di circuiti di alimentazione.

Qualora le impedenze dovessero venire usate come impedenze di ingresso ai filtri dei circuiti di alimentazione o come impedenze fluttuanti, i traferri potranno venire ridotti all'incirca ad un quarto dei valori dati. Si tenga presente che al diminuire del traferro si riduce altresì l'induttanza a pieno carico, che diverrà molto minore rispetto al valore riportato nella tabella, mentre l'induttanza con carico minimo risulterà molto maggiore.

25-5 Alimentatori speciali

In una stazione completa normalmente trovano impiego uno o più alimentatori aventi caratteristiche speciali e che servono per scopi particolari. Esempio di alimentatori di questo tipo sono: gli alimentatori con stabilizzazione elettro-

nica; quelli con tubi stabilizzatori di tensione a scarica nei gas e infine gli alimentatori diretti dalla rete.

Tubi V-R Quando in un circuito si desideri stabilizzare la tensione di alimentazione di un carico che assorba non più di 20-25 mA, si può fare uso, con molto vantaggio, dei tubi stabilizzatori di tensione a scarica nei gas.

Esempi di circuiti nei quali è utile una tale stabilizzazione sono: il circuito oscillatore locale di un radioricevitore; l'oscillatore di un generatore a frequenza variabile per radiotrasmettitori; l'oscillatore di un frequenzimetro; il circuito a ponte di un volmetro elettronico.

In commercio si trova tutta una serie di tubi stabilizzatori di tensione nel gas: questi sono i tipi OA3/VR75; OB3/VR90; OC3/VR105; OD3/VR150 e i tipi miniatura OA2 e OB2.

Questi tubi stabilizzano la tensione esistente sui loro terminali su un valore di 75,90, 105 e 150 V rispettivamente.

Il tubo stabilizzatore miniatura OA2 stabilizza la tensione su 150 V, mentre il tipo OB2 la stabilizza su 108 V.

I tipi OA2, OB2 e OB3/VR90 possono, al massimo, essere attraversati da una corrente di 30 mA mentre tale corrente per gli altri tre tipi è di 40 mA. La corrente minima necessaria affinchè in tutti e sei i tipi si mantenga la scarica nel gas è di 5 mA.

Con la sigla VR vengono indicati tutti i tubi stabilizzatori di tensione a scarica nei gas. Tali tubi possono essere usati per stabilizzare la tensione fornita da un alimentatore, inserito su una rete a tensione instabile, ad un carico costante.

Due o più tubi stabilizzatori di tensione VR possono essere collegati in serie allo scopo di stabilizzare una tensione di 180, 210, 255 V o altre combinazioni, dipendenti dalle tensioni stabilizzate dai singoli tubi VR collegati in serie.

Invece è assolutamente da sconsigliare di collegari tubi stabilizzatori VR in parallelo, in quanto tali tubi sono inevitabilmente diversi l'uno dall'altro e fra essi ve ne sarà uno che risulterà sovraccaricato, mentre gli altri o non conducono alcuna corrente oppure ne conducono una molto bassa.

Pertanto l'effetto stabilizzatore risulterà poco efficace.

Le note che seguono si applicano indifferentemente a tutti i tipi di tubi VR, però come esempio di applicazione considereremo sempre il tubo OD3/VR150.

Un circuito che richieda, supponiamo, soltanto 50 V può venire stabilizzato nei confronti delle variazioni di tensione di alimentazione di rete, impiegando un tubo stabilizzatore VR 105 e ponendo in serie al circuito a 50 V, una adatta resistenza di caduta, che provochi la caduta della tensione di alimentazione da 105 a 50 V.

Si tenga però presente che in tali condizioni il circuito utilizzatore non è regolato per le variazioni di carico, ossia, se varia la resistenza di carico, varierà anche la tensione esistente su di esso, sebbene la tensione di alimentazione originaria rimanga costante su 105 V.

Per mantenere costante la tensione ai capi di una resistenza di carico variabile, non si deve porre assolutamente alcuna resistenza fra il tubo stabilizzatore di tensione e il carico.

Conseguentemente il circuito deve funzionare esattamente ad una delle tensioni ottenibili con i vari tubi stabilizzatori, oppure con due o più di tali tubi collegati in serie.

Un tubo stabilizzatore di tensione tipo VR 150 può considerarsi come equivalente ad una resistenza variabile compresa fra 5.000 e 30.000 Ω e pertanto esso mantiene fra i suoi elettrodi,, stabilizzata su 150 V, una tensione solo nel caso in cui il generatore di tensione abbia una cattiva stabilità di tensione al variare del carico. Solo in tal caso le istantanee variazioni di resistenza interna del tubo, variazioni che abbiamo detto, sono comprese fra 5 e 30 KΩ, saranno tali da rendere costante la tensione ai capi del tubo stesso.

La teoria sulla quale si basa il funzionamento dei tubi stabilizzatori di tensione VR è stata trattata nel capitolo 4° a proposito della conducibilità elettrica dei gas e non verrà qui ripetuta.

Può sembrare paradossale che per avere una buona stabilizzazione di tensione con i tubi a scarica nei gas, il radrizzatore debba avere una cattiva stabilità, ossia un'alta resistenza serie. La ragione di ciò diverrà evidente se si tengono presenti le considerazioni che abbiamo svolte poco avanti.

Se in derivazione su un tubo VR si pone una resistenza elevata, non si viene in alcun modo a pregiudicare la sua caratteristica di tenere costante la tensione fra i suoi elettrodi. Però se, invece, la resistenza posta in derivazione sul tubo è molto bassa, qualsiasi variazione della resistenza interna del tubo stabilizzatore, che abbiamo visto essere compresa fra 5 e 30 K Ω non avrà alcun effetto pratico sulla tensione che si localizza fra gli elettrodi del tubo, il quale quindi non eserciterà più alcuna funzione stabilizzatrice, se non per un campo strettissimo di variazioni di tensione dell'alimentatore o di variazione di resistenza del carico.

Il tubo a scarica nel gas darà la massima stabilità al variare della tensione fornita dal raddrizzatore o della resistenza del carico, solo quando il raddrizzatore ha una alta resistenza interna o quando in serie ad esso, viene messa una resistenza di valore sufficientemente elevato.

Solo in tal caso le variazioni di resistenza interna del tubo VR daranno luogo ad un effetto di stabilizzazione della tensione che su esso si localizza e che viene quindi applicata al carico, derivato sul tubo.

Allo scopo di ottenere la migliore stabilità possibile con un tubo VR (oppure con due tubi in serie) sarà necessario porre fra raddrizzatore e tubo VR una resistenza di valore tale che la corrente che attraversa il tubo VR sia compresa fra 8 e 20 mA con la normale tensione media erogata dal radrizzatore e con il normale valore di resistenza di carico.

Per ottenere la gamma di stabilizzazione la più ampia possibile, la resisteza serie non deve in nessun caso essere minore di circa 20 K Ω, ciò che comporta la necessità di disporre di un alimentatore che eroghi una tensione notevolmente maggiore di 150 V. Invece quando la tensione erogata dall'alimentatore è solo leggermente maggiore di 150 V, si potrà ottenere una buona stabilizzazione solamente entro una gamma limitata di variazioni di corrente, impiegando una resistenza serie di valore anche minore di 3000 Ω. Quando si usa una

resistenza serie di valore così basso, occorre che la tensione fornita dall'alimentatore venga dimensionata in modo che, con il carico inserito sullo stabilizzatore di tensione, la corrente che attraversa questo tubo non oltrepassi i 15 o 20 mA.

Qualora la corrente che attraversa i tubi stabilizzatori di tensione VR 150; VR 105; o VR 75 dovesse essere superiore a 40 mA, ne deriverà una fortissima riduzione della vita del tubo.

Quando la corrente che attraversa il tubo è inferiore a 5 mA, il funzionamento del tubo risulta instabile .

Dunque il tubo deve lavorare sempre entro i suddetti limiti di corrente e in tali condizioni la tensione che si localizza fra i suoi elettrodi potrà variare al massimo dell'1,5 per cento.

Affinchè si inneschi la scarica nel tubo stabilizzatore occorre che la tensione ad esso applicata sia almeno del 10 o 15 per cento superiore alla tensione di regime. Se si vuole essere sicuri che il tubo stabilizzatore si inneschi sempre e che quindi adempia in ogni caso la sua funzione stabilizzatrice, è necessario che tale supero di tensione sia non inferiore al 20 per cento della tensione stabilizzata. Usualmente questa condizione viene soddisfatta automaticamente dato che, per la presenza di una resistenza serie di elevato valore, la tensione fra gli elettrodi del tubo stabilizzatore risulta molto alta quando ancora si deve innescare la scarica nel tubo.

Quando un tubo VR deve venire impiegato per stabilizzare la tensione applicata ad un circuito il quale assorba una corrente minore di 15 mA, corrente valutata sul suo valore medio, il metodo più semplice per realizzare

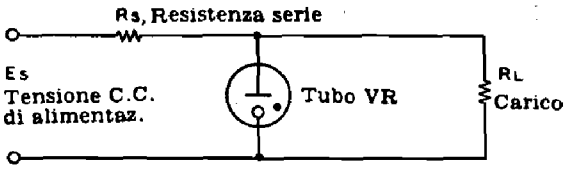


Figura 14.

NORMALE CIRCUITO STABILIZZATORE DI TENSIONE CON TUBO VR

Il tubo stabilizzatore di tensione VR mantiene costante la tensione ai suoi terminali entro pochi volt, per modeste variazioni di R_L o di Es. Si vedano nel testo i consigli sull'uso dei tubi VR nei vari circuiti, nei quali tali tubi trovano applicazione.

la migliore stabilizzazione consiste nel regolare la resistenza serie, dopo avere distaccato il carico, variandola fino a far passare nel tubo una corrente di 30 mA circa. In tali condizioni, ricollegando il carico, si è certi di ottenere i risultati migliori.

Questo metodo è raccomandabile particolarmente quando il carico è costituito da un tubo elettronico a riscaldamento indiretto.

Un tale tubo assorbe corrente solo alcuni secondi dopo che l'alimentatore sia stato acceso. In queste condizioni, la corrente che passa attraverso il tubo VR non supererà mai i 40 mA anche quando il carico non assorbe momentaneamente alcuna corrente (dato che, mentre l'alimentatore fornisce subito la sua tensione anodica, il circuito di utilizzazione, essendo a riscaldamento indiretto, impiega un certo tempo ad assorbire corrente).

La figura 14 rappresenta un normale circuito stabilizzatore di tensione con tubo a scarica nel gas. Il tubo farà in modo che la tensione esistente sopra R_L rimanga costante entro 1 o 2 V per moderate variazioni e della resistenza di carico R_L e della tensione E_s erogata dal rettificatore.

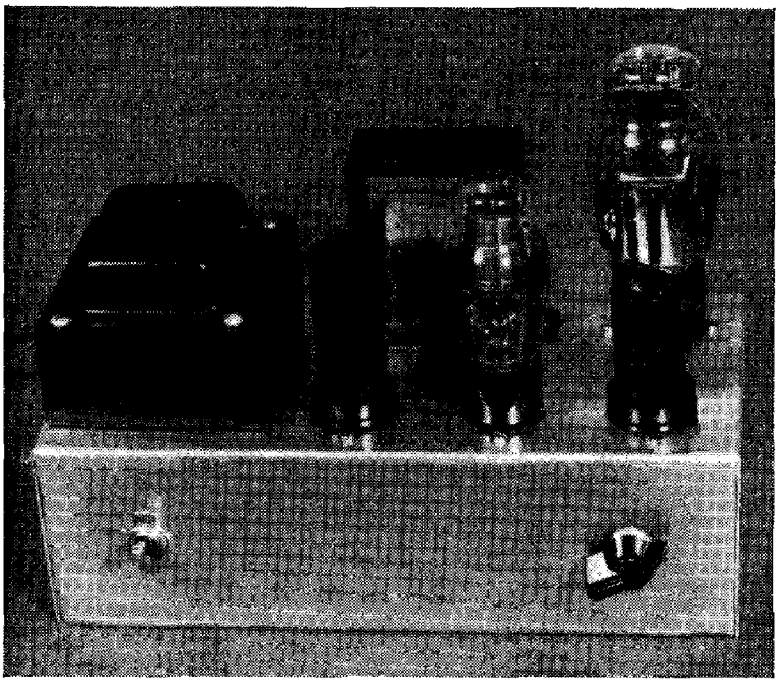


Figura 15.

ALIMENTATORE A TENSIONE STABILIZZATA

Questo alimentatore è in grado di fornire qualsiasi tensione compresa fra 175 e 300 V, con una corrente compresa fra 100 e 60 mA. La stabilità della tensione di uscita è buona tanto nei confronti delle variazioni della tensione di rete, quanto per le variazioni di corrente di carico.

Alimentatori a tensione di uscita regolabile e stabilizzata

Quando si desideri stabilizzare la tensione su un circuito che assorba una corrente superiore a pochi milliampere, è consigliabile ricorrere all'uso degli alimentatori a tensione stabilizzata, mostrati nelle figure 15 e 16, piuttosto che alla stabilizzazione mediante tubi a scarica nei gas.

L'alimentatore illustrato dalle figure 15 e 16 è in grado di sviluppare una tensione fino a 300 V fortemente stabilizzata, dato che la tensione di uscita varia entro 1 V anche quando la tensione di rete oppure la resistenza di carico variano del 25 per cento.

La corrente massima che può essere prelevata su questo alimentatore, senza pregiudicarne la stabilità di tensione, è funzione del valore della tensione di uscita desiderato, valore che può venire regolato mediante il potenziamento R_3.

Ad una tensione di uscita di 200 V, questa rimane costante fino ad una corrente erogata di 100 mA, che costituisce la corrente massima che può essere fornita dal tubo 6 B4-G e dal trasformatore di alimentazione.

Quando invece la tensione di uscita viene regolata su 300 V, che è la massima tensione ottenibile dall'alimentatore, la corrente erogabile è compresa fra 0 e 50 mA. Quando dall'alimentatore si prelevano più di 50 mA alla tensione massima di 300 V, la stabilità di tensione non è più buona, dato che il dispositivo di stabilizzazione comincia, in queste condizioni, a perdere di efficacia.

Il principio di funzionamento su cui si basa questo stabilizzatore è il seguente: il tubo 6 B4-G agisce come resistenza variabile in serie ed è controllato da un tubo stabilizzatore in una maniera molto più efficace di come avviene nei circuiti per la regolazione

automatica della sensibilità o nei circuiti a contro-reazione impiegati nei radio ricevitori e negli amplificatori ad audiofrequenza.

Il ciclo di stabilizzazione è il seguente: il tubo 6 SJ 7, che funziona da amplificatore, regola la polarizzazione di griglia del tubo 6 B4 - G la quale a sua volta agisce sulla resistenza interna del tubo 6 B4 - G.

Questa resistenza interna a sua volta agisce sulla tensione di uscita la quale agisce sulla corrente anodica del tubo 6 SJ 7 completando così il ciclo di stabilizzazione.

Come si può vedere agevolmente, in queste condizioni qualsiasi variazione di tensione di uscita tenderà ad autocompensarsi molto meglio di come avviene nei circuiti di regolazione automatica di sensibilità dei radioricevitori, i quali circuiti limitano entro strette variazioni le forti variazioni della ampiezza dei segnali applicati al rivelatore.

Poichè è inevitabile che attraverso il tubo 6 B4 - G avvenga una certa caduta di tensione, dato che questo tubo deve avere una certa resistenza interna affinchè le variazioni di questa portino ad un effetto di stabilizzazione della tensione di uscita, l'alimentatore vero e proprio deve essere in grado di fornire la massima tensione di uscita possibile, a parità di tensione sviluppata dal secondario alta tensione del trasformatore di alimentazione. Per ottenere ciò si farà quindi uso di un alimentatore ad onda intera, con filtro ad ingresso capacitivo e con forti capacità specialmente all'ingresso e si farà infine uso di impedenze-filtro con resistenza molto bassa.

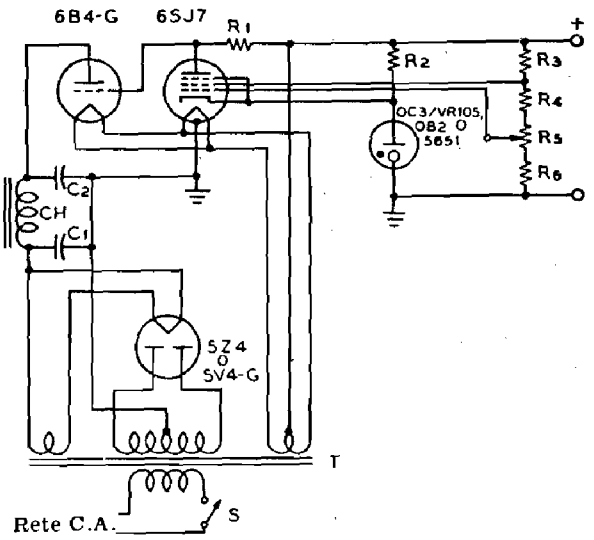


Figura 16.
SCHEMA ELETTRICO DELL'ALIMENTATORE A TENSIONE STABILIZZATA

C_1—10-μF - 525 V elettrolitico
C_2—10-μF - 450 V elettrolitico
R_1—470 kΩ - 0,5 W
R_2—68 kΩ - 1 W
R_3—10 kΩ - 1 W
R_4—22 kΩ - 1 W
R_5—15 kΩ - potenziometro
R_6—4,7 kΩ - 1 W
S—interruttore di rete
T—350 + 350 V/120 mA
5 V/3 A
6,3 V/3 A
6,3 V/4,7 A
CH—impedenza-filtro 10,5 H/110 mA

Allo scopo di evitare che in un alimentatore un tubo rettificatore a vapore di mercurio tipo 83 dia un disturbo piuttosto forte sui radioricevitori posti in vicinanza, si farà preferibilmente uso nell'alimentatore piuttosto che di un tubo a vapore di mercurio di un tubo rettificatore tipo 5 Z4 G oppure 5 V4 - G. Questi tubi hanno una resistenza interna molto minore rispetto ai tubi 80 o 5 Z 3 e inoltre, poichè sono a riscaldamento indiretto, si otterrà il risultato che ai tubi stabilizzatori non viene applicata alcuna tensione fino a che questi non siano in condizione di regolare funzionamento.

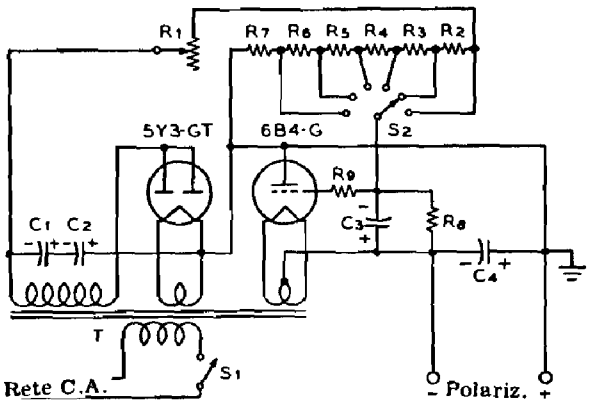


Figura 17.

ALIMENTATORE PER LA TENSIONE DI POLARIZZAZIONE NEGATIVA, CON USCITA STABILIZZATA

C_1, C_2, C_3, C_4—8-μF - 450 V elettrolitico
R_1—50 kΩ - potenziometro
R_2, R_3, ..., R_7—47 kΩ - 1 W
R_8—100 kΩ - 1 W
R_9—10 kΩ - 0,5 W
S_1—interruttore di rete
S_2—regolatore del campo di tensione; commutatore a 6 posizioni - 1 via.
T—240 + 240 V/40 mA - 5 V/2 A - 6,3 V/2 A

Alimentatore per la tensione di poarizzazione negativa a tensione stabiizzata

L' alimentatore con tensione di uscita stabilizzata, che abbiamo descritto nel paragrafo precedente, non è adatto a fornire una polarizzazione negativa di griglia stabilizzata. Poichè in un alimentatore di tensione per la polarizzazione negativa di griglia la direzione in cui circola la corrente è opposta rispetto a quella fornita dai normali alimentatori, quando si vuole realizzare un tale alimentatore di tensione bisogna procedere per via diversa da quella dei normali alimentatori.

Nella figura 17 è illustrato il circuito di un alimentatore stabilizzato per la tensione negativa di griglia. In questo tipo di alimentatore, il tubo stabilizzatore che è del tipo 6 B4 - G oppure 2 A3 o 6 A3, funziona come una resistenza zavorra variabile che automaticamente regola la sua resistenza su un valore tale che la corrente di griglia che circola nel tubo sviluppi una tensione avente un valore costante sui terminali di uscita dell'alimentatore di tensione di polarizzazione.

Esaminando lo schema del circuito della figura 17 si vedrà che il circuito stesso consiste in un alimentatore a mezza onda (col quale così è possibile ottenere la massima tensione continua di uscita da un trasformatore di alimentazione del tipo per radioricevitori). Il filtraggio è eseguito da due condensatori elettrolitici collegati in serie. La griglia del tubo stabilizzatore tipo 6 B4 - G viene alimentata da un partitore di tensione avente varie prese intermedie.

Il commutatore S_2 serve a dare una grossolana regolazione della tensione da circa 100 a 600 V mentre col reostato R_1 è possibile eseguire una regolazione fine della tensione di uscita.

La massima corrente per le griglie dei tubi da polarizzare, che può venire erogata dall'alimentatore, è determinata dalla dissipazione anodica del tubo 6 B4 - G.

La corrente ammissibile per tali griglie varia da circa 100 mA, in vicinanza di una tensione di polarizzazione di 100 V, a circa 25 mA in prossimità di 600 V.

La stabilità dell'alimentatore è equivalente a quella di un alimentatore a tensione costante, con una resistenza in serie di 200 Ω.

Qualora l'alimentatore debba essere impiegato per polarizzare le griglie di un modulatore in classe B, sui suoi terminali di uscita andrà connessa, con opportuna polarità, una capacità da

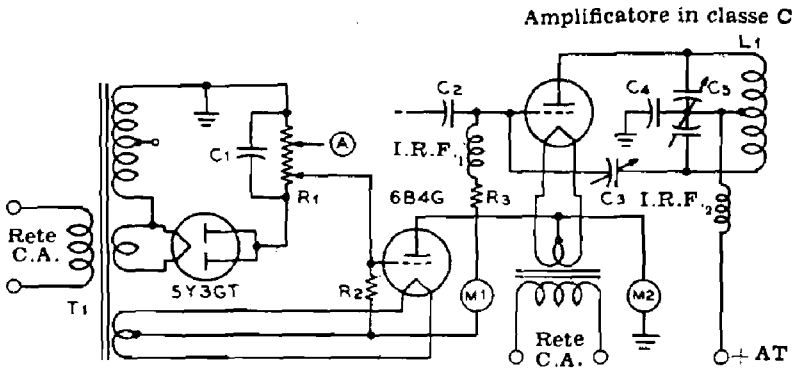


Figura 18.

ALIMENTATORE PER LA TENSIONE DI POLARIZZAZIONE NEGATIVA DI GRIGLIA, DA IMPIEGARE CON IL SISTEMA DI MISURA CATODICA

C_1—2-μF - 1000 V condensatore a carta in olio
C_2—Condensatore normale di accoppiamento di griglia
C_3—Condensatore normale di neutralizzazione
C_4—Condensatore di fuga anodico
C_5—Condensatore di accordo anodico
R_1—Gruppo partitore di tensione. Dovrà avere una resistenza di circa 500 kΩ. Sarà costituito da una serie di resistenze da 47 kΩ con le relative prese fra l'una e l'altra, da un commutatore e da un regolatore fine di tensione come in figura 17.
R_2—220 kΩ - 0,5 W
R_3—Normale resistenza di autopolarizzazione per corrente di griglia per lo stadio in Classe C
T_1—325 + 325 V/40 mA - 5 V/2 A - 6,3 V/2,5 A
$IRF_{1,2}$—Normali impedenze a radiofrequenza

NOTA: M_1 indicherà solo la corrente di griglia dello stadio, mentre M_2 indicherà solo la corrente anodica più la piccolissima frazione di corrente di griglia che passa attraverso le resistenze R_1 ed R_2. Un altro tubo 6B4-G, stabilizzatore di tensione, potrà essere collegato sul punto A dello schema, impiegando lo stesso circuito del tubo stabilizzatore di tensione mostrato sopra. La corrente di griglia e la corrente anodica dello stadio amplificatore aggiunto potranno venire misurate separatamente malgrado che lo strumento che indica la corrente anodica sia inserito nel circuito di ritorno di catodo. Quando si fa uso del circuito illustrato in figura, vi sarà una trascurabile influenza reciproca fra le indicazioni delle tensioni di polarizzazione negativa di griglia o delle correnti di griglia dei due stadi che fanno entrambi uso dell'alimentatore per tensione di polarizzazione.

10 μF che può essere quella di un condensatore elettrolitico.

Alimentatore per la tensione di polarizzazione negativa per circuiti nei quali le misure si effettuano sul catodo

Nei trasmettitori di alta potenza, è normalmente consigliabile misurare la corrente anodica di uno stadio inserendo lo strumento non nel circuito anodico, date le alte tensioni in gioco, ma nel circuito catodico.

Avviene però che, quando si fa uso di un alimentatore per la tensione negativa di griglia e quando il polo positivo di tale alimentatore è collegato col polo negativo dell'alimentatore ad alta tensione anodica, lo strumento che misura la corrente anodica dello stadio viene percorso anche dalla corrente di griglia dello stadio e le sue indicazioni quindi non sono più attendibili.

Impiegando il circuito della figura 18 si rende possibile usare un alimentatore per le tensioni di polarizzazione di griglia di vari stadi a radiofrequenza e anche di un modulatore in Classe B, facendo in modo che il ritorno della corrente di griglia dello stadio vada direttamente al catodo, ottenendo così che nel misuratore catodico passi sol-

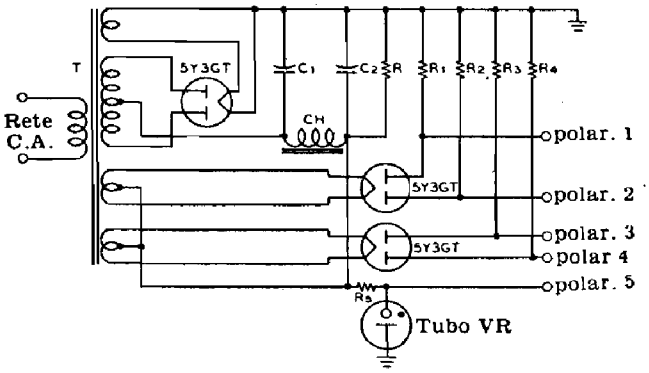


Figura 19.

ALIMENTATORE PER POLARIZZAZIONE NEGATIVA DI GRIGLIA FACENTE USO DI DIODI LIMITATORI

Questo circuito può venire vantaggiosamente applicato quando sia necessario fornire ad uno o più stadi una tensione di polarizzazione negativa di griglia che abbia un valore minimo determinato. Appena la corrente di griglia fa aumentare la normale corrente che, attraverso la resistenza zavorra, passava, fra diodi e massa, il ritorno di griglia dello stadio diviene indipendente dall'alimentatore della tensione di polarizzazione, per effetto dei diodi che, in tali condizioni, non conducono più alcuna corrente. Al disopra del determinato valore di corrente di griglia dello stadio, questo funzionerà come se la griglia controllo fosse polarizzata solo per effetto della corrente di griglia. Per tale motivo, le resistenze R_1, R_2, R_3 e R_4 dovranno avere il valore che loro competerebbe se venissero usate esclusivamente come resistenze di autopolarizzazione per corrente di griglia dei vari stadi a radiofrequenza. La resistenza R dovrà avere un valore relativamente basso, in modo che essa agisca come resistenza zavorra a forte carico sull'alimentatore della tensione di polarizzazione. La resistenza R_5 dovrà avere un valore tale che faccia passare attraverso il tubo VR una corrente di circa 5 mA. In tal modo il tubo VR potrà fornire la polarizzazione negativa fissa per la griglia di uno stadio, la quale griglia assorba una corrente non superiore a 30 o 35 mA.

tanto la corrente anodica dello stadio.

Pertanto, con la figura 18, M_1 indica solo la corrente di griglia dello stadio amplificatore in Classe C mentre M_2 indica solo la corrente anodica di detto stadio.

Alimentatore per la tensione di polarizzazione negativa con tensione minima fissa

Il circuito riportato in figura 19 rappresenta un alimentatore per la tensione di polarizzazione negativa che fornisce un valore minimo fisso di polarizzazione per alcuni stadi di amplificatori.

Quando negli stadi amplificatori non circola alcuna corrente di griglia, la polarizzazione negativa di griglia sarà approssimativamente uguale alla tensione di uscita dell'alimentatore di tensione di polarizzazione negativa.

Usando un trasformatore appositamente progettato per l'alimentatore di tensione di polarizzazione negativa, si potrà variare la tensione di uscita portandola al valore desiderato.

Quando, da uno qualunque dei terminali dell'alimentatore viene prelevata una corrente di griglia, il contributo di corrente dell'alimentatore diminuisce fino a che tale corrente di griglia non abbia raggiunto un determinato valore. La sezione del tubo 5 Y3-G T interessata si viene a porre in interdizione e R_1 R_2 R_3 o R_4 (a seconda di quale di tali resistenze è interessata), agirà soltanto come resistenza di fuga di griglia dello stadio amplificatore. Come è evidente dall'esame del circuito della figura 19, viene impiegato un tubo VR, stabilizzatore di tensione, per fornire la tensione di polarizzazione stabilizzata allo stadio.

Però con questo circuito la corrente continua di griglia ammissibile sullo stadio amplificatore da alimentare è limitata a circa 30 mA, poichè tutta la corrente di griglia passa attraverso il tubo VR.

La resistenza R_5 serve a fare in modo che attraverso il tubo VR passi una corrente minima fissa il cui valore sia compreso fra 5 e 8 mA.

Alimentatori ausiliari di tensione di polarizzazione negativa di griglia

Quando si costruisce un trasmettitore, un eccitatore o altre parti di una stazione, si riscontrerà spesso che vi sono uno o più stadi che per le loro condizioni di lavoro necessitano di un alimentatore che fornisca una tensione negativa compresa fra 50 e 300 V, e che eroghi una corrente molto bassa.

In molti casi una tale tensione negativa può essere ottenuta senza ricorrere ad altri trasformatori, ma impiegando solo il circuito illustrato dalla figura 20.

In tale circuito, il riscaldatore del tubo 6X5-GT viene alimentato dall'avvolgimento a 6,3 V del trasformatore di alimentazione, e poichè fra catodo e riscaldatore del tubo 6X5-GT può essere applicata una tensione di 450 V, il catodo può venire collegato ad un estremo dell'avvolgimento del secondario ad alta tensione.

Se si vuole ottenere una tensione negativa uguale approssimativamente alla tensione positiva di uscita sviluppata dall'alimentatore, il catodo dovrà venire collegato direttamente ad un estremo del secondario ad alta tensione.

Se invece si vuole ottenere una tensione negativa di valore più basso, basterà porre in serie al collegamento che unisce l'estremo del secondario ad alta tensione col catodo del tubo 6X5-GT, una resistenza da 1000 o 10.000 Ω, da 10 W di dissipazione.

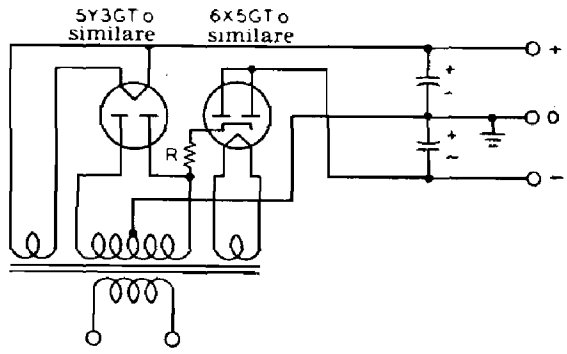


Figura 20.

ALIMENTATORE AUSILIARIO PER LA TENSIONE DI POLARIZZAZIONE NEGATIVA DI GRIGLIA, UTILIZZANTE LO STESSO TRASFORMATORE DI ALIMENTAZIONE ANODICA

Con questo artificio si può ottenere in un normale alimentatore anodico una tensione negativa di valore assoluto uguale alla tensione positiva sviluppata in uscita dall'alimentatore. Però, sulla tensione negativa la corrente sarà molto minore di quella erogabile sulla tensione positiva. Il valore della tensione negativa sviluppata potrà venire modificato variando il valore della resistenza R.

Il filamento del tubo 6X5-GT richiede per la sua accensione, una corrente di 0,6 A alla tensione di 6,3 V. Qualora il secondario 6,3 V del trasformatore di alimentazione non fosse in grado di erogare questa corrente addizionale di 0,6 A, si potrà sostituire il tubo 6X5-GT con un tubo 6ZY5-G. Quest'ultimo tipo di tubo richiede una corrente di accensione di soli 0,3 A alla tensione di 6,3 V.

Nelle applicazioni normali, gli alimentatori per la tensione di polarizzazione negativa debbono erogare una corrente di pochissimi milliampere e quindi la corrente di 40 mA ottenibile con il tubo 6ZY5-G risulta più che sufficiente e non sarà necessario ricorrere al tubo 6X5-GT, che invece può erogare una corrente fino a 70 mA.

Se però da un alimentatore per la tensione di polarizzazione negativa si dovesse prelevare una corrente piuttosto

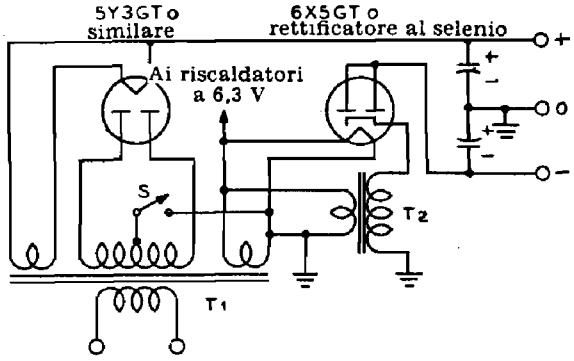


Figura 21.

ALIMENTATORE AUSILIARIO PER LA TENSIONE DI POLARIZZAZIONE NEGATIVA DI GRIGLIA

In un alimentatore ausiliario per la tensione di polarizzazione negativa di griglia come questo illustrato, si può fare uso indifferentemente di un rettificatore al selenio o di un rettificatore termoionico. La tensione per il raddrizzatore per la tensione negativa di polarizzazione viene ottenuta con un trasformatore da filamenti collegato in opposizione sul trasformatore di alimentazione principale. La tensione di uscita sarà prossima a 100 V e la corrente erogabile sarà molto limitata.

elevata, occorre tener presente che tale corrente deve essere fornita dallo stesso secondario ad alta tensione positiva dell'apparato. E' necessario in questo caso vedere se la somma delle due correnti (quella positiva e quella negativa), può essere fornita dal trasformatore di alimentazione principale senza che questo venga sovraccaricato.

Qualora l'alimentatore per la tensione di polarizzazione negativa debba fornire una corrente moderata, che si aggiunge quindi alla corrente a tensione positiva sviluppata dall'alimentatore principale, è conveniente fare uso di un rettificatore ad onda intera piuttosto che un rettificatore a mezza onda, come è invece quello della figura 20.

Per realizzare tale rettificatore ad onda intera saranno necessari due tubi raddrizzatori tipo 6X5-GT o 6ZY5-G. I catodi dei due tubi verranno collegati alle opposte estremità dell'avvolgimento del secondario ad alta tensione.

Aggiungendo questi due tubi rettificatori collegati in tale maniera, si vede facilmente che l'avvolgimento secondario del trasformatore di alimentazione viene chiuso su un circuito rettificatore a ponte, con la presa centrale del secondario ad alta tensione collegata a massa, per cui vengono ottenute tensioni uguali positive e negative rispetto a massa.

Nella figura 21 è riportata una variante che ha dato risultati pratici favorevoli quando la tensione negativa richiesta è inferiore a 100 V. In essa viene usato un piccolo trasformatore da filamenti con primario per 115 V e secondario per 6,3 V - 1,5 A. Quest' ultimo viene montato in derivazione sull'avvolgimento a 6,3 V del trasformatore di alimentazione principale, in modo che risulta possibile disporre di una tensione di 115 V isolata dalla rete di alimentazione. Tale tensione potrà venire convenientemente rettificata, piuttosto che da un tubo elettronico, da un piccolo rettificatore al selenio.

Considerazioni sugli alimentatori di tensione di polarizzazione negativa

Quando un normale alimentatore viene impiegato in modo da fornire una tensione di polarizzazione negativa di griglia agli stadi che assorbono corrente di griglia, tale corrente circola nella stessa direzione della corrente che scorre nella resistenza zavorra. Ciò porta come conseguenza che la corrente di griglia non circola nell'alimentatore che fornisce la tensione di polarizzazione negativa, come invece accade quando l'alimentatore viene impie-

gato alla maniera usuale, bensì la corrente di griglia circola attraverso la resistenza zavorra.

Occorre allora tener presente che la resistenza zavorra funziona sempre come resistenza di auto-polarizzazione per la corrente di griglia, per cui su essa circola tale corrente. L'effetto di questa autopolarizzazione può venire ridotto diminuendo il valore della resistenza zavorra.

Sarà opportuno che tutte le correnti di griglia passino attraverso resistenze zavorra e quindi non passino in alcun caso attraverso l'alimentatore che fornisce la tensione di polarizzazione negativa.

Gli amplificatori di Classe C, sia del tipo per telegrafia ad onde persistenti non modulate sia del tipo con modulazione anodica, necessitano di una forte corrente di griglia e di una tensione di polarizzazione negativa di griglia sensibilmente maggiore di quella di interdizione, qualche volta anche 4 o 5 volte più alta (in valore assoluto) rispetto a questa ultima.

Per proteggere i tubi in caso di eventuale mancanza o riduzione di eccitazione è opportuno dare alle griglie, oltre alla autopolarizzazione determinata dalla corrente di griglia, anche una polarizzazione fissa di sicurezza che sia in grado di contenere la corrente anodica entro valori tali da non pregiudicare la vita del tubo. Questa polarizzazione fissa di sicurezza viene normalmente stabilita su un valore uguale a quella che verrebbe impiegata per il caso in cui i tubi funzionassero in un modulatore in Classe B alla stessa tensione anodica.

La pratica corrente suggerisce di dare solo questa polarizzazione di sicurezza mediante un alimentatore che fornisca la tensione di polarizzazione negativa, mentre tutto il resto di polarizzazione negativa di griglia, per gli amplificatori in Classe C, viene ottenuto mediante autopolarizzazione per corrente di griglia su una resistenza di autopolarizzazione regolabile, che viene tarata sul valore cui corrisponda una giusta tensione di polarizzazione negativa alle griglie e una giusta corrente di griglia per lo stadio funzionante alle sue normali condizioni di lavoro.

In conclusione, si farà in modo che la presa intermedia del partitore di tensione all'uscita dell'alimentatore che fornisce la tensione di polarizzazione negativa, venga fissata su una posizione cui corrisponda una tensione che è solo una frazione di tutta la tensione sviluppata dall'alimentatore stesso, quando lo stadio non sia in funzione. In tal modo, quando lo stadio viene messo in funzione e assorbe quindi corrente di griglia, non si viene a creare alcun pericolo di sovraelevazione di tensione sui condensatori di filtro montati sull'alimentatore che fornisce la tensione di polarizzazione negativa.

25-6 Costruzione degli alimentatori

La costruzione degli alimentatori per trasmettitori, ricevitori e apparecchiature delle stazioni, costituisce un problema relativamente elementare dal punto di vista elettrico sia perchè la lunghezza dei collegamenti ha una importanza trascurabile rispetto alla importanza che ha negli stadi a radiofrequen-

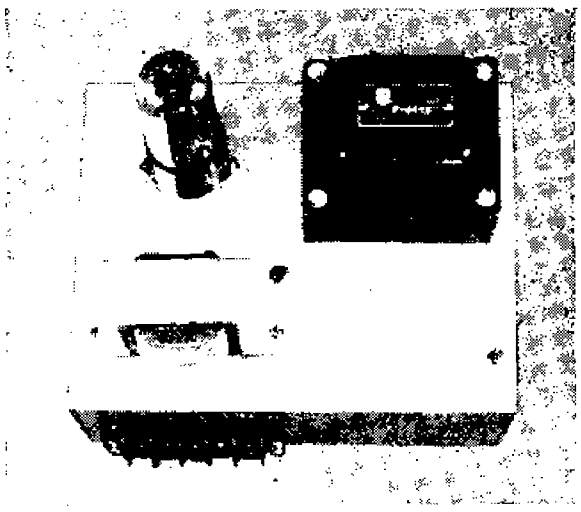


Figura 22.
ALIMENTATORE ANODICO PER BASSA CORRENTE

za dei trasmettitori, sia perchè i circuiti sono molto semplici.

Tuttavia vi sono due problemi che rendono alquanto difficoltosa la costruzione degli alimentatori e sono entrambi problemi di carattere essenzialmente meccanico. Essi consistono nel montaggio di componenti ingombranti e pesanti e nell'isolamento da dare ai collegamenti, che debbono resistere alle alte tensioni in gioco.

Nell'ultima sezione di questo capitolo verrà descritto un certo numero di alimentatori, mentre i sistemi di regolazione dei trasmettitori e i relativi alimentatori sono stati ampiamente descritti nel capitolo 10°.

Degli alimentatori che descriviamo in questo capitolo illustreremo dettagliatamente la costruzione, in modo che la conoscenza degli accorgimenti attuati negli alimentatori di tipo più o meno complesso potrà servire da guida nella realizzazione pratica di qualunque altro alimentatore.

Alimentatore per basse correnti

Tanto nei laboratori quanto nelle stazioni dilettantistiche, vi sono alcuni casi in cui si rendono molto utili gli alimentatori per basse correnti.

L'applicazione più frequente di questi alimentatori nelle stazioni dilettantistiche è rappresentata dalla alimentazione di un certo numero di apparecchiature di prova e di misura quali i frequenzimetri tipo LM oppure BC 221, i convertitori di frequenza, da usare accoppiati al normale ricevitore della stazione, etc.

Con un alimentatore per basse correnti è possibile alimentare il canale aggiuntivo a frequenza intermedia per radioricevitori ad alta selettività, quale il BC 453-A, il Millen 92105 e il Silver 805.

Per l'alimentazione di apparecchiature come quelle che abbiamo elencate è necessario un alimentatore che fornisca una tensione da 200 a 250 V, con una corrente di 50 mA, per l'alimentazione anodica. L'alimentazione dei filamenti nella maggior parte dei casi può essere predisposta indifferentemente per 6,3 o per 12,6 V; preferibilmente però per 6,3 V. Qualora ad es. l'alimentatore fornisse la tensione di 6,3 V mentre l'apparato da alimentare ha i filamenti predisposti per 12,6 V, sarà sempre molto facile modificare i collegamenti di accensione dell'apparato, in modo da rendere questo alimentabile a 6,3 V.

L'alimentatore illustrato dalle figure 22 e 23 è in grado di fornire le prestazioni che abbiamo dette avanti.

La figura 23 riporta lo schema elettrico dell'alimentatore, con gli avvolgimenti secondari a 5 V e a 6,3 V collegati in serie in modo da poter fornire una tensione nominale da 11,3 V per la ac-

censione dei filamenti a 12,6 V dell'apparato che deve venire alimentato.

La tensione a 11,3 V di uscita dell'alimentatore sarà sufficiente a consentire una corretta accensione dei tubi a 12,6 V dell'apparato oppure per assicurare l'accensione di due tubi a 6,3 V collegati in serie per quanto concerne l'accensione. La tensione di accensione di 11,3 V può essere considerata il limite inferiore entro il quale può variare la tensione di alimentazione di due normali tubi accesi in serie, tensione che, come è noto, può variare del 10 per cento in più e in meno rispetto al suo valore nominale di 12,6 V.

Si può consigliare di impiegare, al posto di un tubo 5Y3-GT, un tubo rettificatore tipo 6X5-GT. È consigliabile questa sostituzione tutte le volte che l'alimentatore debba venire installato in uno spazio ridotto nel quale quindi la ventilazione sia scarsa, come avviene quando l'alimentatore viene installato posteriormente ad un frequenzimetro.

Oltre al fatto che il tubo 6X5-GT richiede per l'accensione una potenza di circa un terzo rispetto a quella richiesta dal tubo 5Y3-GT, si ha che il tubo 6X5-GT presenta una minore caduta interna di tensione rispetto al tubo 5Y3-GT.

In luogo del tubo 6X5-GT può venire usato il tubo miniatura 6X4 e tale sostituzione è consigliabile quando lo spazio disponibile sia tanto ridotto da rendere necessario l'impiego di un tubo miniatura invece di un normale tubo GT.

Infine, qualora la corrente continua di uscita dell'alimentatore fosse inferiore a 40 mA e nel caso in cui si desideri dissipare la minima potenza possibile per la accensione del tubo raddrizzatore, sarà conveniente impiegare, invece del tubo 6X5-GT, il tubo 6ZY5-G, la cui potenza assorbita per la accensione del filamento è di soli 1,9 W (0,3 A a 6,3 V).

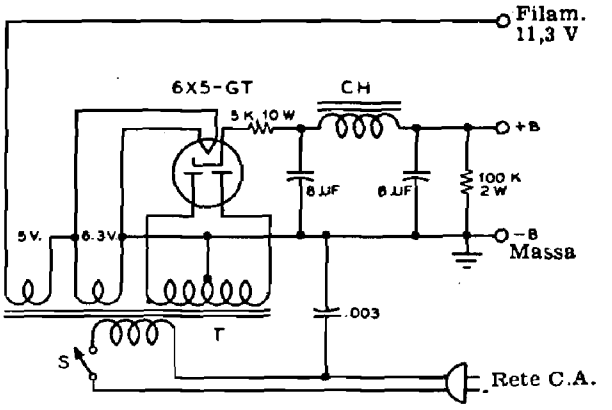


Figura 23.

SCHEMA ELETTRICO DELL'ALIMENTATORE ANODICO PER BASSA CORRENTE

Nello schema elettrico dell'alimentatore si è previsto di poter alimentare i filamenti di tubi a 12,6 V. Qualora i tubi da alimentare avessero una tensione di accensione di 6,3 V essi verranno collegati al terminale isolato da massa, del filamento del tubo raddrizzatore 6X5-GT. I componenti usati sono: CH—Impedenza-filtro da 16 H - 50 mA - T—300 + 300 V/55 mA - 5 V/2 A - 6,3 V/2,7 A

Se si desidera variare la tensione di uscita fornita dall'alimentatore, basterà variare il valore della resistenza posta fra il tubo rettificatore e il primo condensatore filtro. Impiegando la resistenza da 5 KΩ-10 W riportata sullo schema elettrico della figura 23 si otterrà una tensione di uscita sufficiente per la quasi totalità delle applicazioni di questo alimentatore e più particolarmente per quei casi in cui l'assorbimento di corrente sia minimo. Qualora fosse necessario che la tensione di uscita di questo alimentatore sia ancora più bassa, si potrà aumentare ulteriormente il valore di questa resistenza, mentre nel caso opposto in cui si volesse una tensione di uscita maggiore, si dovrà ridurre detto valore fino ad eliminare completamente la resistenza stessa.

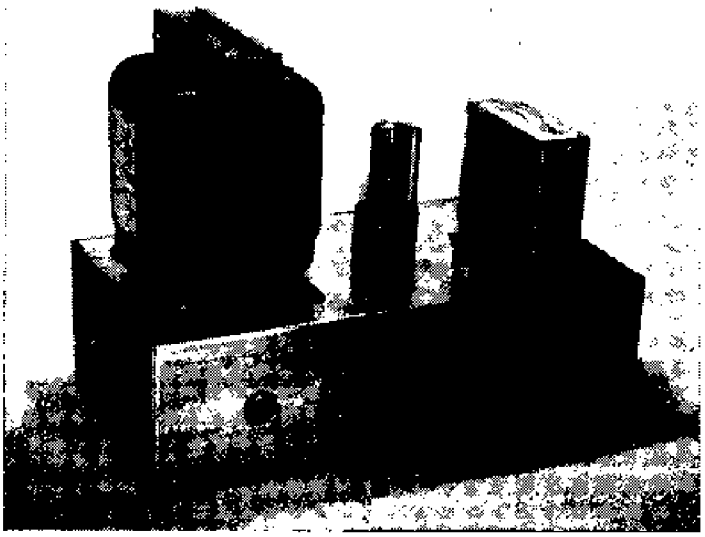
Quando l'alimentatore deve fornire una tensione di uscita piuttosto bassa, come avviene quando esso è impiegato per alimentare apparecchiature di misura, è conveniente inserire la resistenza di caduta nella posizioni mostrata dallo schema elettrico di figura 23. Inserendo in tale punto la resistenza di caduta, essa agisce come ulteriore elemento di filtro della tensione anodica erogata, riducendo inoltre l'intensità di corrente emessa dal tubo in corrispondenza ai picchi della tensione alternata applicata fra anodo e catodo del tubo rettificatore.

Alimentatore da 350 V - 110 mA

Le figure 24 e 25 illustrano un alimentatore di impiego generale, adatto per l'alimentazione di radioricevitori piuttosto complessi, di trasmettitori di bassa potenza oppure di stadi eccitatori di trasmettitori di maggiore potenza.

L'alimentatore è di tipo usuale e impiega un tubo rettificatore tipo 5Y3-GT

Figura 24.
VISTA ESTERNA DELL'ALIMENTATORE DA 350 V - 110 mA.



frontale del telaio sono, rispettivamente, l'interruttore per la tensione anodica (che è inserito sulla presa centrale del secondario di alta tensione del trasformatore di alimentazione) e l'interruttore della tensione di rete.

In derivazione sui terminali di uscita dell'alimentatore viene posta una coppia di capofili isolati, che hanno il compito di consentire la misura della tensione anodica di uscita dell'alimentatore.

L'alimentatore è stato costruito appositamente per essere usato con il trasmettitore a due tubi elettronici, funzionante su tutte le bande di frequenza, descritto al principio del capitolo 21°. Per tale motivo, nel telaio dell'alimentatore sono stati montati l'innesto per il tasto di manipolazione telegrafica e il filtro che elimina, in tale trasmettitore, i disturbi provocati dalla manipolazione del tasto.

Alimentatore a tensione di uscita variabile

Le figure 26 a 29 illustrano un alimentatore adatto a tutta una molteplicità di impieghi, progettato appositamente per alimentare un gran numero di apparecchiature di controllo e di misura per le stazioni dilettantistiche o per il laboratorio dei radiodilettanti.

Il telaio dell'alimentatore comprende in realtà due differenti unità. Una di tali unità è un alimentatore da 200 mA a tensione di uscita variabile.

Con tale alimentatore e con corrente erogata di 200 mA, la tensione di uscita può venir fatta variare da circa 100 V a circa 400 V.

La seconda unità consiste in un alimentatore per la tensione di polarizzazione negativa di griglia con due ten-

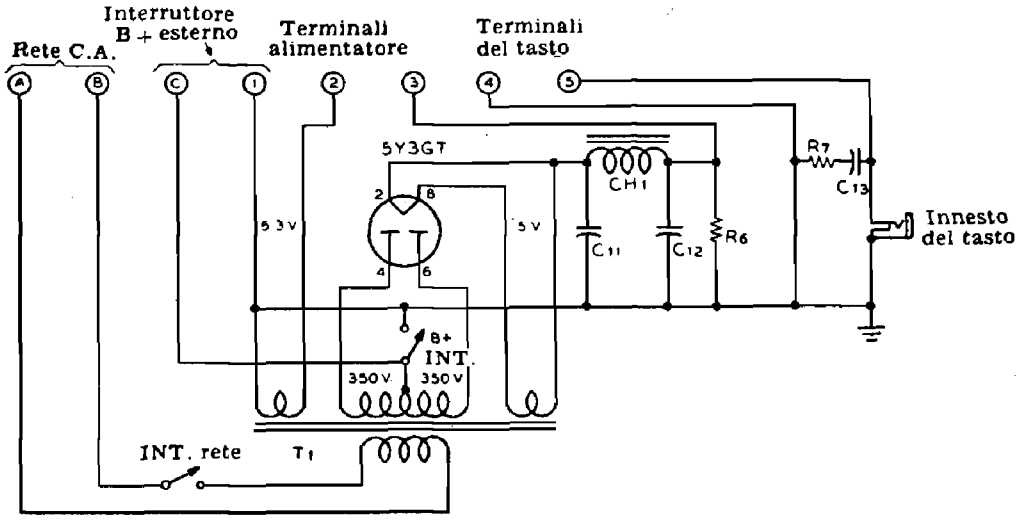


Figura 25.

SCHEMA ELETTRICO DELL'ALIMENTATORE DA 350 V

C_{11}—8-μF - 500 V elettrolitico
C_{12}—8-μF - 500 V elettrolitico
C_{13}—0,5-μF - 400 V a carta
R_6—30 kΩ - 25 W resistenza zavorra fissa
R_7—100 Ω - 2 W
CH_1—Impedenza-filtro 10,5 H - 110 mA
T_1—350 + 350 V/110 mA - 5 V/3 A - 6,3 V/4,5 A
INT—Interruttori unipolari a levetta.

sioni di uscita entrambe stabilizzate, con gli accorgimenti necessari per consentire di modulare una o entrambe le tensioni di polarizzazione di griglia di un amplificatore a radiofrequenza.

Sebbene i due alimentatori siano stati montati sullo stesso telaio, essi sono completamente separati e verranno perciò descritti singolarmente l'uno e l'altro.

Nell'alimentatore a tensione di uscita variabile si è fatto uso di una coppia di tubi 2050, che sono dei tiratron a gas con griglia controllo, impiegati come tubi rettificatori.

Questo tipo di tubi rettificatori ha una tensione massima inversa di picco di 1300 V e ciascun tubo può sviluppare una corrente media di uscita di circa 100 mA per cui la coppia di tubi può sviluppare fino a 200 mA.

Il fatto che la tensione massima inversa di picco sia di 1300 V limita la tensione massima sui due estremi del secondario del trasformatore di alimentazione che quindi, rispetto alla presa centrale, non può oltrepassare i 460 V.

Il particolare trasformatore di alimentazione che si è usato nell'alimentatore di tensione anodica fornisce 400 V su ogni metà del secondario ad alta tensione e la sezione del conduttore impiegato nell'avvolgimento è tale che il secondario può erogare con continuità una corrente di 200 mA.

Si è fatto uso di un filtro ad ingresso capacitivo in modo che, a pieno carico, la tensione massima ottenibile dall'alimentatore si aggiri sui 400 V.

Siccome i tubi rettificatori hanno una corrente di picco limitata ad 1 A, è necessario inserire delle resistenze limitatrici su ciascun collegamento anodico.

In questo alimentatore si è ritenuto conveniente fare svolgere alle resistenze limitatrici inserite sugli anodi dei tubi rettificatori, la doppia funzione di limi-

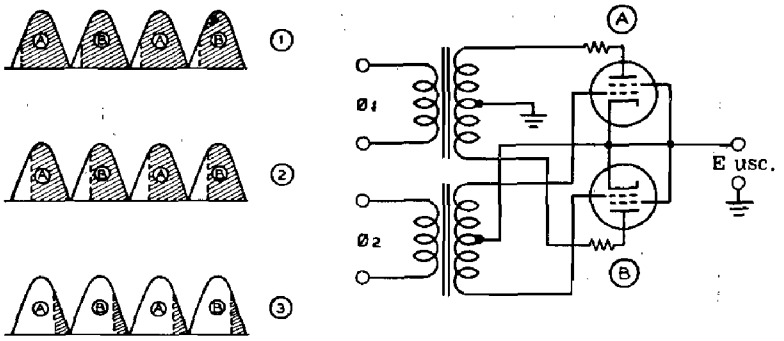


Figura 26.

RAPPRESENTAZIONE DEL FUNZIONAMENTO DEL CIRCUITO RETTIFICATORE CON TIRATRON

I tubi (A) e (B) sono dei tiratron a tetrodo, tipo 2050. Come fase di riferimento si prende quella della tensione di rete applicata al primario del trasformatore il cui secondario ad alta tensione è collegato agli anodi dei tiratron. La fase 2 può venire modificata e in corrispondenza alle sue variazioni si modifica la durata del tempo in cui i tiratron sono conduttori. La tensione di uscita dall'alimentatore è prelevata dai catodi dei tiratron, come avviene in qualunque altro alimentatore anodico. Le aree tratteggiate in (1), (2) e (3) rappresentano le porzioni dei semiperiodi della tensione applicata agli anodi, durante le quali i tubi (A) e (B) conducono corrente. La condizione (1) avviene quando la tensione di griglia è sostanzialmente in fase con la tensione anodica in modo che la conduzione in ciascun tubo avviene approssimativamente per tutto il tempo in cui l'anodo è positivo rispetto al catodo. Nella condizione (2) la fase della tensione di griglia è alquanto in ritardo, mentre nella condizione (3) tale fase ritarda di oltre un quarto del periodo della tensione di rete e quindi di oltre metà del tempo durante il quale ogni anodo è positivo rispetto al catodo. Alla condizione (1) corrisponde la massima tensione di uscita dall'alimentatore, mentre alla condizione (2) corrisponde una tensione di uscita circa metà di quella della condizione (1). Nella condizione (3) si avrà la minima tensione di uscita, compatibilmente con un funzionamento stabile dell'alimentatore.

tazione della corrente di picco e di eliminazione dei disturbi provocati dai tiratron. Inoltre su ciascuna metà del secondario ad alta tensione del trasformatore di alimentazione è stato posto un condensatore antidisturbo. Le resistenze R_3 ed R_4, assieme ai condensatori C_1 e C_2 adempiono quindi alla doppia funzione di limitazione dei picchi di corrente anodica sui tubi rettificatori e di soppressione dei disturbi a radiofrequenza da questi provocati.

La caratteristica particolare di questo alimentatore consiste nel fatto che i tubi rettificatori sono dei tiratron a gas con griglia di controllo. È quindi possibile variare la tensione di uscita dell'alimentatore mediante la variazione dell'angolo di fase della tensione alternata di comando applicata alle griglie dei tiratron.

L'impiego di tiratron alla maniera suddetta, per realizzare così alimentatori a tensione regolabile, è molto frequente nelle applicazioni industriali ma è piuttosto raro nelle apparecchiature radio dilettantistiche.

Il modo con cui le griglie dei tiratron eseguono la regolazione della tensione di uscita dell'alimentatore è illustrato nella figura 26.

Nel corso della trattazione che faremo, considereremo costante l'angolo di fase $\varnothing$ 1 della tensione alternata applicata agli anodi dei tubi rettificatori e

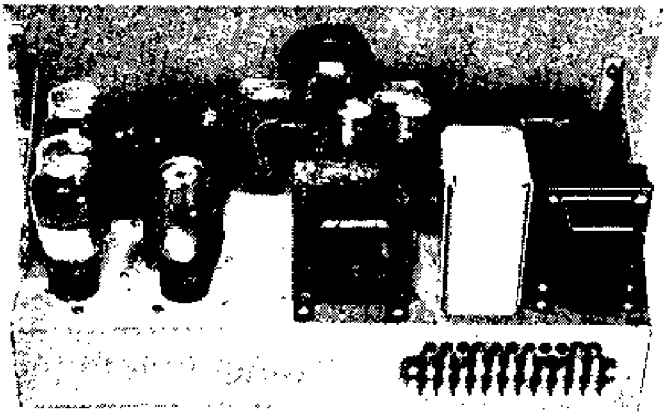


Figura 27.
VISTA POSTERIORE DELL'ALIMENTATORE ANODICO A TENSIONE VARIABILE CON TIRATRON

considereremo tale tensione come riferimento per la fase.

Pertanto considereremo variabile solo la fase ∅ 2 della tensione applicata alle griglie dei tiratron. La variazione di tale angolo di fase viene effettuata mediante l'organo di regolazione R_s del circuito variatore di fase della figura 28.

Quando la fase della tensione applicata alle griglie è sostanzialmente uguale a quella applicata agli anodi, allora ciascun tubo conduce per tutto il semiperiodo della tensione applicata, esattamente come se si trattasse di un tubo rettificatore a vapore di mercurio o a gas. Questo tipo di funzionamento è illustrato nella figura 26 (1).

Invece quando la tensione applicata alle griglie non è più in fase con la tensione anodica, ma è in ritardo rispetto a questa, come è il caso della figura 26 (2), il tubo non condurrà alcuna corrente fintanto che la tensione negativa effettiva di griglia non risulti superiore al valore critico, per quella determinata tensione istantanea anodica applicata. Solo in tali condizioni il tubo si ionizza e diviene conduttore per tutta la restante parte del semiperiodo.

La porzione di semiperiodo durante il quale si ha conduzione di corrente nel tubo è rappresentata tratteggiata nella figura 26.

È importante a questo punto tener presente che un tiratron continua a condurre, dopo che in esso sia avvenuto l'innesco, per tutto il tempo in cui l'anodo rimane positivo rispetto al catodo: la griglia non esegue più alcuna funzione di controllo sulla corrente circolante dopo che la sua tensione di picco ha superato il valore critico e cioè dopo che per tale fatto si è determinata la ionizzazione del tubo. Per tale motivo i tiratron vanno usati in quei tipi di circuiti nei quali le tensioni anodiche ai tiratron vengono applicate periodicamente, con un piccolo intervallo di tempo fra i vari cicli di funzionamento.

L'alimentatore illustrato dalla figura 28 è un esempio di una tale applicazione poichè la tensione anodica di ciascun tubo diviene negativa dopo ogni periodo di conduzione del tubo.

Man mano che l'angolo di fase della tensione di griglia diviene sempre più differente rispetto a quello della tensione anodica, la durata della conduzione

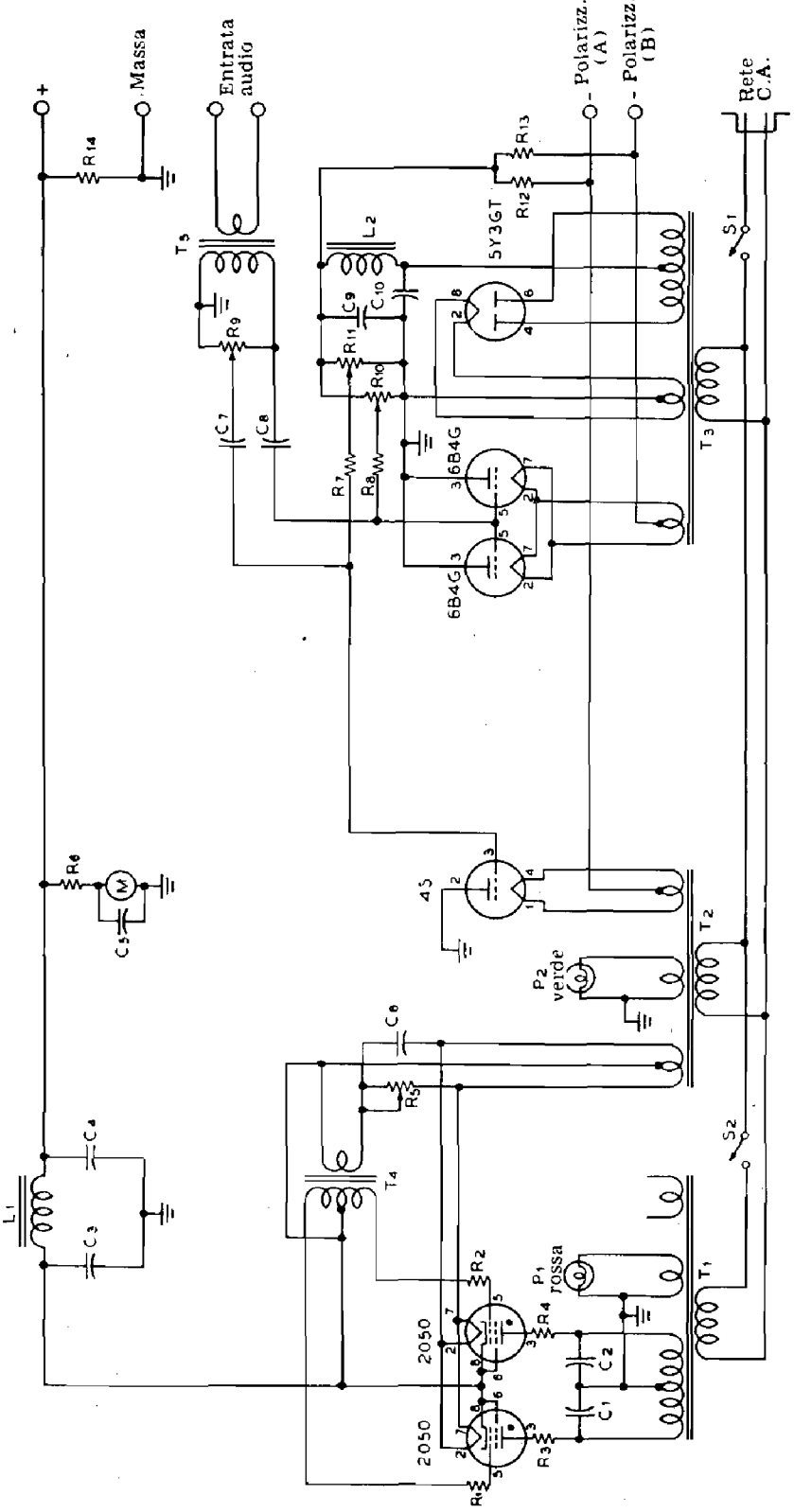


Figura 28.

SCHEMA ELETTRICO DELL'ALIMENTATORE A DOPPIA TENSIONE VARIABILE

C_1—0,002-μF - 1250 V a mica
C_2—0,002-μF - 1250 V a mica
C_3—4-μF - 600 V a carta in olio
C_4—8-μF - 600 V a carta in olio
C_5—0,003-μF a mica
C_6—8-μF - 150 V elettrolitico
C_7—0,05-μF - 400 V a carta
C_8—0,05-μF - 400 V a carta
C_9—8-μF - 450 V elettrolitico
C_{10}—450 V elettrolitico
L_1—Impedenza-filtro 0,5 H - 200 mA
L_2—Impedenza-filtro 16 H - 50 mA

M—Milliampermetro 5 mA c. c.
R_1—100 kΩ - 0,5 W
R_2—100 kΩ - 0,5 W
R_3—200 Ω - 10 W
R_4—200 Ω - 10 W
R_5—10 kΩ - potenziometro a filo
R_6—Gruppo di resistenze da 2 W per fare 100 kΩ
R_7—100 kΩ - 0,5 W
R_8—100 kΩ - 0,5 W
R_9—50 kΩ - potenziometro
R_{10}—70 kΩ - potenziometro a filo
R_{11}—70 kΩ - potenziometro a filo
R_{12}—25 kΩ - 10 W
R_{13}—25 kΩ - 10 W
R_{14}—50 kΩ - 20 W
S_1—Interruttore unipolare a levetta
S_2—Interruttore unipolare a levetta
T_1—400 + 400V/200 mA, oppure 460 + 460 V/200 mA
T_2—2,5 V/3,5 A - 5 V/3 A - 6,3 V/3 A
T_3—300 + 300 V/55 mA - 5 V/2 A - 6,3 V/2,7 A
T_4—Trasformatore di entrata per controfase, rapporto 3 : 1.
T_5—Trasformatore di accoppiamento da linea a griglia

di corrente da parte di ciascun tubo rettificatore si riduce sempre più, divenendo così una porzione sempre più piccola del semiperiodo durante il quale l'anodo è positivo rispetto al catodo (vedasi figura 26 (3)). In un alimentatore come quello che si sta descrivendo, al variare dell'angolo di fase della tensione di griglia si ottiene così una tensione di uscita più bassa, che può divenire anche quasi zero quando la conducibilità del tubo avvenga per una piccolissima frazione del semiperiodo.

Il circuito variatore di fase è costituito dalla resistenza R_s e dal condensatore C_6.

Questi due componenti sono connessi all'avvolgimento a 6,3 V dei filamenti dei tubi 2050 in maniera tale che possa venir variata di un ampio angolo la fase della tensione sul primario del trasformatore T_4.

La tensione con fase spostata viene quindi applicata alle griglie dei tubi 2050 mediante il secondario per controfase del trasformatore T_4.

In sostituzione dei tubi 2050 possono venire usati i tiratron miniatura 2D21, le cui caratteristiche sono analoghe a quelle dei tiratron 2050.

La indicazione della tensione di uscita dell'alimentatore è di tipo normale e viene eseguita dal milliampermetro da 5 mA collegato in serie con la resistenza zavorra all'uscita dell'alimentatore, in modo che il milliampermetro stesso funzioni da voltmetro.

La tensione di uscita viene letta moltiplicando per 100 il valore indicato dal milliampermetro.

Le norme di impiego dei tiratron 2050 prescrivono che si può prelevare corrente da questi dopo almeno 10 secondi da quando è stata applicata la tensione di accensione ai filamenti. Questa prescrizione può essere ottemperata separando fra loro il circuito primario del trasformatore che fornisce la tensione di accensione da quello del trasformatore della tensione anodica.

Quando viene chiuso l'interruttore S_1 si viene ad applicare la tensione di accensione a tutti i tubi dell'alimentatore e incomincia a funzionare l'alimentatore per la tensione di polarizzazione negativa delle griglie controllo della stazione. Ogni qualvolta si chiude l'interruttore S_1 viene accesa una lampada spia P_2, di colore verde, che indica così i filamenti dei tubi sono accesi.

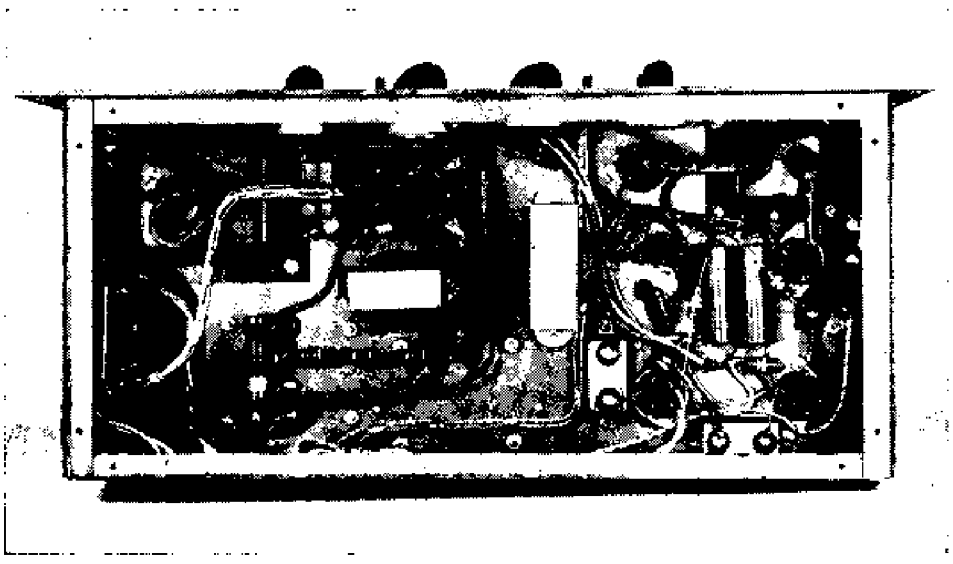


Figura 29.
IL TELAIO DELL'ALIMENTATORE CON TIRATRON VISTO DA SOTTO

Trascorsi almeno 10 secondi dalla chiusura di S_1, si chiuderà l'interruttore S_2. Con tale manovra si applica la tensione anodica ai tubi 2050, mentre si accende il filamento di una lampadina spia rossa P_1.

La tensione di uscita dell'alimentatore, indicata dal milliampermetro funzionante da voltmetro posto sul pannello, può venire variata agendo sul potenziometro R_5, il cui alberino di comando sporge dal pannello frontale dell'alimentatore.

Alimentatore regolabile per polarizzazione negativa di griglia

Il completamento del telaio dell'unità alimentatrice che si sta descrivendo è dato dall'alimentatore regolabile per polarizzazione negativa di griglia.

Quest'ultimo provvede a fornire due differenti tensioni di uscita da impiegare per la polarizzazione dei tubi della stazione e tali due tensioni sono regolabili indipendentemente l'una dall'altra. Entrambe possono venire variate da pochi volt fino a circa — 300 V.

L'uscita di polarizzazione, indicata con (A), fa uso di un tubo regolatore di tensione tipo 45 ed è in grado di controllare fino a 50 mA di corrente assorbita dalla griglia polarizzata.

L'uscita di polarizzazione indicata con (B) impiega due tubi tipo 6B4-G in parallelo, ed è in grado di controllare fino a 200 mA di corrente di griglia assorbita dai tubi da polarizzare.

Nel circuito dell'alimentatore si fa uso di un tubo rettificatore tipo 5Y3-GT e dei tubi elencati poco sopra, in qualità di regolatori di polarizzazione con connessione invertita.

I potenziometri R_{10} e R_{11}, i cui alberini di comando escono dal pannello frontale, servono per regolare separatamente l'una dall'altra le due tensioni di uscita per le polarizzazioni.

I componenti T_5, R_7, R_8, R_9, C_7 e C_8 sono stati inclusi nell'alimentatore allo scopo di consentire la modulazione sulle tensioni di polarizzazione negativa di griglia mediante un segnale ad audiofrequenza fornito da un amplificatore di modulazione.

Poichè il potenziometro R_9 permette di regolare contemporaneamente il rapporto fra la tensione ad audiofrequenza applicata e la tensione di polarizzazione negativa uscente dal canale (A) e dal canale (B), l'alimentatore di polarizzazione può essere usato per eseguire la modulazione in cascata, ossia simultaneamente, sulle polarizzazioni di griglia di due stadi successivi a modulazione di ampiezza.

Un tale artificio risulterà particolarmente utile quando si voglia effettuare la modulazione di griglia di uno stadio di uscita con griglia a massa, (impiegante ad esempio uno o due tubi 304-TL) mentre contemporaneamente si esegue la modulazione di griglia dello stadio che eccita l'amplificatore finale (che normalmente impiegherà un tubo 812-A oppure 35-TG o altri tipi similari).

Ovviamente, qualora non si intendesse eseguire la modulazione sulla tensione di polarizzazione di griglia, potrà venire omessa dall'alimentatore di figura 28 tutta quella parte che appunto serve a tale scopo.

Tuttavia se per il funzionamento di un trasmettitore per telegrafia non modulata, si pensa di impiegare un alimentatore come quello di figura 28, sarà utile aggiungere quei pochi compo-

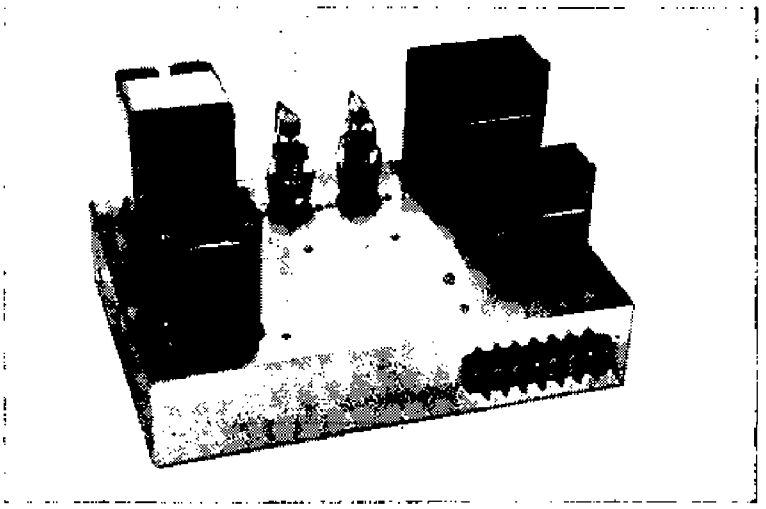


Figura 30.
VISTA FRONTALE DELL'ALIMENTATORE DA 400 V - 250 mA

nenti che consentono l'esecuzione della modulazione in modo che, con lievissime varianti di ben poca entità e difficoltà, sarà possibile effettuare, in caso di necessità, trasmissioni modulate in ampiezza, impiegando il trasmettitore originariamente progettato per funzionamento in telegrafia ad onda portante non modulata.

Infine, qualora in una stazione si volesse fare uso soltanto di uno dei due alimentatori i cui schemi sono riportati insieme nella figura 28, sarà agevole separare i due alimentatori stessi (quello a tensione anodica variabile a quello per le tensioni di polarizzazione), semplicemente sdoppiando la funzione che, nel circuito di figura 28, adempie il trasformatore dei filamenti indicato con T_2.

Alimentatore da 400 V - 250 mA

Le figure 30 e 31 illustrano un alimentatore che è in grado di sviluppare una corrente di 250 mA sul carico.

Come tubi rettificatori si è fatto uso

C_1, C_2—10-μF - 600 V a carta in olio
L_1—Impedenza filtro fluttuante 2 ÷ 12 H - 250 mA
L_2—Impedenza filtro 4 H - 250 mA
T_1—500 + 500 V/300 mA max
T_2—2,5 V/5 A isolato a 7500 V
R—25 kΩ - 25 W

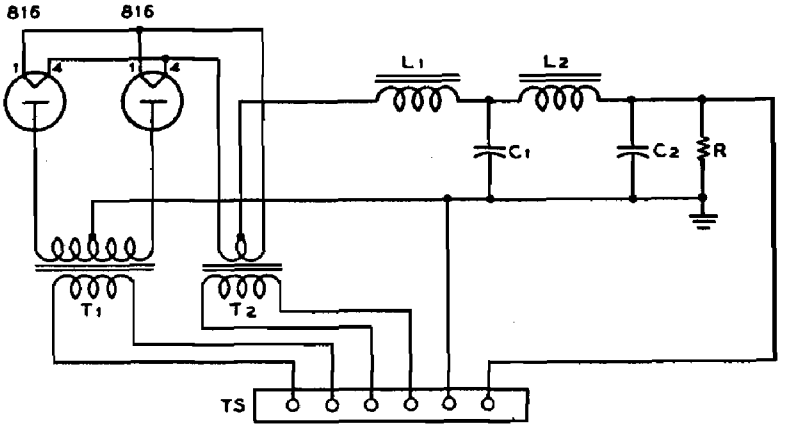


Figura 31.
SCHEMA ELETTRICO DELL'ALIMENTATORE DA 400 V - 250 mA

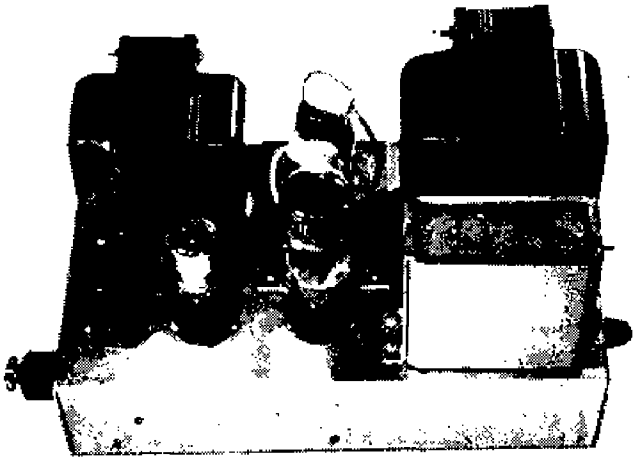


Figura 32.
VISTA ESTERNA DELL'ALIMENTATORE A TENSIONE STABILIZZATA

Sul pannello frontale sono sistemati l'interruttore di rete e il potenziometro per la regolazione della tensione di uscita, mentre sul pannello posteriore è montata la presa a 6 poli. In questo alimentatore è impiegato un tubo 5R4-GY. Qualora si volessero impiegare, in luogo di questo tubo, due tubi tipo 816, sarà necessario montare, al posto dello zoccolo per tubo 5R4-GY, due zoccoli a 4 piedini.

di una coppia di tubi 816 e il circuito filtro, con ingresso induttivo, ha due sezioni.

Un filtraggio molto efficace viene ottenuto usando nel sistema filtro due condensatori in olio da 10 μF - 600 V lavoro. La percentuale di ondulazione sulla tensione di uscita dall'alimentatore è, a pieno carico, dello 0,25 per cento.

La stabilità della tensione erogata al variare del carico è sufficientemente buona, sicchè questo alimentatore può venire usato per alimentare un amplificatore finale in Classe A B_2 o un modulatore in Classe B per uno stadio a radiofrequenza.

Il primario del trasformatore di alta tensione anodica viene collegato ad una coppia di morsetti separati da quelli cui fa capo il primario del trasformatore di alimentazione dei filamenti dei tubi del rettificatore. Il fatto di avere resi indipendenti i due circuiti primari conferisce maggiore flessibilità nella realizzazione dei circuiti di comando del trasmettitore col quale l'alimentatore viene abbinato.

Alimentatore da 100 W di uscita stabilizzata

In qualche caso sorge la necessità di disporre in laboratorio, di un alimentatore con tensione di uscita stabilizzata e che abbia la possibilità di erogare una notevole potenza di uscita.

Il raddrizzatore illustrato nelle figure 32 e 33 è stato costruito appositamente per essere usato come alimentatore a 400 V per il trasmettitore ART 13, ma esso può avere in laboratorio molte altre utilizzazioni.

L'alimentatore è in grado di erogare fino a 250 mA di corrente di uscita su una tensione variabile da 325 a 450 V.

La stabilità della tensione di uscita al variare della corrente assorbita è eccezionalmente buona, considerando la notevole potenza di uscita che questo alimentatore è in grado di fornire: la tensione di uscita varia di meno di 2 V passando dalla condizione di assenza di carico alla condizione di carico massimo (250 mA).

La variazione di tensione di uscita è così piccola che riesce molto difficile leg-

gerla con un normale voltmetro da laboratorio, la cui scala sia lunga circa 13 cm.

Il circuito dell'alimentatore Il circuito dell'alimentatore è molto simile a quello usato per lo alimentatore da 250 V - 100 mA descritto al principio di questo capitolo, e nel quale per la stabilizzazione della tensione di uscita si faceva uso di un tubo 6B4-G, stabilizzatore di tensione in serie.

A differenza dell'alimentatore da 250 V - 100 mA, nell'alimentatore da 100 W vengono usati tubi raddrizzatori tipo 816 a vapore di mercurio e un tubo del tipo 6AS7-G a bassa caduta di tensione, come elemento di stabilizzazione in serie.

La tensione di riferimento nell'alimentatore è ottenuta da uno stabilizzatore di tensione a scarica nel gas, tipo VR 150, mentre un pentodo tipo 6SH7 viene impiegato come amplificatore a corrente continua per la regolazione della tensione sulla griglia del tubo 6AS7-G.

Si noti che l'avvolgimento di accensione a 6,3 V per i filamenti dei tubi 6SH7 e 6AS7-G è ad un potenziale di 150 V, dato che tale avvolgimento è collegato all'anodo del tubo stabilizzatore di tensione VR 150. Con questo artificio si ottiene che la tensione filamento-catodo del tubo 6SH7 risulta nulla e si ottiene così la possibilità di avere una tensione di uscita fino a 450 V poichè, anche quando la tensione di uscita è di 450 V, non viene sorpassata la tensione di 300 V fra filamento e catodo, ammissibile per il tubo 6AS7-G.

Il tubo 6SH7 è stato usato in lungo del tubo più diffuso 6SJ7 poichè si è riscontrato che con l'impiego del tubo 6SH7 la stabilità dell'alimentatore risulta di ben due volte migliore rispetto a quando si fa uso del tubo 6SJ7.

Nella versione originale dell'alimentatore si faceva uso di un tubo rettificatore tipo 5R4-GY al posto dei due tubi 816 che ora sono stati usati.

La eccessiva caduta di tensione che si avrebbe impiegando il tubo 5R4-GY darebbe come risultato una perdita di efficacia della parte stabilizzatrice di tensione di uscita quando la tensione di uscita è di 390 V e la corrente è di 225 mA.

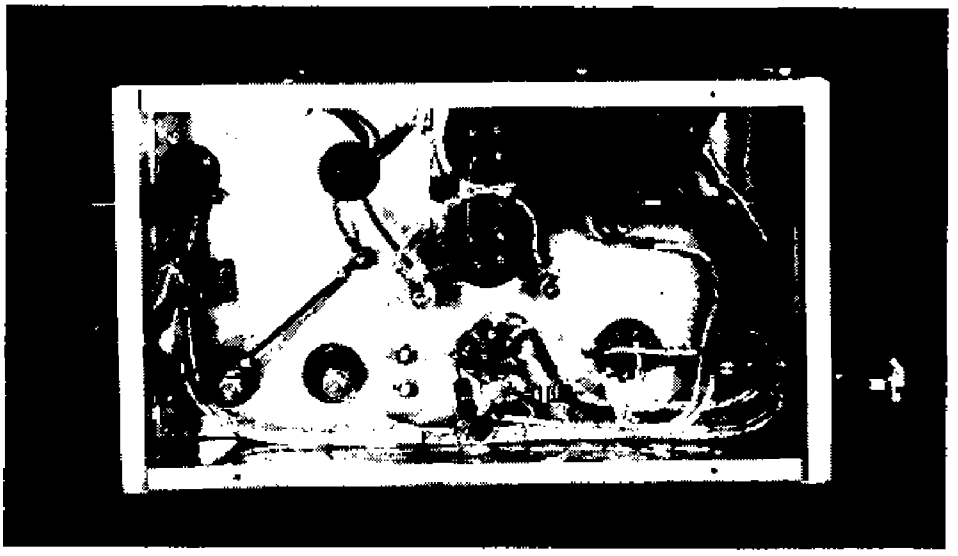


Figura 33.
IL TELAIO DELL'ALIMENTATORE STABILIZZATO, VISTO DA SOTTO

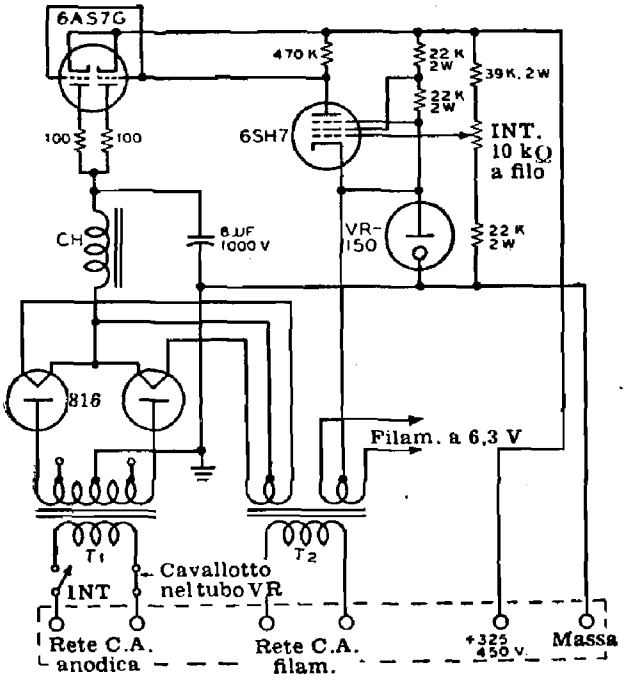


Figura 34.

SCHEMA ELETTRICO DELL'ALIMENTATORE A TENSIONE STABILIZZATA

CH—Impedenza-filtro 10 H - 250 mA
T_1—600 + 600 V/250 mA *oppure* 550 + 550 V/250 mA
T_2—5 V/3 A - 6,3 V/3,6 A

Facendo uso di un tubo raddrizzatore 5R4-GY, si potrà ottenere una stabilità soddisfacente, alla tensione di 450 V, se si preleva solo una corrente non superiore a 150 mA.

Invece dei due tubi 816 si potrà fare uso di un tubo tipo 83, limitando però a 550 V le tensioni anodiche applicate a tale tubo (collegando cioè gli anodi ad opportune prese intermedie su ogni metà dell'avvolgimento ad alta tensione) e limitando a 225 mA la corrente erogata dall'alimentatore. Si tenga presente che gli estremi a 660 V del secondario ad alta tensione del trasformatore di alimentazione non possono venire collegati agli anodi del tubo 83 poichè ne verrebbe oltrepassata la massima tensione applicabile.

Se nell'alimentatore che si è descritto si impiega un tubo 83, si può ottenere una ottima stabilità della tensione di uscita purchè questa sia inferiore a 420 V e purchè la corrente erogata dall'alimentatore non oltrepassi i 225 mA. Impiegando invece come raddrizzatori due tubi 816 si otterrà la completa utilizzazione delle possibilità offerte dai componenti dell'alimentatore.

Quando l'alimentatore deve fornire una tensione di uscita compresa fra 400 e 450 volt, sarà necessario impiegare i tubi rettificatori tipo 816, ai cui anodi andrà applicata la tensione di 660 V esistente fra ogni estremo del secondario di alta tensione e il centro. Però in questo caso può venire oltrepassata la massima dissipazione anodica tollerabile per

Figura 35.

VISTA POSTERIORE DELL'ALIMENTATORE DA 1250 V - 250 mA

Questo alimentatore è costruito su un telaio in ferro da 28 x 43 x 7,6 cm, con un pannello frontale da 26,5 x 48 cm pure esso in ferro. A destra sulla fiancata posteriore del telaio, sono visibili i due terminali di uscita ad alta tensione.

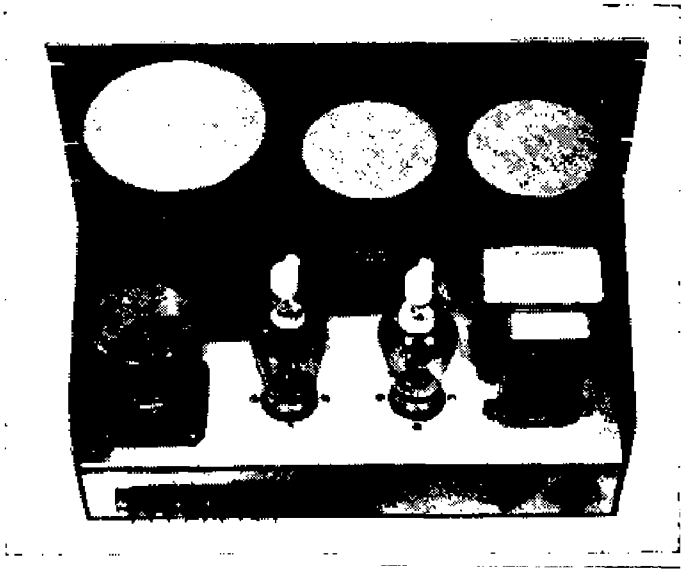
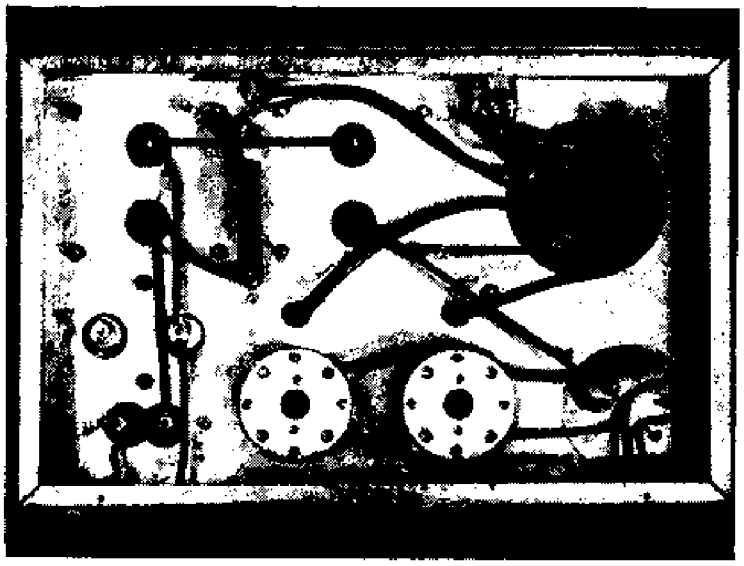


Figura 36.

IL TELAIO DELL'ALIMENTATORE A 1250 V, VISTO DA SOTTO

Si notino i fori eseguiti per il montaggio di componenti della serie « CG », quali trasformatori, condensatori-filtro e gli zoccoli per i tubi rettificatori. Per i condensatori e per le impedenze-filtro sono stati eseguiti dei fori normali per zoccoli per valvola, mediante punzoni, mentre i fori per i tubi e per il trasformatore di alimentazione sono stati eseguiti mediante una lama ad L che può eseguire fori di dimensioni opportune. I collegamenti che dai trasformatori di alimentazione vanno ai tubi rettificatori andranno eseguiti mediante il normale cavetto per candele di accensione dei motori a scoppio mentre tutti gli altri collegamenti sono in cavetto isolato con conduttore interno da 1,6 mm.



il tubo 6AS7-GT. Ciò potrà determinarsi per l'eccessiva caduta di tensione sul tubo, che avviene quando dall'alimentatore si preleva una corrente di 250 mA con una tensione di uscita inferiore a 400 V. Quando l'alimentatore deve fornire una corrente di 250 mA ad una tensione inferiore a 400 V, è consigliabile collegare i due anodi dei tubi 816 alle prese intermedie a 550 V del secondario di alta tensione.

Variando i valori delle resistenze e dei potenziometri posti nel circuito, si potranno conseguire le più ampie variazioni del valore delle tensioni di uscita ottenibili con l'alimentatore. Occorre però in ogni caso accertarsi che non venga oltrepassata, in corrispondenza ai massimi valori di corrente fornita dall'alimentatore, la dissipazione anodica del tubo 6AS7-G stabilizzatore in serie, che al massimo può raggiungere 26 W. La dissipazione totale nel tubo 6AS7-G è uguale al prodotto della corrente che lo attraversa (che a sua volta è la somma della corrente assorbita dal circuito di utilizzazione più la corrente nella resistenza zavorra) moltiplicata per la caduta di tensione sul tubo. (Quest'ultima è uguale alla differenza fra la tensione esistente sul condensatore di ingresso al filtro e la tensione di uscita dall'alimentatore).

Costruzione L'alimentatore viene montato su un telaio da 14 x 25 x 7,5 cm. in lega di alluminio. L'interruttore che è posto in serie col primario del trasformatore di alta tensione e il potenziometro che regola la tensione di uscita, vengono montati sul pannello frontale. I collegamenti che vanno all'alimentatore vengono effettuati mediante una spina a 6 poli. Se l'alimentatore invece di costituire un componente di apparecchiature più grosse, costituisce un accessorio di laboratorio per uso generale, sarà opportuno collegare i terminali di alimentazione dalla rete a mezzo di spine incassate, quali le Amphenol

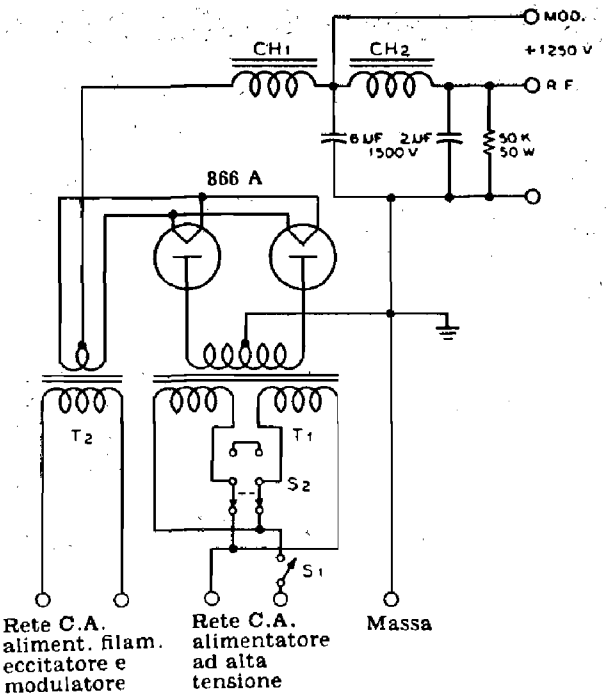


Figura 37.

SCHEMA ELETTRICO DELL'ALIMENTATORE DA 1250 V

CH_1—Impedenza-filtro fluttuante 5÷25 H - 250 mA
CH_2—Impedenza-filtro 12 H - 250 mA
T_1—1500 + 1500 V/260 mA
oppure 1235 + 1235 V/260 mA
oppure 400 + 400 V/260 mA
T_2—2,5 V/10 A - Isolamento per 2500 V lavoro
S_1—Interruttore bipolare a due vie a levetta (con le due sezioni in parallelo).
S_2—Interruttore bipolare a due vie a levetta.

61-M10, mentre i terminali di uscita ad alta tensione verranno montati su una basetta isolante.

Alimentatore da 1250 V - 250 mA

Gli alimentatori in grado di fornire 1250 V, e aventi la possibilità di erogare correnti comprese fra 200 e 300 mA, costituiscono una fra le più apparecchiature di uso più frequente nelle stazioni radio dilettantistiche.

Le figure 35, 36 e 37 illustrano un alimentatore di questo tipo.

Questo alimentatore è stato montato facendo uso della nuova serie di componenti costruiti dalla UTC e denominata « Serie CG ».

Quasi tutti i componenti di questa serie sono racchiusi in custodie cilindriche e fanno capo a terminali posti in basso in tali custodie, le quali sono verniciate con smalto grigio.

Questo alimentatore è stato costruito appositamente per fornire la tensione anodica al modulatore con tubi 811, descritto nel capitolo 23° e per alimentare l'amplificatore finale a radiofrequenza con tubo HK-57, che viene modulato da quel modulatore.

La tensione anodica per i tubi modulatori è prelevata dopo la prima sezione di filtro in modo che la caduta di tensione provocata dalla seconda sezione del filtro riduca la tensione anodica dello stadio amplificatore a radiofrequenza onde consentirne la modulazione al 100 per cento.

Si noti che in questo punto intermedio del filtro è impiegato un condensatore da 6 µF, e quindi è disponibile una forte energia immagazzinata da tale condensatore per sopperire alle richieste di energia da parte del modulatore in corrispondenza ai picchi di modulazione.

Come si è detto la tensione anodica per l'amplificatore finale a radiofrequenza viene presa dopo la seconda sezione di filtro, all'uscita della quale sezione è impiegato un condensatore da soli 2 µF dato che, in questo caso, è meno sentita la esigenza di disporre di una forte energia immagazzinata dal condensatore-filtro.

Poichè il trasformatore di alimentazione CG 303 è munito di due avvolgimenti primari: uno a 115 V e l'altro a 230 V, è possibile trarre vantaggio da questo

fatto per poter ottenere dall'alimentatore la massima tensione di uscita oppure una tensione metà di questa.

Con una tensione della rete di alimentazione di 115 V, i due primari verranno collegati in serie, quando dall'alimentatore si desidera una tensione di uscita metà, mentre verranno collegati in parallelo quando si desidera la massima tensione di uscita.

Il commutatore S_2 esegue la commutazione della tensione di uscita da metà ad intera, e viceversa. L'interruttore S_1 agisce invece come interruttore per l'alta tensione anodica. Come per tutti gli altri alimentatori nei quali si fa uso di tubi rettificatori a vapori di mercurio senza alcun dispositivo automatico di ritardo di inserzione della tensione anodica, è necessario lasciar trascorrere almeno 30 secondi dal momento in cui è stato chiuso l'interruttore di accensione dei filamenti dei tubi raddrizzatori prima di applicare la tensione di rete al primario del trasformatore di alta tensione.

CAPITOLO VENTISEIESIMO

Apparecchiature di controllo e misura

Per norma, tutte le stazioni radio dilettantistiche debbono essere dotate di un certo numero di apparecchiature accessorie di controllo, che debbono essere sempre disponibili nelle stazioni stesse.

Ad esempio, una stazione trasmittente per telegrafia ad onda portante non modulata, deve essere dotata di un frequenzimetro e di altre apparecchiature, che consentano di eseguire il controllo della frequenza del segnale trasmesso in modo da essere certi che la frequenza di questo segnale sia contenuta in una delle bande assegnate per tale uso.

Una stazione radiofonica deve avere, come accessorio, uno strumento col quale si possa controllare che il trasmettitore non venga modulato oltre la sua « possibilità di modulazione » e in ogni caso che la modulazione non oltrepassi il cento per cento.

Inoltre, qualsiasi stazione il cui stadio finale assorba più di 900 W di potenza di alimentazione anodica, deve essere munita di uno strumento che determini esattamente la potenza di alimentazione anodica dello stadio finale del trasmettitore, in modo da essere sicuri in ogni caso che questa potenza non oltrepassi i 1000 W che costituiscono la massima potenza stabilita per le stazioni dilettantistiche.

Le altre apparecchiature di controllo e di misura necessarie in una stazione dipendono evidentemente dal tipo di servizio e di funzionamento che tale stazione deve svolgere.

In ogni caso è consigliabile che si abbia a disposizione un volt-ohmetro accuratamente tarato. Un tale strumento è utilissimo, oltre che per eseguire i normali controlli e le eventuali riparazioni nel trasmettitore e nel ricevitore, anche nella messa a punto di tutte le altre apparecchiature ausiliarie della stazione.

Per una stazione che funzioni in modulazione di ampiezza o in modulazione di frequenza, sarà estremamente utile disporre di un oscilloscopio a raggi catodici e di un oscillatore ad audiofrequenza. Questi strumenti sono poi indispensabili qualora si dovesse funzionare su singola banda laterale.

Qualora in una stazione fossero impiegati parecchi radioricevitori, sarà anche necessario disporre di un generatore di segnali a radiofrequenza tarato. Questo potrà essere eventualmente sostituito da un frequenzimetro del tipo LM oppure del tipo BC221, specialmente se in tale frequezimetro è compreso il dispositivo per la modulazione interna.

Quando in una stazione si impiega un certo numero di sistemi di antenna, oppure quando tali sisaemi costituiscono una parte di fondamentale importanza per il funzionamento della stazione, sarà necessario disporre di un misuratore di intensità di campo e sarà molto utile avere a disposizione un misuratore di onde stazionarie.

Infine, qualora il lavoro della stazione si svolgesse prevalentemente nel campo delle v.h.f. (frequenze molto elevate) si riscontrerà che i misuratori ad assorbimento di griglia (grid-dip meter) costituiscono uno degli apparecchi più frequentemente impiegati nella messa a punto della stazione.

26-1 Tensione, corrente e potenza.

Per effettuare una accurata manutenzione delle apparecchiature di una stazione è estremamente importante poter eseguire le misure delle tensioni e delle correnti in gioco nei circuiti radio.

I tubi elettronici dei tipi usati nelle apparecchiature per radiocomunicazioni dilettantistiche debbono funzionare entro limiti piuttosto ristretti per quanto concerne la tensione dei filamenti e dei riscaldatori.

Inoltre per gli altri elettrodi di questi tubi elettronici non si debbono in nessun caso superare le tensioni e le correnti limite, stabilite dai costruttori dei tubi.

Sia le correnti continue che le tensioni continue sono normalmente misurate mediante strumenti che consistono di una bobina (equipaggio), mobile entro un campo magnetico costante. Questo tipo di strumento viene indicato col nome del suo inventore: « D'Arsonval ».

Quando uno strumento deve venire impiegato per eseguire misure di correnti, si dirà che esso è un ampermetro o un milliampermetro, a seconda della entità delle correnti che deve misurare ossia della sua sensibilità. La corrente che deve venire misurata viene fatta passare, in questi strumenti, attraverso l'equipaggio mobile.

Quando la corrente da misurare è maggiore di 10 mA, si usa normalmente farne passare la maggior parte attraverso una resistenza esterna, derivata sullo strumento in modo quindi che, attraverso la bobina mobile dello strumento, passi soltanto una parte ben definita della corrente totale che si vuole misurare.

Il calcolo delle resistenze di derivazione esterna da impiegare per estendere la portata di un milliampermetro o di un ampermetro a corrente continua, è stato trattato nel capitolo II.

Un voltmetro per tensione continua, normalmente è costituito da un milliampermetro per corrente continua in serie al quale è posta una resistenza di adeguato valore. Si si desidera usare come voltmetro un milliampermetro a bassa portata, ossia molto sensibile, la resistenza che occorrerà porre in serie a quest'ultima sarà di valore maggiore rispetto a quando si usa un milliamper-

metro a portata più alta, ossia meno sensibile.

Il valore della resistenza da porre in serie ad un milliampermetro, per realizzare così un voltmetro, può essere calcolata in base alla seguente espressione:

$$R = \frac{1000\,E}{I}$$

in cui

R è il valore della resistenza in serie, espresso in Ohm,

E è la tensione che si vuole misurare a fondo scala,

I è la corrente a fondo scala del milliampermetro usato, ossia la sua portata.

La sensibilità di un voltmetro viene espressa in Ohm per volt. Quanto più alto è il numero di Ohm per volt, maggiore è la sensibilità di un voltmetro.

Quando di un voltmetro si conosce l'assorbimento di corrente a fondo scala, la sua sensibilità, definita in Ohm per volt, può essere determinata in base alla espressione:

$$\text{Ohm per volt} = \frac{1000}{I}$$

nella quale espressione I, in milliampere, è l'assorbimento di corrente per deviazione a fondo scala dell'indice dello strumento indicatore.

Misuratori a varie portate Comunemente si usa impiegare un unico strumento indicatore per realizzare varie portate. Per ottenere ciò si fa ovviamente uso di un gruppo di resistenze collegabili in serie allo strumento indicatore.

I collegamenti di un tale misuratore a varie portate possono essere eseguiti in vari modi, alcuni dei quali sono rappresentati in figura 1. In tutte tali versioni, la sensibilità del voltmetro, espressa in Ohm per volt, rimane la stessa per tutte le portate. Con un milliampermetro a corrente continua da 1 mA fon-

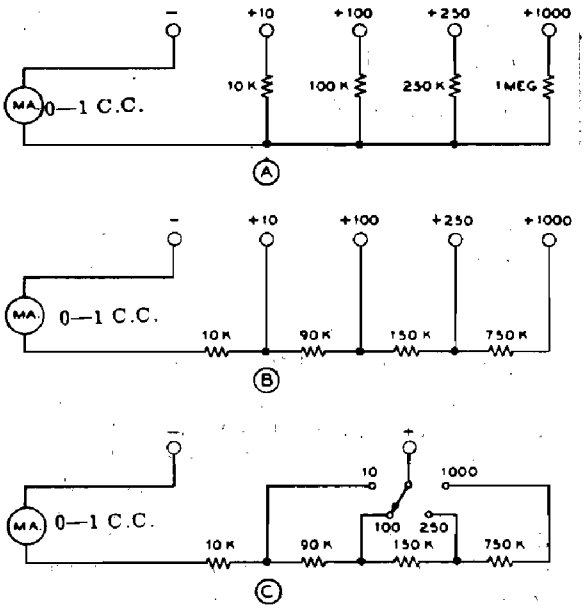


Figura 1.

CIRCUITI PER VOLTMETRI A VARIE PORTATE

In A è riportato un circuito nel quale ciascuna portata è ottenuta a mezzo di una propria resistenza di caduta. Il circuito B invece è più economico poichè, pur essendo necessario con esso lo stesso numero di resistenze del circuito A, queste hanno un valore minore per cui risultano di minore costo. (Ciò vale però se le resistenze sono del tipo di « precisione » cioè a filo, mentre per le resistenze chimiche il costo è indipendente dal valore ohmico). Il circuito C è essenzialmente lo stesso di quello A, eccetto che il passaggio da una portata all'altra viene effettuato mediante un commutatore. Se, in luogo di un milliampermetro a corrente continua da 1 mA fondo scala, si usa un microampermetro da 500 μA fondo scala, il valore delle resistenze riportato negli schemi di cui sopra andrà moltiplicato per due e il voltmetro avrà allora una sensibilità di 2000 Ω per volt. Analogamente, se lo strumento fosse un microampermetro da 50 μA fondo-scala, tutti i valori delle resistenze andrebbero moltiplicati per 20 e la sensibilità del voltmetro sarebbe allora di 20.000 Ω per volt.

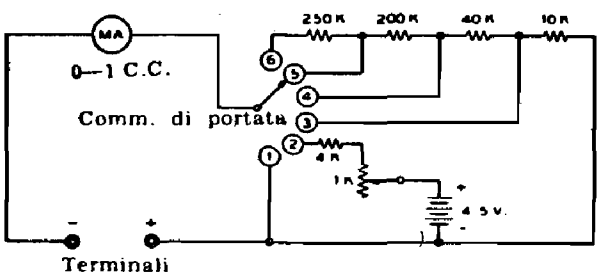


Figura 2.

CIRCUITO DI UN VOLT-OHMETRO

Con il commutatore posto sulla posizione 1, il milliampermetro da 1 mA viene direttamente collegato ai terminali. Ponendo il commutatore sulla posizione 2 si rende possibile misurare resistenze fino a circa 100 KΩ, con il valore di 4600 Ω a metà scala. (Nota: il valore di resistenza a metà scala di un ohmetro impiegante questo circuito è uguale al valore della resistenza in serie alla batteria interna dell'ohmetro). Le altre quattro posizioni del commutatore servono per effettuare misure di tensioni, con portata di 10, 50, 250 e 500 V fondo-scala.

do scala, come è il caso considerato in figura 1, la sensibilità è di 1000 Ohm per volt.

Volt-ohmetri In tutti i laboratori radio e nelle stazioni radio dilettantistiche, si riscontrerà estremamente utile l'uso di uno strumento, denominato volt-ohmetro. Esso consiste di un voltmetro a varie portate, nel quale sia stata aggiunta una resistenza fissa, una resistenza variabile e una batteria.

Nella figura 2 è riportato a titolo di esempio, lo schema tipico di un tale strumento.

Nella posizione 1, lo strumento funziona come milliampermetro a corrente continua da 1 mA fondo scala.

Nella posizione 2 si rende possibile la misurazione accurata di resistenze fino a 100 KΩ.

Nelle posizioni 3, 4, 5 e 6 lo strumento consente di misurare tensioni continue rispettivamente di 10, 50, 250 e 500 V, con i quali valori di tensione si ha la deviazione a fondo scala dell'indice dello strumento indicatore.

Il potenziometro da 1000 Ω ha lo scopo di azzerare lo strumento, ossia di fare in modo che l'indice si ponga nella posizione corrispondente a zero Ohm quando i due terminali vengono posti in cortocircuito. Questa regolazione dovrà essere eseguita sempre prima di effettuare le misure di resistenze.

Se al commutatore si aggiungono altre posizioni, con queste si potranno collegare resistenze-serie di valore più alto di quelle riportate in figura 2, onde consentire in tal modo di effettuare misure di tensioni ancora più alte di 500 V. Il valore da attribuire a tali altre resistenze-serie potrà essere determinato in base alla legge di Ohm.

Con i valori riportati in figura 2 non possono essere misurate resistenze maggiori di 100 KΩ. Però se si aumenta a 45 V la tensione della batteria dell'ohmetro e se si aumentano la resistenza da 4000 Ω e il potenziometro da 1000 Ω rispettivamente a 40.000 Ω e a 10.000 Ω, si otterrà una moltiplicazione per 10 delle varie indicazioni riportate sulla scala dell'ohmetro. In tal modo sarà possibile eseguire accuratamente la misura di resistenze fino ad 1 MΩ.

I milliampermetri a corrente continua da 1 mA fondo scala possono essere acquistati con la scala già tarata per volt, ohm e milliampere. In questo modo non è più necessaria alcuna taratura. In qualche caso è possibile anche acquistare separatamente delle scale speciali per tali milliampermetri che, sostituite alle scale originali, consentono di realizzare volt-ohmetri aventi portate particolari.

Evidentemente la precisione ottenibile in un volt-ohmetro è direttamente legata alla precisione del milliampermetro impiegato e delle resistenze utilizzate nel circuito del volt-ohmetro.

Siccome i volt-ohmetri sono tanto diffusamente usati e siccome anche le loro portate sono standardizzate, esistono numerose ditte che li costruiscono in forte serie, per cui i prezzi sono così bassi che normalmente non superano, per volt-ohmetri già costruiti, la somma dei prezzi di acquisto dei singoli componenti. Per tale motivo in questo libro non vengono date notizie particolarggiate sulla costruzione di tali strumenti. Tuttavia, qualora qualcuno possedesse un milliampermetro adatto e fosse desideroso di realizzare con tale strumento un semplice volt-ohmetro, potrà utilizzare allo scopo uno degli schemi illustrati, con i valori in esso riportati.

Se si desiderasse realizzare un volt-ohmetro di particolare precisione, occorrerà naturalmente disporre, oltre che di un milliampermetro particolarmente preciso, anche di resistenze accuratamente tarate. Esistono varie fabbriche che sono in grado di fornire resistenze con valori anche estremamente precisi. Queste resistenze sono normalmente a filo, però, se le esigenze di precisione sono meno spinte, si possono impiegare anche resistenze a grafite, di buona qualità, le quali costano molto meno.

Ohmetri a portate medie e basse Molti ohmetri, compreso quello che abbiamo poco sopra descritto, non sono adatti ad eseguire accuratamente la misura di resistenze basse, per esempio dell'ordine di 100 Ω.

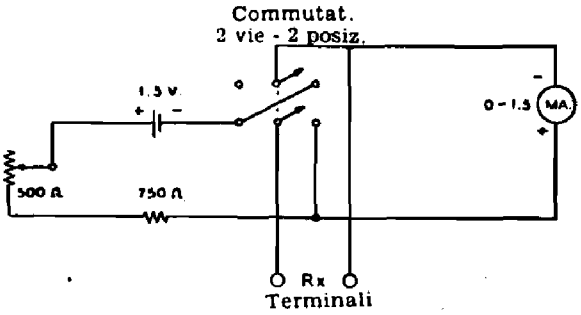


Figura 3.

SCHEMA ELETTRICO DI UN OHMETRO A BASSA PORTATA

Nel testo è riportata la descrizione del funzionamento di questo circuito. Con il commutatore posto a sinistra la lettura a metà scala dell'ohmetro avviene quando la resistenza da misurare è di 1000 Ω. Con il commutatore posto a destra la deviazione a metà scala dell'indice dello strumento viene ottenuta quando la resistenza esterna da misurare è uguale alla resistenza a corrente continua (resistenza interna) dello strumento incatore. (Questa resistenza è normalmente di 20 o 50 Ω a seconda della marca e del tipo di strumento indicatore usato).

L'ohmetro il cui schema elettrico è riportato in figura 3 è stato progettato appositamente per dare una lettura di sufficiente precisione per resistenze fino ad 1 Ω. Sono previste due scale, una che va in una direzione e l'altra che va in direzione opposta, a causa del differente modo col quale il milliampermetro risulta inserito nei due casi.

La scala bassa copre da 1 a 100 Ω mentre la scala alta va da 100 a 10.000 Ω. In realtà quindi la scala alta è a media portata. Per le resistenze oltre i 10.000 Ω si potrà fare uso degli ohmetri normali, come il tipo precedentemente descritto.

La portata da 1 a 100 Ω verrà usata per eseguire la misura della resistenza a corrente continua di trasformatori, impedenze-filtro, bobine a radiofrequenza etc... che normalmente hanno valori di resistenza appunto di pochi ohm.

La taratura della scala sarà funzione della resistenza interna del particolare tipo di strumento indicatore usato. Nel caso nostro, questo strumento è un milliampermetro a corrente continua, da 1,5 mA fondo-scala. L'ohmetro così realizzato potrà poi venire tarato o per confronto con un ponte di Wheatstone oppure mediante alcune resistenze di valore noto. In quest'ultimo caso, le resistenze potranno poi essere collegate in serie o in derivazione allo scopo di ottenere un numero sufficiente di punti di taratura. La scala, tracciata a mano mediante questa taratura, verrà poi incollata sulla scala normale del milliampepermetro, in modo da consentire così la lettura diretta delle resistenze. Naturalmente, prima di eseguire la taratura dell'ohmetro o di effettuare con esso le misure, è necessario porre tutte le volte in corto circuito i terminali di misura dell'ohmetro ed eseguire accuratamente la messa a zero dell'indice dello strumento, agendo sul potenziometro di regolazione da 500 Ω.

Misura di tensioni e correnti alternate

La misura delle tensioni e delle correnti alternate è resa complicata da due fattori: il primo è determinato dal fatto che il campo di frequenze entro cui tali misure vanno effettuate è estremamente ampio, ciò che rende altrettanto difficoltosa e aleatoria qualunque taratura degli strumenti; il secondo è che non esiste alcuno strumento, di tipo semplice, che sia atto ad effettuare tutte le misure a corrente alternata. Infatti gli strumenti del tipo d'Arsonval sono applicabili solo alle correnti continue, poichè essi indicano il valore medio della corrente che attraversa la loro bobina mobile, valore medio che per una corrente alternata, è zero.

In conseguenza del fatto che gli strumenti del tipo d'Arsonval non sono applicabili alle correnti alternate, si deve ricorrere ad uno dei due seguenti artifici: o si rettifica la corrente alternata e si invia questa corrente rettificata ad uno strumento d'Arsonval, oppure si impiega un tipo particolare di strumento che misuri il valore efficace della corrente che lo attraversa.

Per le normali misure a frequenza di rete, ad una frequenza cioè compresa fra 25 e 60 Hz, vengono comunemente usati gli strumenti cosiddetti a ferro mobile. Nelle misure di tensioni o correnti alternate a frequenza audio (50-20.000 Hz) normalmente si fa uso di strumenti per corrente continua del tipo d'Arsonval accoppiati a raddrizzatori ad ossido di rame e al selenio.

Le misure di tensione a radiofrequenza normalmente vanno eseguite mediante voltmetri elettronici mentre per le misure di correnti a radiofrequenza, nella quasi totalità dei casi, si fa uso di uno strumento costituito da una termocoppia, la quale converte la corrente a radiofrequenza che la attraversa in tensione continua che viene a sua volta inviata ad uno strumento indicatore, sempre del tipo d'Arsonval.

Poichè le forme d'onda delle correnti alternate possono essere svariatissime, si comprende facilmente che non sempre i rapporti fra le tre grandezze fondamentali (valore di picco, valore efficace e valore medio) corrispondono a quelli relativi ad un'onda sinoidale. Anzi tali rapporti possono differire lar-

gamente rispetto ai valori che essi hanno per un'onda sinoidale.

Ciò rende necessario conoscere, prima di effettuare misure di tensioni o di correnti alternate, la forma d'onda delle tensioni e delle correnti da misurare, poichè, se tale forma non è sinoidale, può risultare erronea la misura effettuata.

Per semplicità, diamo qui di seguito un elenco dei normali strumenti impiegati per misure di tensioni e correnti alternate e del valore che tali strumenti consentono di misurare direttamente:

Strumenti a ferro mobile o a termocoppia, sono sensibili ai valori efficaci delle tensioni e delle correnti che vengono misurate.

Strumenti a rettificatore (ad ossido di rame o al selenio) dopo la rettificazione essi misurano normalmente il valore medio.

Voltmetri elettronici. Vengono tarati sul valore efficace, sul valore medio o sul valore di picco, a seconda del tipo di circuito e della taratura effettuata.

Voltmetri elettronici Sostanzialmente un voltmetro elettronico consiste in un rivelatore col quale ad ogni variazione della ampiezza del segnale applicato all'ingresso corrisponda una variazione della posizione dell'indice di uno strumento indicatore (normalmente del tipo d'Arsonval) posto nel circuito di uscita. Nei voltmetri elettronici si può fare uso di un diodo, di un triodo o di un tubo a molti elettrodi e normalmente con tale tipo di voltmetri si possono effettuare misure di tensioni continue e alternate.

Quando un voltmetro elettronico viene impiegato per misurare tensioni continue si ottiene naturalmente una precisione minore di quella che sarebbe ottenibile impiegando direttamente un voltmetro del tipo d'Arsonval. In qualche caso però l'uso dei voltmetri elettronici per la misura delle tensioni continue è necessario in considerazione della altissima resistenza di carico che essi costituiscono sul circuito da misurare. Con essi infatti diviene possibile eseguire la misura della tensione sviluppata da un circuito per la regolazione automatica della sensibilità, oppure da un circuito per la regolazione automatica della frequenza e infine della tensione di uscita da un discriminatore, ossia da circuiti nei quali le altissime resistenze e le bassissime potenze in gioco non consentono di introdurre alcun carico.

Voltmetri elettronici per tensioni alternate Esistono molti differenti tipi di voltmetri elettronici per tensioni alternate e in tutti si fa uso di rettificatori che inviano una corrente più o meno pulsante ad uno strumento indicatore per corrente continua. Tali voltmetri possono classificarsi in due tipi generali: vi sono quelli che forniscono l'indicazione del valore efficace della tensione (o approssimativamente di tale valore, per onde piuttosto complesse) e vi sono quelli che indicano invece il valore di picco — o di cresta — dell'onda.

Poichè la messa a punto e la taratura di un voltmetro elettronico con molte portate è piuttosto noiosa, in molti casi sarà meglio acquistare un tale strumento già costruito. Vi sono in commercio molti eccellenti voltmetri elettronici che possono essere acquistati a buon prezzo. Inoltre alcuni costruttori vendono le

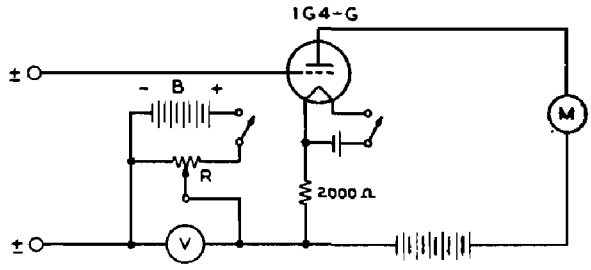


Figura 4.
VOLTMETRO ELETTRONICO CON RIPORTO A ZERO

Collegando una sorgente di tensione variabile in serie con l'entrata di un normale voltmetro elettronico, o in serie con il semplice voltmetro a triodo mostrato sopra, viene realizzato un voltmetro per tensioni alternate, con riporto a zero, che consente la misura del valore di picco. La resistenza R dovrà essere di circa 1000 Ω per ogni volt di tensione della batteria B impiegata. Questo tipo di voltmetro elettronico ha il pregio di poter fornire la lettura del valore di picco dell'onda che deve essere misurata, senza che venga assorbita la benchè minima corrente sulla sorgente della tensione da misurare.

scatole di montaggio per detti strumenti, con le quali è possibile autocostruire ottimi voltmetri elettronici a molte portate, per tensioni continue ed alternate e inoltre alcuni tipi di scatole di montaggio comprendono anche un ohmetro elettronico col quale è possibile misurare resistenze di 500 MΩ o anche di 1000 MΩ.

Voltmetri elettronici di picco per tensioni alternate

Vi sono due tipi fondamentali di voltmetri elettronici che indicano il valore di picco di una tensione alternata. Il primo tipo è quello cosiddetto « con riporto a zero ». Esso consiste in un voltmetro elettronico usato come un normale voltmetro per tensioni continue e di una sorgente di tensione « in opposizione » che viene posta in serie con la tensione da misurare.

Con questo artificio, illustrato dalla figura 4, i terminali del voltmetro elettronico vengono collegati alla tensione da misurare e la resistenza R di riporto a zero viene collegata agli estremi della tensione « in opposizione ». Si sposta allora il cursore della resistenza R fino a che l'indicazione dello strumento misuratore (denominata « falso-zero ») sia uguale alla indicazione che si aveva quando i terminali del voltmetro elettronico erano cortocircuitati, mentre era nulla la tensione « in opposizione ». In tal modo, siccome la tensione di opposizione, letta dallo strumento V, è resa uguale al valore di picco della tensione da misurare, si può indirettamente determinare ques'ultimo valore.

I voltmetri elettronici « con riporto a zero » hanno l'inconveniente che la indicazione da essi fornita non è istantanea, in quanto la misura, come si è detto, viene effettuata confrontando al valore di picco della tensione incognita, la tensione indicata dallo strumento V e generata da una apposita batteria B.

Nei voltmetri elettronici con riporto a zero va effettuata una regolazione preliminare ogni qualvolta si deve effettuare qualsiasi misura, ciò che comporta l'impiego di un certo tempo. Per tale motivo i voltmetri elettronici con riporto a zero sono poco frequentemente usati, mentre si fa uso molto più comunemente dei voltmetri elettronici del tipo con rettificatore a diodo, con i quali si effettua la misura immediata del valore di picco delle tensioni alternate.

Voltmetri di picco a diodo per alta tensione

Nella figura 5 è riportato lo schema elettrico di un voltmetro elettronico a diodo, adatto ad effettuare la misura del valore di picco di tensioni al-

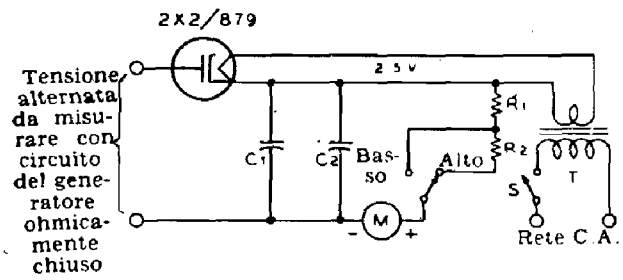


Figura 5.

SCHEMA ELETTRICO DI UN VOLTMETRO DI PICCO PER ALTA TENSIONE

Un voltmetro di picco del tipo di quello schematizzato qui sopra può essere utile per effettuare la misura della tensione di picco sviluppata da un generatore di potenza relativamente alta e con impedenza di carico moderatamente bassa.

C_1—0,001-μF mica ad alta tensione.
C_2—1-μF carta ad alta tensione.
R_1—500 KΩ (due resistenze da 250 KΩ - 0,5 W collegate in serie).
R_2—1 MΩ (due resistenze da 500 KΩ - 0,5 W collegate in serie
T—Trasformatore da filamenti 2,5 V/1,75 A.
M—Milliampermetro per corrente continua da 1 mA fondo-scala.
$S_{alto\ basso}$—commutatore ad una via - due posizioni.
S—Interruttore unipolare

(NOTA: C_1 è un condensatore di fuga a radiofrequenza da associare a C_2, il quale può avere una reattanza induttiva notevole alle frequenze alte).

ternate di valore elevato. Con i valori riportati, per i componenti del circuito della figura 5, si hanno due portate, rispettivamente di 500 e 1500 V di picco a fondo scala.

I condensatori C_1 e C_2 debbono essere in grado di sopportare una tensione superiore al più alto valore di picco di tensione da misurare. Analogamente tanto R_1 quanto R_2 debbono poter sopportare la stessa tensione di C_1 e C_2. Il sistema più semplice e più economico per realizzare tali resistenze consiste nell'impiegare, come si è detto a proposito della figura 5, parecchie resistenze a bassa tensione, in serie.

Modificando il valore di queste resistenze R_1 e R_2 è possibile ottenere altre portate dal voltmetro elettronico.

Qualora si volessero misurare tensioni inferiori ad alcune centinaia di volt, il diodo 2X2 non sarà più idoneo, ma si otterrà invece una taratura più lineare della scala sostituendolo con un diodo del tipo comunemente impiegato come rivelatore nei radioricevitori.

La curva di taratura andrà tracciata singolarmente per ogni voltmetro elettronico, se si vogliono eliminare i sensibili errori provocati dall'alto valore della resistenza interna del diodo, che impedisce ai condensatori C_1 e C_2 di caricarsi al vero valore di picco della tensione da misurare.

Un voltmetro elettronico di picco a diodo e a lettura diretta, come quello il cui schema elettrico è riportato in figura 5 costituisce, sulla tensione da misurare, un carico il cui valore è approssimativamente metà della resistenza di carico del circuito (nel nostro caso R_1 oppure $R_1 + R_2$).

Per tale ragione, il valore di picco della tensione letta dal voltmetro sarà sempre leggermente minore del valore effettivo del picco della tensione da misurare, con voltmetro elettronico disinserito.

L'entità della diminuzione della tensione provocata sul generatore dall'inserzione del voltmetro elettronico può essere calcolata in base al rapporto fra la reattanza dei condensatori esistenti sull'uscita del generatore e la resistenza di carico costituita dal voltmetro.

Se sui terminali di uscita del generatore si collega un oscilloscio a raggi catodici, si potrà agevolmente osservare l'entità della diminuzione della tensione

da misurare provocata dalla inserzione del voltmetro elettronico, in base alla diminuzione della ampiezza della traccia luminosa sulla schermo del tubo a raggi catodici. Con tale oscilloscopio si potrà anche osservare che, in corrispondenza al picco positivo della tensione, la forma d'onda sviluppata dal generatore risulta leggermente appiattita quando sull'uscita del generatore viene collegato il voltmetro elettronico. Normalmente tale appiattimento sarà così piccolo, da essere completamente trascurabile. Ma se si desidera tener conto di questo appiattimento, che ovviamente incide sulla misura del valore del picco positivo della tensione da misurare, si potrà procedere al seguente modo: si misura la distanza fra il centro della traccia luminosa sul tubo a raggi catodici e la cresta della tensione appiattita per effetto dell'inserzione del voltmetro elettronico. Dopo aver disinserito il voltmetro elettronico, si misura nuovamente questa distanza. Si effettua il rapporto fra questa seconda distanza e la prima, ottenendo così un numero leggermente maggiore di uno: per questo numero va moltiplicato il valore della tensione fornito dal voltmetro elettronico. Si ottiene in tal modo il valore reale di picco della tensione da misurare.

La variante illustrata dalla figura 6 è preferibile quando si vogliono effettuare le misure di alte tensioni alternate, quali sono quelle che si incontrano nella messa a punto e nella definizione delle caratteristiche di amplificatori ad audiofrequenza di forte potenza e di modulatori.

Questa variante consiste semplicemente in un tubo rettificatore tipo 2X2 e un condensatore filtro da circa 0,25 μF che abbia però la possibilità di sopportare una tensione sufficientemente più alta di quella alla quale il condensatore verrebbe sottoposto solo per effetto della tensione da misurare. Si potrà usare per tale condensatore uno di quei tipi di condensatori che vengono comunemente impiegati nei tubi a raggi catodici per televisione, con deviazione elettrostatica. Questi condensatori hanno normalmente una capacità di 0,25 μF e sono in grado di resistere ad una tensione di lavoro di 7500 V o anche di 10.000 V.

Lo strumento indicatore è un normale voltmetro per tensione continua del tipo a molte portate e ad alta sensibilità (preferibilmente con sensibilità di 20.000 Ω per volt o, meglio, di 50.000 Ω per volt). Quanto più alta è la sensibilità del voltmetro per tensioni continue usato assieme al rettificatore, tanto più piccolo risulterà l'appiattimento del picco di tensione positiva, provocato dall'inserzione del voltmetro elettronico sul generatore.

Misure di potenza La misura della potenza ad audiofrequenza o a radiofrequenza in un circuito con carico resistivo viene più comunemente e più facilmente effettuata mediante il metodo indiretto, cioè mediante l'uso di una delle seguenti formule:

$$P = EI$$

$$P = \frac{E^2}{R}$$

$$P = I^2R\,.$$

Queste tre formule consentono di determinare la potenza P in un circuito, quando sono noti due dei tre elementi contenuti nelle formule stesse, e cioè

quando sono noti due dei tre valori: resistenza, corrente e tensione. Con tali due valori si potrà agevolmente calcolare la potenza dissipata nel circuito.

Nei normali circuiti di alimentazione di rete le formule sopra riportate non sempre danno risultati attendibili poichè interviene il fattore di potenza del carico, fattore per il quale va moltiplicata la potenza « apparente » ottenuta con l'uso di una delle tre formule sopra riportate. Per tale motivo nei circuiti di alimentazione di rete è consigliabile misurare mediante un wattmetro la potenza assorbita.

Nei circuiti ad audiofrequenza resistivi e nei circuiti risonanti a radiofrequenza si può invece supporre un fattore di potenza del carico uguale ad uno e si possono quindi ritenere valide le tre formule suddette.

Per effettuare accurate misure di potenza ad audiofrequenza o a radiofrequenza si può fare uso di un termogalvanometro o di un ampermetro a termocoppia in serie con una resistenza non induttiva di valore noto. Naturalmente poichè la precisione della misura è funzione delle precisioni con cui vengono misurate la corrente e la resistenza, occorre avere strumenti ben precisi e resistenze di valore ben determinato.

Esistono resistenze di carico equivalente, racchiuse in un involucro sotto vuoto, in grado di dissipare potenze da 100 o 250 W e di vario valore resistivo. Queste resistenze sono virtualmente non induttive e possono essere considerate « resistenze pure » fino a frequenze dell'ordine dei 30 MHz. La loro resistenza è sostanzialmente costante per tutti i valori di corrente, purchè non superiori ad un valore critico per ciascuna di esse. Qualora si volessero eseguire calcoli molto precisi, si potrà tenere conto anche della piccola variazione di resistenza che esse presentano alle varie correnti, variazione che è riportata nella tabella che il fabbricante fornisce assieme alle resistenze.

Le misure di potenza con tensioni sinoidali (a radiofrequenza o ad audiofrequenza) possono altresì essere effettuate servendosi di un voltmetro elettronico e di una resistenza di valore ben noto.

Un voltmetro elettronico come quello di figura 6 è particolarmente adatto a questo scopo.

La formula

$$P = \frac{E^2}{R}$$

che si usa in questo caso, consente di calcolare la potenza, nota la resistenza R e il valore efficace E della tensione. Senonchè, il voltmetro di figura 6 fornisce la misura del valore di picco della tensione, valore che è eguale a 1,41 volte il valore efficace. Pertanto se si vuole usare il voltmetro di figura 6, si dovrà moltiplicare il valore della tensione da esso indicata per 0,707 onde ricavare il valore efficace o, ciò che è lo stesso, si dovrà usare la formula

$$P = \frac{E_p^2}{2R}$$

dove E_p è, in questo caso, il valore di picco della tensione, misurato con il voltmetro elettronico.

In conclusione, esistono tre metodi per determinare la potenza ed essi sono: metodo della corrente in una resistenza; metodo della tensione su una resistenza e metodo della tensione e della corrente su una qualunque resistenza. Cia-

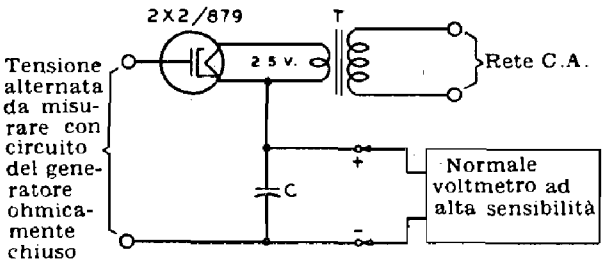


Figura 6.

CIRCUITO PER LA MISURA DELLA TENSIONE DI PICCO

Mediante l'impiego del circuito illustrato qui sopra è possibile effettuare la misura accurata del valore di picco di una tensione alternata, come ad esempio quella esistente sul secondario di un trasformatore di modulazione, usando un normale voltmetro per tensione continua a varie portate. Il condensatore C e il trasformatore T debbono evidentemente poter resistere alla più alta tensione di picco che si debba misurare. Si è riscontrato che un valore idoneo di capacità per il condensatore C è 0,25 μF. Tanto più alta è la sensibilità del voltmetro indicatore a tensione continua tanto più piccola sarà la differenza fra il valore reale del picco della tensione alternata da misurare e l'indicazione fornita dallo strumento.

scuno di questi tre metodi è in grado di dare un risultato sufficientemente preciso, purchè siano precisi gli « standard », ossia purchè siano precisi gli strumenti dei quali si fa uso e, eventualmente, la resistenza impiegata.

La misura di una potenza può altresì essere compiuta con il metodo del calorimetro, ossia misurando la potenza realmente dissipata in calore. Esistono resistenze di carico equivalente con raffreddamento ad acqua ed esse si prestano ottimamente ad eseguire la misura della potenza erogata dagli stadi finali dei moderni trasmettitori per radioaudizione circolare. Questo metodo però è poco adatto a scopi dilettantistici, date le potenze necessariamente limitate che le stazioni dilettantistiche debbono avere.

La potenza può anche essere misurata fotometricamente, mediante l'impiego di voltmetro, di un ampermetro, di una lampada ad incandescenza, usata come resistenza di carico, e di un fotometro. In questo metodo, il fotometro viene usato per determinare l'intensità del flusso luminoso emesso dalla lampada, funzionante da resistenza di carico equivalente, confrontandola con quella emessa da un'altra lampada eguale, alimentata dalla tensione di rete. L'intensità del flusso luminoso emesso da quest'ultima verrà regolata, mediante un reostato in serie, in modo che essa risulti uguale alla intensità del flusso luminoso della lampada che funziona da carico equivalente. Le due potenze potranno allora essere ritenute eguali e quindi la potenza incognita verrà determinata sulla base della potenza che alimenta la lampada alimentata dalla rete. Quest'ultima potenza viene determinata mediante il voltmetro collegato in derivazione sulla lampada e mediante l'ampermetro in serie con essa, in base alla formula

$$P = EI$$

Questo metodo per la misura di potenze dà risultati soddisfacenti per gli amplificatori ad audiofrequenza e per quelli a radiofrequenza, funzionanti su frequenza piuttosto bassa. Alle frequenze più alte (v.h.f.) i risultati non sono più attendibili a causa della disuniformità di accensione del filamento della lampada funzionante da resistenza di carico equivalente.

26-2 Misure dei componenti dei circuiti.

Esistono tre metodi generali per eseguire la misura della resistenza, ca-

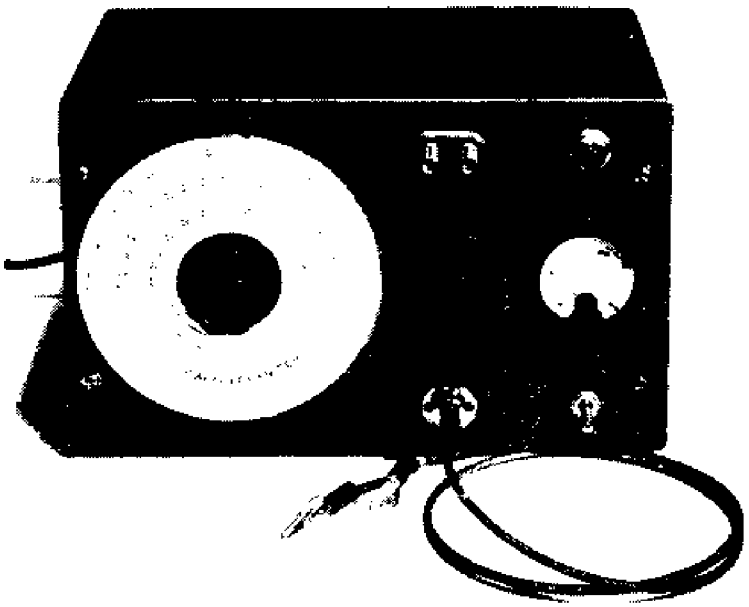


Figura 7.
VISTA FRONTALE DEL MISURATORE DI CAPACITA'

pacità, induttanza e Q (fattore di merito) dei componenti usati in radiotecnica. Questi metodi sono: quello dell' impedenza, quello della sostituzione in un circuito risonante e quello del ponte.

Il metodo dell'impedenza Il metodo dell'impedenza per la misura di una induttanza o di una capacità può essere considerato equivalente al metodo dell'ohmetro per la misura delle resistenze. Su una linea di alimentazione a corrente alternata viene inserito un circuito costituito da un voltmetro a corrente alternata (o milliampermetro) collegato in serie con una resistenza e in serie ancora con la induttanza o la capacità da misurare. La deviazione dell'indice dello strumento sarà inversamente proporzionale alla impedenza del componente da misurare.

Dopo che lo strumento sia stato tarato, sarà possibile rilevare il valore dell'impedenza direttamente dalla deviazione dell'indice dello strumento. Se il componente è un condensatore, il valore della impedenza da esso offerta può essere assunto uguale al valore della reattanza capacitiva alla frequenza di misura e da ciò si potrà dedurre il valore della capacità.

Invece in una induttanza occorre considerare anche la resistenza a corrente continua del conduttore che la costituisce e che viene a influenzare il valore di impedenza misurata. Dopo che sia stata determinata la impedenza e la resistenza a corrente continua, si potrà ricavare la reattanza induttiva in base alla espressione.

$$X_L = \sqrt{Z^2 - R^2}$$

Dalla reattanza induttiva si può risalire alla induttanza mediante la relazione

$$L = \frac{X_L}{2\pi f}$$

Il metodo per sostituzione

Il metodo per sostituzione dà risultati soddisfacenti quando si voglia determinare la induttanza o la capacità di componenti a radiofrequenza.

Per applicare tale metodo è necessario disporre di un grande condensatore variabile munito di una buona manopola la quale sia accuratamente tarata così da poter determinare con buona precisione il valore di capacità del condensatore corrispondente alle varie posizioni della manopola.

Se si deve misurare una induttanza incognita questa verrà collegata in derivazione sul condensatore tarato e il circuito così realizzato verrà accuratamente sintonizzato su una data frequenza. Questo accordo può essere indifferentemente eseguito usando il circuito accordato come ondametro e accoppiandolo al circuito accordato dell'oscillatore che genera la data frequenza, oppure usando il circuito accordato come organo che determini la frequenza di un oscillatore a due terminali, come ad esempio un oscillatore dinatron o un transitron.

Per applicare questo metodo di procede al seguente modo:

Si prende nota della capacità C_1 necessaria per accordare il circuito su una data frequenza. Il circuito o l'oscillatore verrà successivamente accordato sulla seconda armonica di questa prima frequenza e si prenderà nota del nuovo valore C_2 della capacità necessaria per realizzare tale secondo accordo.

Si può allore calcolare la capacità distribuita della bobina (che comprende anche le capacità parassite) in base alla relazione

$$C_0 = \frac{C_1 - 4C_2}{3}$$

Questo valore di capacità distribuita viene adesso sostituito nella seguente formula assieme al valore della capacità campione C_1

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 (C_1 + C_0)}$$

che definisce il valore di induttanza cercato. La determinazione di una capacità incognita è alquanto meno complicata

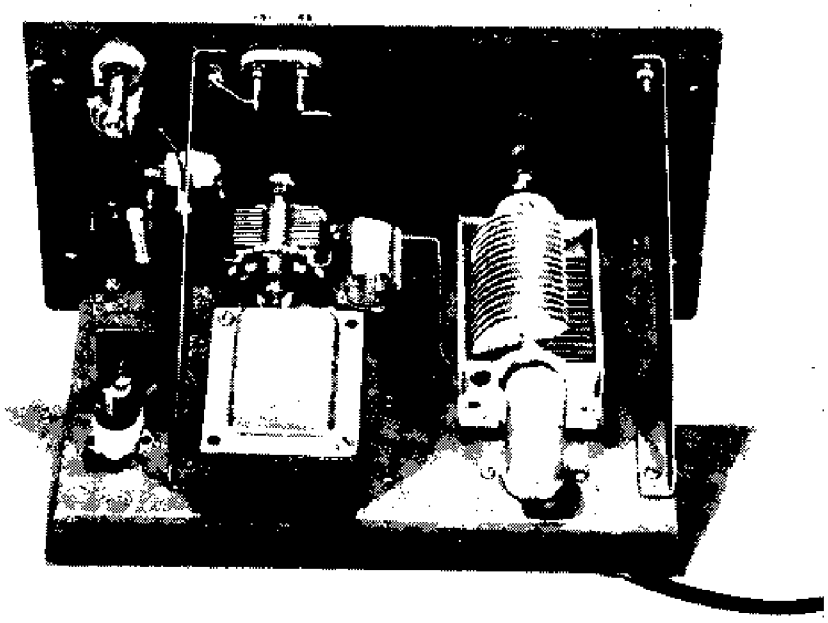


Figura 8.
IL MISURATORE DI CAPACITA' VISTO DA DIETRO

della determinazione di una induttanza con il metodo detto sopra.

Si procede al seguente modo: un circuito accordato, comprendente una induttanza, la capacità incognita e la capacità campione, queste due in derivazione fra loro e a loro volta in derivazione sulla induttanza, viene messo in risonanza su una certa frequenza convenientemente scelta. E' nota naturalmente la capacità del condensatore variabile campione. Allora, se si esclude dal circuito accordato la capacità incognita, e si fa risuonare nuovamente il circuito aumentando il valore della capacità campione, si può determinare quale era il valore della capacità incognita in base alla differenza fra i due valori assunti dal condensatore variabile campione rispettivamente con condensatore incognito disinserito e inserito.

Misuratore di induttanze e di capacità.

Nelle figure 7, 8 e 9 è illustrato uno strumento che consente di effettuare convenientemente la misura di capacità aventi valore relativamente piccolo, con il metodo testè descritto. Nella figura 10 è riportato il circuito elettrico dello strumento.

Il dispositivo consiste di un oscillatore a quarzo che lavora su una frequenza compresa nella gamma fra 3,5 e 4 MHz e la cui uscita è accoppiata induttivamente ad un circuito accordato separato.

La risonanza di questo circuito accordato viene indicata da un voltmetro a diodo nel quale si fa uso di un rivelatore a diodo o a cristallo.

La tensione anodica dell'oscillatore a quarzo è fornita da un piccolo alimentatore contenuto nell'interno dello strumento e nel quale alimentatore viene impiegato un tubo 6AL5 come rettificatore a mezza onda.

Misura delle capacità Riferendoci alla figura 10, si vede che L_2 viene fatta risuonare sulla frequenza dell'oscillatore a quarzo mediante i condensatori C_2 e C_3 più le capacità parassite del circuito. Se C_3 ha una variazione di capacità di 150μμF (capacità massima meno capacità residua), qualsiasi capacità fino al valore di 150μμF potrà essere agevolmente misurata usando la manopola principale di accordo

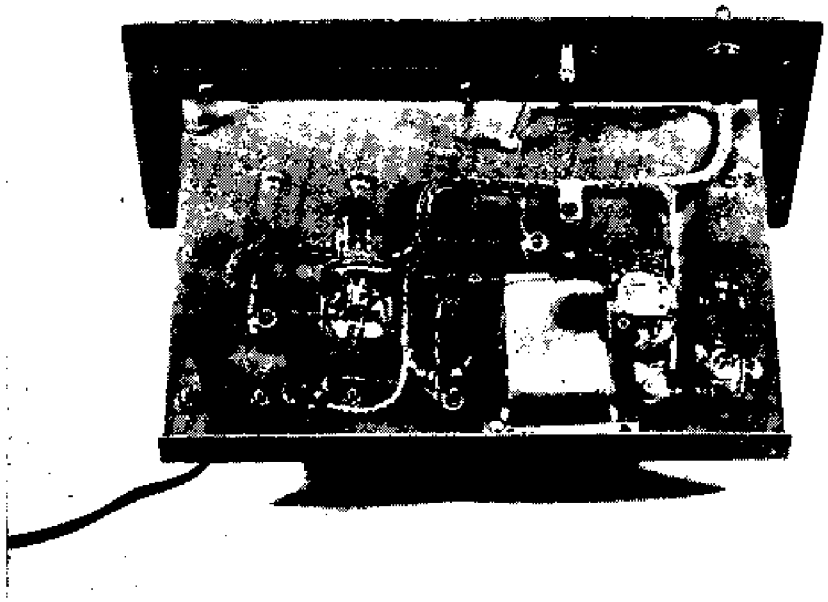


Figura 9.
IL TELAIO DEL MISURATORE DI CAPACITA' VISTO DA SOTTO

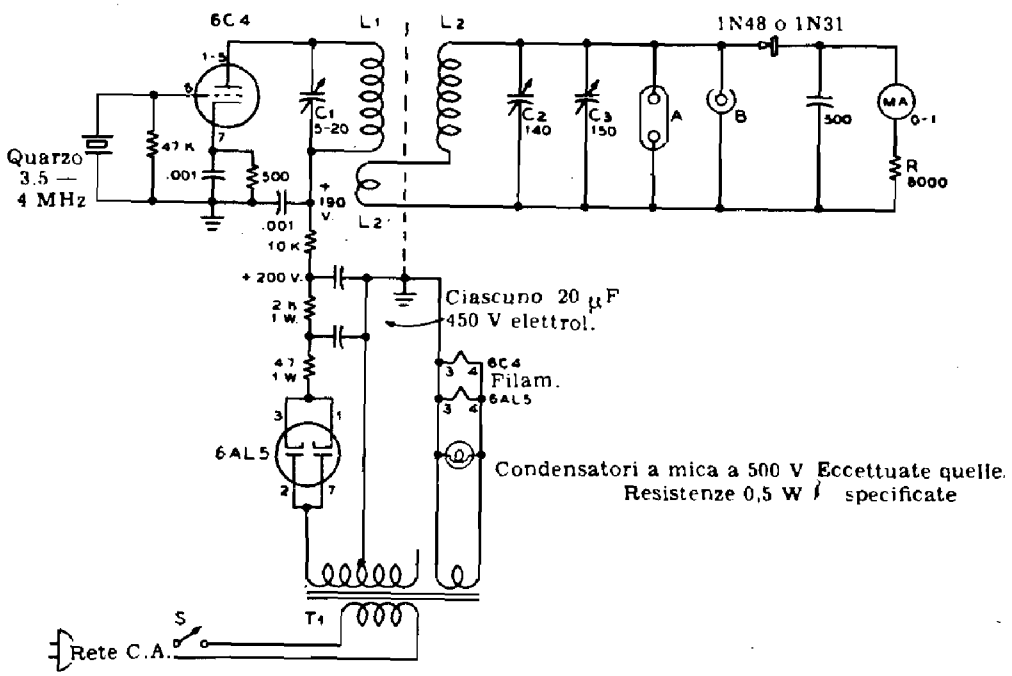


Figura 10.

SCHEMA ELETTRICO DEL MISURATORE DI CAPACITA'

C_1—5 ÷ 20-μμF compensatore ceramico

C_2—140-μμF variabile piccolo

C_3—150-μμF variabile per il campo di capacità: può venire utilizzato quello contenuto nello stadio di uscita di un trasmettitore 274N

L_1—100 spire filo smaltato da 0,2 mm avvolte strettamente su un supporto costituito da un cilindro in polistirolo di 22 mm di diametro

L_2—19 spire avvolte su un supporto di 25 mm di diametro. Passo dell'avvolgimento: 16 spire per ogni 25 mm di altezza di avvolgimento

L_2'—Secondario di accoppiamento da 4 spire, avvolte sulla parte a bassa tensione di L_1

S—Interruttore unipolare per la rete di alimentazione

T_1—Piccolo trasformatore di alimentazione da radioricevitori: 210 + 210 V/50 mA - 6,3/2 A - 5 V/2 A (Quest'ultimo avvolgimento non viene utilizzato).

dello strumento. La procedura sarà la seguente:

1) Si regola C_3 sulla capacità massima, corrispondente allo « O » della manopola pirncipale.

2) Si regola il condensatore di azzeramento C_2 in modo che il circuito risuoni. Questa risonanza è indicata dalla massima deviazione assunta dall'indice del milliampermetro.

3) Si pone fra i terminali indicati con « A » la capacità incognita.

4) Si regola C_3 fino a che viene ripristinato l'accordo del circuito, accordo indicato dalla massima deviazione dell'indice del milliampermetro.

La diminuzione di capacità di C_3 che si è dovuta effettuare per ripristinare l'accordo, inserendo il condensatore incognito, è uguale alla capacità del condensatore da misurare. Il condensatore variabile usato come C_3 dovrà essere del tipo a variazione lineare di capacità in modo che la taratura di capacità sulla manopola principale di accordo sia lineare rispetto alla rotazione dell'armatura mobile.

Quando si hanno limitate esigenze di precisione, la manopola del condensa-

tore variabile principale potrà essere tarata direttamente in base alla conoscenza dei valori massimo e minimo della capacità del condensatore variabile C_3. Ma quando invece si desidera una taratura dello strumento più precisa, la manopola del condensatore variabile principale dovrà venire tarata inserendo fra i terminali marcati « A » un certo numero di condensatori campione, di capacità nota.

Uso del cavo coassiale Spesso si desidera effettuare la misura della capacità di condensatori montati in un circuito senza dover staccare tali condensatori dall'apparecchio nel quale essi sono montati.

Se un reoforo del condensatore è collegato a massa mentre l'altro è isolato da massa, la capacità potrà essere misurata servendosi del cavo coassiale mostrato in figura 7.

L'innesto per cavo coassiale « B » posto sul pannello dello strumento, serve a collegare un cavo tipo RG 59-U lungo 61 cm, il quale viene fatto terminare con due pinzette a coccodrillo dalla parte della estremità libera.

Un cavo coassiale di questo tipo ha una capacità nominale di circa 69μμF per metro ossia approssimativamente di 45μμF per lo spezzone da 61 cm da noi impiegato. Evidentemente quando si inserisce nello strumento tale cavo, a causa della capacità sua più quella parassita, occorrerà ridurre di altrettanto le capacità poste in circuito. Questa compensazione viene realizzata molto semplicemente regolando il condensatore di azzeramento C_2 in modo da ripristinare la risonanza del circuito con cavo coassiale inserito.

In tal modo lo strumento sarà nuovamente in condizione di funzionare normalmente. Però quando si procede alla regolazione dell'induttanza di L_2 durante la messa a punto dello strumento, tale regolazione va effettuata, sulla data frequenza del quarzo prescelta, avendo cura di porre il condensatore variabile principale C_3 sulla massima capacità; il condensatore di azzeramento C_2 dovrà essere anch'esso regolato sulla posizione massima. Così facendo si è certi di poter ripristinare la risonanza anche quando viene inserito il cavo coassiale, dato che si può eliminare dal circuito una capacità tale da compensare quella propria del cavo coassiale.

Misura di capacità alte Lo portata di misura dello strumento può essere aumentata, se si pone in serie al condensatore incognito un condensatore da 150 μμF.

La capacità reale della combinazione dei due condensatori in serie sarà

$$C = \frac{150\ C_X}{C_X + 150}$$

ossia, ricavando C_X

$$C_X = \frac{150\ C}{150 - C}$$

nella quale C è la capacità indicata dalla manopola.

Per questo tipo di misura potrà essere tracciata sulla manopola del condensatore variabile principale, una nuova scala, semplicemente calcolando i valori di capacità C_X corrispondenti alle varie posizioni del condensatore ossia di C_3 di figura 10.

Si noti che la scala di capacità così ottenuta non è più lineare e che le lettere al disopra di circa 2000μμF non

sono più attendibili a causa della compressione della scala.

Misura delle induttanze Con lo strumento illustrato dalle figure 7, 8 e 9 e il cui schema è riportato in figura 10 è possibile misurare anche induttanze, comprese entro una gamma di valori limitati.

La procedura è la seguente:

1) Si pone un condensatore noto da 150μμF fra i terminali contrassegnati con « A ».

2) Si sposta la manopola del condensatore variabile principale fino ad ottenere la risonanza facendo in modo che questa avvenga per la posizione estrema della graduazione di detto condensatore, contrassegnata con 150μμF, ossia alla capacità minima del condensatore.

3) Si pone ora fra i terminali indicati con « A » la induttanza incognita.

4) Si regola nuovamente il condensatore variabile principale in modo da ottenere la risonanza.

Con questo metodo possono essere misurate induttanze il cui valore sia compreso fra 13μH e 200μH. La relazione fra il valore della induttanza incognita e i valori letti sulla manopola del condensatore variabile è la seguente:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} = \frac{1}{39{,}5 f^2 C}$$

oppure

$$C = \frac{1}{39{,}5 f^2 L_X}$$

La taratura della manopola del condensatore variabile principale può essere effettuata direttamente in termini di induttanza, in base alla prima delle due formule sopra riportate.

Evidentemente la scala delle induttanze ha un estremo che corrisponde ad una induttanza infinita e i valori più alti di induttanza sono, nella manopola, molto compressi. Il minimo valore di induttanza sarà quello cui corrisponde una reattanza induttiva eguale alla reattanza capacitiva di un condensatore da 150μμF alla frequenza del quarzo. Per lo strumento illustrato sopra, tale valore minimo di induttanza è di 13μH.

L'indicatore di risonanza L'indicatore di risonanza è un voltmetro a diodo con una impedenza relativamente bassa. A causa di ciò il coefficiente di merito Q del circuito accordato, quando lo strumento è in funzione, viene ridotto in conseguenza dell'effetto smorzante del voltmetro a diodo. Poichè allora il Q totale del circuito di misura risulta relativamente basso, il Q reale dei componenti da misurare può variare ampiamente senza che ciò provochi apprezzabile effetto sulla tensione sviluppata sul circuito accordato.

Per tale ragione possono essere misurati con eguale facilità e attendibilità condensatori variabili in aria, condensatori fissi a mica e condensatori a carta.

Il valore migliore da adottare per la resistenza in serie R del voltmetro a diodo, può essere determinato per tentativi. Il valore da noi prescelto per l'apparato illustrato precedentemente dà una deviazione a 3/4 di scala dell'indice dello strumento, quando il circuito è in risonanza.

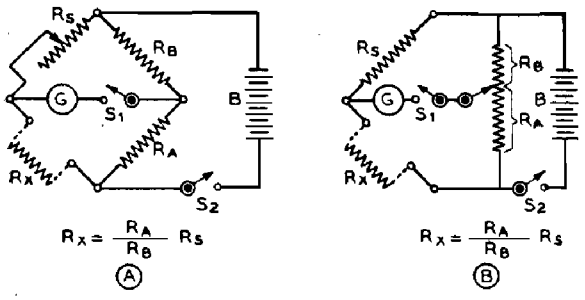


Figura 11.

DUE CIRCUITI DI PONTI DI WHEATSTONE

Questi circuiti vengono usati per misurare le resistenze a corrente continua. In (A) le due resistenze RB ed RA sono fisse e l'equilibrio del ponte viene ottenuto agendo sulla resistenza campione RS. In questo caso la resistenza campione sarà normalmente del tipo a decadi che, fino a 1110 Ω oppure a 11110 Ω può essere variata a salti di 1 Ω per volta. In (B) la resistenza campione è fissa e se ne impiega una per ogni campo di misura. L'equilibrio del ponte si ottiene modificando contemporaneamente le resistenze RA ed RB e quindi il loro rapporto. In questo caso RA ed RB saranno costituite da un potenziometro a filo tarato oppure da un potenziometro con filo calibrato e il loro rapporto verrà espresso o come rapporto delle due resistenze oppure come rapporto degli angoli relativi a tali resistenze. Si noti che la formula con la quale, in base alle tre resistenze note, viene ricavata la resistenza incognita, è la stessa per entrambi i circuiti (A) e (B).

Misure con ponti

L'esperienza ha dimostrato che uno dei metodi più precisi e solleciti per effettuare la misura in audiofrequenza dei componenti dei circuiti (resistenza, capacità e induttanze), è quello dei ponti a corrente alternata.

Il ponte di Wheatstone è uno dei sistemi più precisi per effettuare la misura a corrente continua delle resistenze.

Con un semplice ponte come quello illustrato dalla figura 11 A è estremamente facile eseguire misure a corrente continua di resistenze con una precisione tale da poter garantire anche la quarta cifra significativa. Con un ponte a corrente alternata funzionante entro le sue normali portate sia come frequenza che come campo di valori, è possibile effettuare misure tali da poter garantire la terza cifra significativa.

Tanto i ponti a corrente alternata quanto quelli a corrente continua consistono di un generatore di tensione rispettivamente alternata e continua, di un campione di riferimento per le misure, di un sistema per confrontare tale campione al componente incognito che si vuol misurare e infine di un sistema che indichi il raggiungimento del bilanciamento.

Il generatore di tensione per un ponte a corrente continua è costituito normalmente da una batteria di pile a secco mentre l'indicatore di equilibrio è un galvanometro molto sensibile.

Nei ponti a corrente alternata il generatore di tensione è costituito da un oscillatore ad audiofrequenza (normalmente funzionante su circa 1000 Hz) e l'indicatore di equilibrio nella quasi totalità dei casi è una cuffia telefonica.

Il campione di riferimento per i ponti a corrente continua è una resistenza, normalmente a decadi. Per i ponti a corrente alternata i campioni di riferimento possono essere resistenze, capacità e induttanze a seconda dei casi.

Nella figura 11 sono riportati due tipi generali di ponti di Wheatstone per corrente continua. In « A » i cosiddetti rami di rapporto R_A ed R_B sono fissi (normalmente su un rapporto 1 a 1, 1 a 10, 1 a 100 o 1 a 1000) e la resistenza campione R_S è variabile in modo che si possa raggiungere l'equilibrio del ponte.

Nei ponti costruiti dalle migliori ditte normalmente esistono due o più pul-

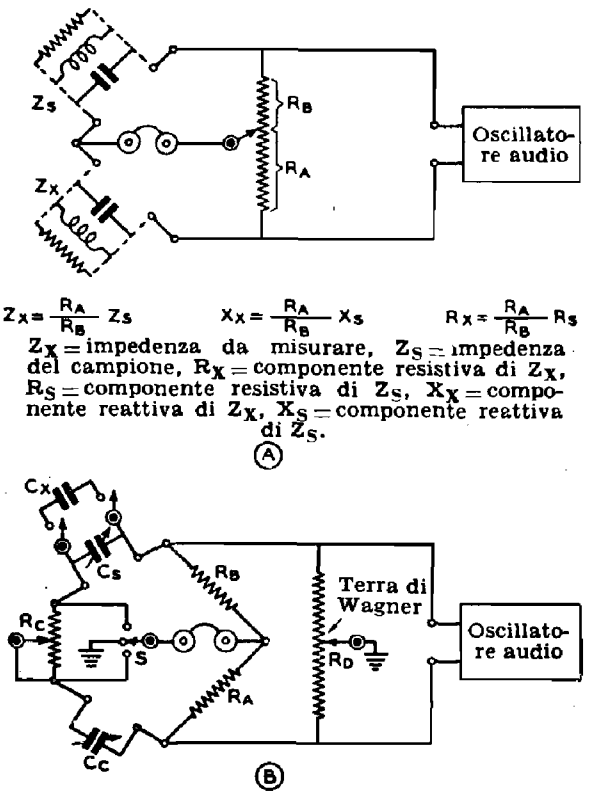


Figura 12.

DUE CIRCUITI PER PONTI A CORRENTE ALTERNATA

Il funzionamento di questi ponti è sostanzialmente identico a quello dei ponti della figura 11, eccetto che i ponti a corrente alternata sono alimentati da una tensione alternata invece che da una tensione continua. Inoltre nei ponti a corrente alternata si usa un rivelatore telefonico invece che un galvanometro sensibile. Il ponte illustrato in (A) può venire usato per la misura di resistenze ma normalmente viene impiegato per eseguire la misura di impedenza e di reattanza di bobine e condensatori a frequenze comprese fra 200 e 1000 Hz. Il ponte illustrato in (B) viene usato per misurare, col metodo di sostituzione, capacità relativamente piccole. Nel testo è riportata una trattazione completa di ambedue i tipi di ponti.

santi che consentono di aumentare progressivamente la sensibilità del galvanometro, man mano che ci si avvicina all'equilibrio del ponte.

La figura 11 B rappresenta il ponte cosiddetto « a filo » nel quale vengono usati campioni di riferimento fissi mentre può essere variato con contiuità il rapporto fra i due rami R_A e R_B.

I ponti a filo possono consistere, come effettivamente dice il nome, di un contatto mobile lungo uno spezzone di filo di sezione costante, nel qual caso il rapporto fra R_A ed R_B sarà dato direttamente dal rapporto delle lunghezze dei rispettivi rami, entrambe espresse nella stessa unità di misura. Se il filo è avvolto attorno ad un disco, il rapporto potrà essere espresso sotto forma di angoli.

In altri ponti, la resistenza con cursore potrà essere costituita da un potenziometro a filo, lineare con una manopola graduata in gradi o in resistenze.

Nella figura 12 A è riportato lo schema di un semplice ponte a corrente alternata per la misura di induttanze e di capacità. Esso può altresì, se lo si vuole, venire impiegato anche per la misura di resistenze.

I quattro rami del ponte possono essere costituiti in un gran numero di modi. Come nei ponti a corrente continua, R_B ed R_A costituiscono i rami che danno il rapporto ed esse possono essere entrambe fisse oppure entrambe variabili, oppure possono essere una fissa ed una variabile. R_B e R_A possono altresì essere costituite dai due tratti di un unico filo con un cursole intermedio.

In ogni caso con questo tipo di ponte è sempre necessario usare un campione che presenti lo stesso tipo di impedenza presentata dal componente che si vuol misurare: resistenze campioni per effettuare la misura di resistenze; capacità campioni per misurare le capacità e induttanze campioni per misurare induttanze.

Inoltre sarà di grande aiuto, nell'ottenimento di un preciso equilibrio del ponte, usare un campione che abbia all'incirca lo stesso valore di resistenza, capacità o induttanza rispetto al componente incognito da misurare.

Quando si eseguono misure di impedenza con ponte a corrente alternata, si otterrà in equilibrio più accurato se il campione ha approssimativamente lo stesso fattore di potenza del componente incognito. Perchè ciò avvenga occorre che il campione sia costruttivamente analogo al componente incognito.

Se tutte le precauzioni di cui sopra sono state osservate, si riscontrerà che le misure di resistenza, capacità e induttanza con i ponti a corrente alternata risultano di agevole esecuzione, almeno per i valori usualmente impiegati in radiotecnica.

Senonchè con il ponte illustrato in figura 12 A si riscontreranno difficoltà ad eseguire misure accurate di capacità, quando queste sono minori di circa 1000 μμF. Per valori di capacità compresi fra pochi micro-microfarad e circa 1000 μμF darà invece risultati soddisfacenti l'impiego del ponte a sostituzione di capacità con terra di Wagner, illustrato dalla figura 12 B. In tale ponte i rami R_A e R_B debbono avere lo stesso valore, con tolleranza massima dell'1 per cento e questo valore può essere compreso fra 2500 e 10.000 Ω. Con tale valore si ottengono risultati soddisfacenti.

Le due resistenze R_c e R_d saranno costituite da potenziometri a filo da 1000 Ω.

Il condensatore C_s sarà un variabile a variazione lineare di capacità, con capacità massima da 500 a 1000 μμF. Esso sarà munito di una manopola a demoltiplica accuratamente tarata.

Il condensatore C_c sarà variabile con capacità massima da 700 a 1000 μμF. Esso potrà essere un normale condensatore variabile a due o tre sezioni per radioricevitori, con le sezioni collegate in parallelo fra loro.

La procedura da seguire nell'effettuare la misura è la seguente: il condensatore incognito C_X viene posto in derivazione sul condensatore campione C_s. La terra di Wagner R_D viene spostata in un senso o nell'altro, di una piccola quantità rispetto al centro, fino a che, col commutatore S posto nella posizione centrale, non si senta più alcun segnale nel rivelatore telefonico.

Successivamente si sposta S su una delle due posizioni esterne mentre C_c viene posto su una capacità alquanto maggiore di quella che può preventivamente attribuirsi al condensatore incognito C_X.

Si cercherà di mantenere in equilibrio il ponte, agendo sul condensatore campione C_s.

Per ottenere un perfetto equilibrio potrà essere necessario spostare il commutatore S sulla posizione esterna e diminuire il valore della resistenza R_c.

Una volta raggiunto il perfetto equilibrio, si prenda nota della capacità indicata dalla manopola del condensatore variabile pincipale C_s e si disinserisca C_X dal circuito. Nel fare ciò si tenga presente la precauzione di non muovere i collegamenti che andavano a C_X, poichè altrimenti si viene a modificare la loro mutua capacità introducendo così un errore nella misura. Una volta disinserito il condensatore incognito C_X, si vari la posizione del condensatore variabile principale C_s fino a riottenere un perfetto equilibrio del ponte. La diffe-

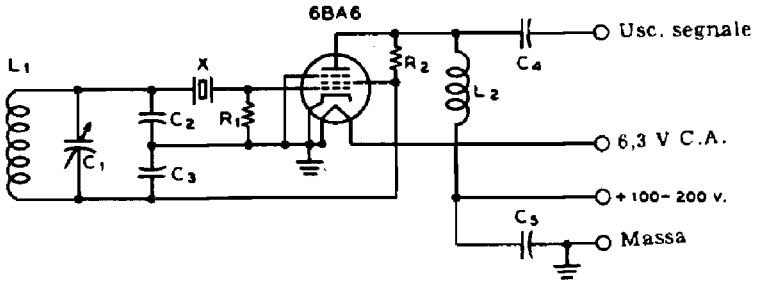


Figura 13.

SCHEMA ELETTRICO DEL TRACCIATORE DI FREQUENZA A 100 KHz

C_1—100-μμF compensatore in aria
C_2—0,0003-μF a mica, piccolo
C_3—0,0003-μF a mica, piccolo
C_4—50-μμF a mica, piccolo
C_5—0,002μ-F a mica, piccolo
R_1—100-KΩ - 0,5 W
R_2—100-KΩ - 0,5 W
L_1—Impedenza schermata a radiofrequenza, da 10 mH
L_2—Impedenza a radiofrequenza da 2,1 mH
X—Quarzo da 100 KHz.

renza fra i due valori di capacità di C_s così ottenuti è evidentemente uguale alla capacità del condensatore incognito C_X.

Esistono molti altri tipi di ponti a corrente alternata che possono venire vantaggiosamente usati quando si vogliano misurare induttanze partendo da condensatori campioni, oppure per determinare una frequenza sulla base di resistenze e capacità campioni e così via. Nel Radio Engineers Handbook del Terman si trova una eccellente trattazione dei tipi più diffusi di circuiti per ponti a corrente alternata.

26-3 Misure di frequenza.

Tutte le misure di frequenza si basano sulla trasmissione di segnali da parte della stazione WWV del « National Bureau of Standard » degli Stati Uniti. Questa stazione trasmette continuamente sulle frequenze di 2,5, 5, 10, 15, 20, 25, 30 e 35 MHz. L'onda portante per le frequenze inferiori a 30 MHz, viene modulata alternativamente con una nota pura ad audiofrequenza a 440 Hz oppure a 600 Hz. La modulazione con ognuna di queste due audiofrequenze dura esattamente 4 minuti, ossia per 4 minuti l'onda portante viene modulata a 440 Hz e nei successivi 4 minuti a 600 Hz poi nuovamente a 440 Hz e così via.

La modulazione viene interrotta al principio del 59° minuto di ogni ora e ogni cinque minuti e la durata di tali interruzioni è di un minuto esatto. Durante questi intervalli di modulazione, della durata di un minuto, viene trasmesso in codice l'ora civile di Greenwich, seguita da una voce che comunica l'ora esatta.

La precisione di tutte le radio e audiofrequenze trasmesse dalle stazioni WWV è migliore di una unità su 50 milioni. Ogni secondo viene trasmesso un impulso della durata di 5000 microsecondi, costituito da 5 cicli di una nota a 1000 Hz. Questi impulsi, sentiti ad orecchio, sembreranno un colpo che avviene ad ogni secondo. Al 59° secondo di ogni minuto non viene trasmesso nessun impulso.

La trasmissione di queste frequenze campioni da parte della stazione WWV può essere impiegata per determinare con precisione estrema i limiti entro i quali debbono essere contenute le frequenze di trasmissione delle stazioni dilettantistiche. Per fare ciò si impiegherà un buon radioricevitore professionale munito di dispositivo per tracciare le frequenze terminali di una banda ampia 50, 100 oppure 200 KHz. Descriveremo tra poco tale dispositivo.

L'oscillatore di bassa frequenza per tale dispositivo potrà essere eventualmente del tipo autoeccitato, ma sarà meglio che sia invece del tipo con controllo a quarzo. Si possono acquistare quarzi per basse frequenze con una spesa veramente irrisoria, in qualche caso addirittura inferiore a quella che si sosterrebbe per l'acquisto dei componenti dell'oscillatore auto-eccitato. Inoltre il quarzo presenta anche il pregio di poter essere regolato in modo che la frequenza di una sua armonica coincida esattamente con una delle frequenze emesse dalla stazione WWV. In tal modo risulta molto agevole constatare una eventuale deriva di frequenza del quarzo, anche se tale deriva fosse di pochi hertz. D'altro canto, se si facesse uso di un oscillatore autoeccitato, la frequenza di questo dovrebbe venire controllata molto spesso allo scopo di evitare che si discosti sensibilmente dal suo valore nominale, con sensibile perdita di tempo.

Impiego del tracciatore di frequenza

Per l' impiego del dispositivo « tracciatore di frequenza » (frequency spotter) sarà necessario soltanto accoppiare l'uscita dell'oscillatore al terminale di antenna del ricevitore. Tale accoppiamento dovrà essere attuato mediante una capacità estremamente piccola, che verrà preferibilmente realizzata avvolgendo l'uno sull'altro due pezzi di filo isolato in cotone sterlingato. Dopo di ciò si sintonizzerà il ricevitore su una delle frequenze emesse dalla stazione WWV. Di giorno si impiegherà preferibilmente la stazione WWV a 15 MHz mentre di notte sarà opportuno usare quella a 5 o 10 MHz.

Si regolerà ora il compensatore dell'oscillatore fino a che si ottenga il battimento zero fra l'armonica dell'oscillatore e la frequenza emessa dalla stazione WWV.

Quando si fa uso di un oscillatore pilotato a quarzo non si avrà alcuna difficoltà ad impiegare una armonica dell'oscillatore nell'eseguire il battimento, dato che si è sicuri del valore della frequenza fondamentale di funzionamento dell'oscillatore. Invece quando si usa un

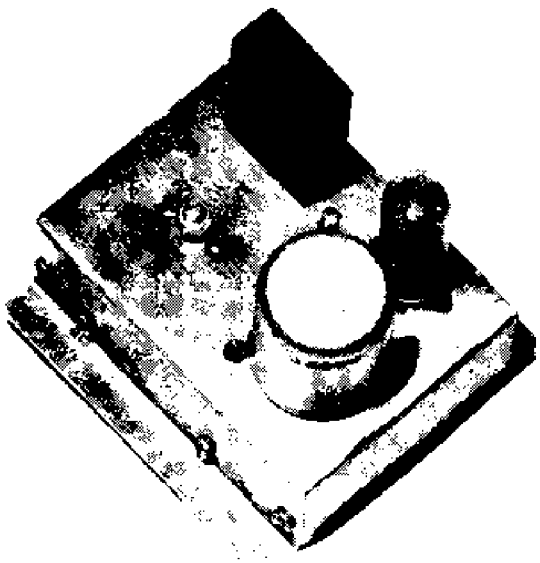


Figura 14.
L'OSCILLATORE A 100 KHz VISTO DALL'ALTO

oscillatore autoeccitato occorre preventivamente accertarsi che esso funzioni esattamente su 50, 100 oppure 200 KHz, a seconda della frequenza che è stata scelta. Per accertarsi di ciò occorrerà constatare che il battimento zero venga ottenuto simultaneamente su tutte le frequenze emesse dalla stazione WWV che possono essere ricevute e inoltre occorrerà accertarsi che nessuna armonica dell'oscillatore cada nelle bande di frequenza dilettantistiche, indicate approssimativamente dalla scala del radioricevitore.

Tracciatore di frequenza a 100 KHz

L'apparato illustrato dalle figure 14 e 15, e il cui schema elettrico è riportato in figura 13 può essere usato per due applicazioni similari, sebbene differenti l'una dall'altra.

Figura 15.

IL TELAIO DEL TRACCIATORE DI FREQUENZA, VISTO DAL BASSO

La piastrina con quattro terminali di ancoraggio serve a collegare il ricevitore o l'oscillatore a frequenza variabile, entro il quale viene installato il tracciatore di frequenza, con oscillatore a 100 KHz.

La sua prima applicazione consiste nel tracciare le frequenze terminali delle bande dilettantistiche. Quando l'apparato viene usato a tale scopo, esso verrà di solito installato dentro la custodia stessa del ricevitore e la sua uscita verrà accoppiata col circuito di antenna del ricevitore. La potenza estremamente bassa necessaria per l'alimentazione del tubo oscillatore a quarzo 6BA6 potrà essere prelevata direttamente dall'alimentatore del ricevitore.

La seconda applicazione del tracciatore di frequenza si ha nella esecuzione della taratura di un oscillatore a frequenza variabile. Quando l'apparato serve a tale scopo, verrà normalmente installato dentro la stessa custodia dell'oscillatore a frequenza variabile e verrà impiegato insieme ad un semplice amplificatore ad audiofrequenza, costituito dai due triodi di un doppio triodo 6SL7 collegati in cascata e terminanti in un rivelatore telefonico o in una cuffia. Per questa applicazione, C_4 verrà collegato alla griglia della prima metà del doppio triodo 6SL7, alla quale viene anche inviata una piccola frazione della tensione a radiofrequenza sviluppata dall'oscillatore a frequenza variabile. Mediante questo artificio, si potranno tracciare sulla manopola graduata dell'oscillatore a frequenza variabile, tutte le frequenze multiple di 100 KHz e si potranno così definire le frequenze limiti delle gamme dilettantistiche. Questo impiego del tracciatore di frequenza è di estrema utilità quando si voglia trasmettere su frequenze prossime alle frequenze limiti delle gamme stesse.

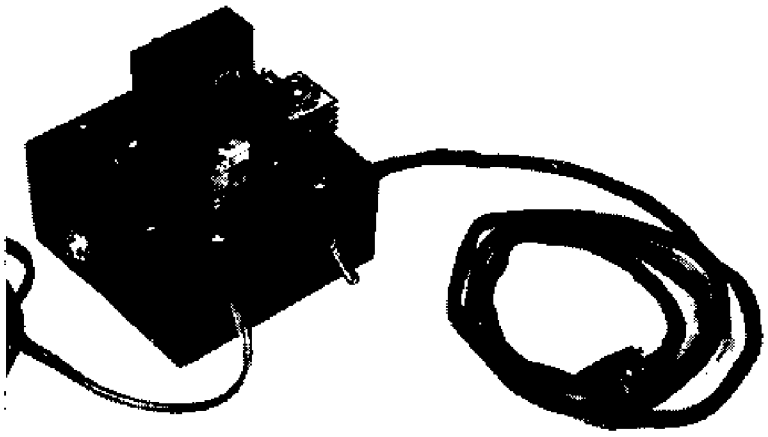


Figura 16.
L'ALIMENTATORE MINIATURIZZATO

Il circuito dell'oscillatore Il quarzo a 100 KHz viene impiegato come organo di accoppiamento nel circuito di griglia di un tubo oscillatore facente parte di un circuito oscillatore Colpitts. A causa della risonanza estremamente acuta del quarzo, l'oscillatore potrà funzionare soltanto entro uno strettissimo intervallo di frequenze posto intorno alla frequenza nominale del quarzo.

Nel circuito illustrato in figura 13 la griglia-schermo è alimentata dall'anodo del tubo invece che dal polo positivo della tensione anodica. Con questo artificio si è ottenuta una maggiore tensione di uscita sulle frequenze armoniche.

Le prove effettuate sull'apparato hanno dimostrato che si ottiene un buon livello di uscita anche sulle armoniche la cui frequenza raggiunga i 30 MHz.

Il compensatore in aria C_1 ha lo scopo di spostare leggermente la frequenza di funzionamento del quarzo in modo da portarla esattamente su 100 KHz. Questa regolazione potrà essere compiuta ascoltando, con un radioricevitore professionale, il battimento fra una delle frequenze emesse dalla stazione WWV e la corrispondente armonica dell'oscillatore a quarzo. Il raggiungimento della esatta frequenza di 100 KHz di questo oscillatore verrà reso evidente dall'annullarsi della frequenza del battimento.

Apparecchiature di laboratorio miniaturizzate e unificate

Molte apparecchiature di laboratorio impiegate occasionalmente nelle stazioni dilettantistiche richiedono l'impiego di un piccolo alimentatore per l'alimentazione anodica e dei filamenti.

Spesso l'alimentatore costituisce la più grave fonte di spese nella costruzione delle apparecchiature di laboratorio. Le piccole apparecchiature di controllo descritte nelle pagine seguenti sono state progettate in modo da poter essere alimentate da un unico piccolo alimentatore.

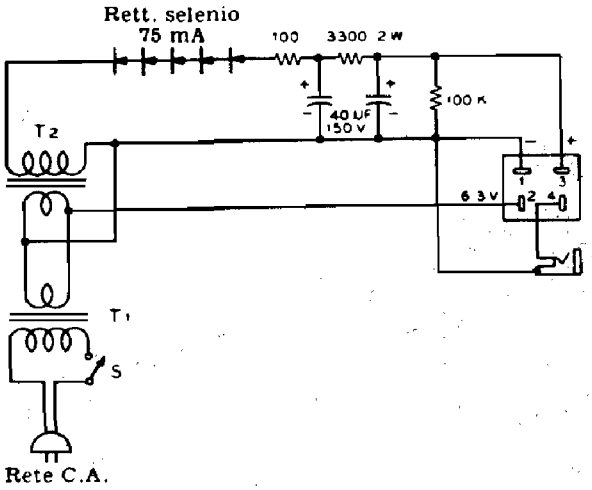


Figura 17.

SCHEMA ELETTRICO DELL'ALIMENTATORE MINIATURIZZATO

I trasformatori T_1 e T_2 sono del tipo per filamenti con erogazione di corrente compresa fra 1,2 e 2 A a 6,3 V. Il trasformatore T_2 è montato in opposizione rispetto a T_1 in modo da aversi così sul primario di T_2 una tensione uguale a quella di rete, ma isolata rispetto a quest'ultima.

Questo alimentatore termina con un cavo a quattro conduttori munito di presa volante a quattro poli in modo che questa possa essere inserita nelle opportune spine poste sulle varie apparecchiature di controllo.

Con lo stesso criterio possono venire costruite altre apparecchiature di laboratorio e di controllo in modo che sostanzialmente tutte queste apparecchiature ausiliarie delle stazioni dilettantistiche possano venire alimentate da uno stesso alimentatore, mediante il semplice innesto della presa volante a quattro poli nella spina in esse predisposta.

L'alimentatore Nella figura 16 è illustrato un tipo di alimentatore adatto ad essere collegato alle apparecchiature di controllo realizzate secondo il criterio innanzi detto. Lo schema elettrico di tale alimentatore è riportato in figura 17.

L'alimentatore è contenuto entro una sottile scatola metallica avente le dimensioni di 10×10×5 cm. L'alta tensione per il raddrizzatore al selenio da 75 mA è fornita da due trasformatori da filamenti da 6,3 V-1,2 A montati in opposizione, in modo così da avere sul primario del secondo trasformatore una tensione uguale a quella di rete, ma da questa isolata.

L'uscita del rettificatore al selenio viene filtrata da un circuito a resistenza-capacità. Una resistenza zavorra è posta sull'uscita dal filtro.

In assenza di carico, la tensione sviluppata dall'alimentatore raggiunge i 135 V quando la tensione di rete è di 115 V. Tale tensione si riduce a 115 V quando viene assorbita dal circuito di utilizzazione una corrente di 5 mA. Per una corrente di 8 mA la tensione di uscita dall'alimentatore diviene di 90 V; per 12,5 mA di 62,5 V e per 14 mA di 55 V. Pertanto l'alimentatore è in grado di sviluppare sul carico esterno una potenza raddrizzata massima di 0,75 W. Poichè l'assorbimento di corrente a 6,3 V da parte dell'alimentatore è inferiore a 0,7 A, il trasformatore di filamento T potrà ancora alimentare a 6,3 V un carico che assorba 0,9 A, carico che può essere costituito dai riscaldatori dei tubi elettronici impiegati nello strumento da alimentare.

L'alimentatore illustrato dalle figure 16 e 17 comprende un interruttore di rete, inserito sulla sua linea di alimentazione dalla rete. Inoltre, inserito su uno dei quattro conduttori del cavo di alimentazione, vi è un innesto a « jack » del tipo a circuito chiuso, con il corpo

collegato a massa. Questo innesto è stato predisposto in modo da poter inserire, nel circuito di ritorno di griglia dell'oscillatore di un misuratore ad assorbimento di griglia, un milliampermetro indicatore da 1 mA fondo scala. Questa inserzione sarà effettuata mediante una spina a « jack ».

Si possono ovviamente attuare altre varianti al circuito dell'alimentatore quando si vuol tener conto di esigenze particolari di altre apparecchiature di laboratorio.

Nella figura 18 è riportato lo schema elettrico di un altro tipo di alimentatore nel quale, anzichè fare uso di due trasformatori in opposizione, si impiega un piccolo trasformatore di alimentazione del tipo usuale. Nella figura 19, assieme al misuratore ad assorbimento di griglia (grid-dip meter), è riprodotto questo alimentatore.

Il piccolo trasformatore di alimentazione impiegato fornisce al secondario una tensione di 117 V con possibilità di erogare una corrente di 50 mA. Esso ha inoltre un secondario che consente l'accensione dei tubi delle apparecchiature di controllo, e tale secondario può fornire, a 6,3 V, una corrente di 1,5 A.

Questo secondo tipo di alimentatore è montato su un telaio uguale a quello dell'alimentatore della figura 16 e con gli stessi accorgimenti costruttivi.

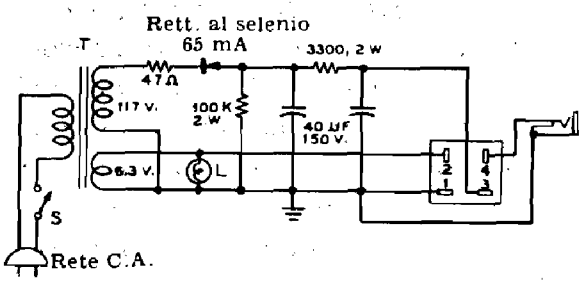


Figura 18.

UN ALTRO TIPO DI ALIMENTATORE MINIATURIZZATO

Il trasformatore di alimentazione è progettato espressamente per l'impiego in alimentatori di questo tipo. Le sue caratteristiche sono: Primario, adatto alla tensione di rete disponibile. Secondari: 120 V - 50 mA; 6,3 V - 2 A

Il misuratore ad assorbimento di griglia.
(Grid - Dip Meter)

Nella esecuzione delle operazioni di allineamento l'uso di un misuratore ad assorbimento di griglia dà risultati preziosissimi.

Sostanzialmente, un misuratore ad assorbimento di griglia consiste in un semplice oscillatore, avente potenza molto bassa, accoppiato ad un misuratore che indica la corrente rettificata della griglia. Naturalmente vengono sempre introdotti tutti gli accorgimenti più opportuni per facilitare più che possibile l'accoppiamento del circuito accordato dell'oscillatore di questo strumento con il circuito da controllare.

La principale applicazione dei misuratori ad assorbimento di griglia consiste nella possibilità di determinare quale è la frequenza di risonanza di un circuito esterno al quale il misuratore viene accoppiato, senza la necessità che questo circuito sia percorso da corrente a radiofrequenza; ossia la misura può essere effettuata anche quando l'apparato da controllare sia spento.

Per eseguire una misura del genere, il circuito accordato del misuratore ad assorbimento di griglia viene accoppiato al circuito in esame o direttamente o a mezzo di un secondario di accoppiamento (link) e si procede alla misura variando la frequenza di funzionamento dell'oscillatore dello strumento dentro il

campo di frequenze nel quale si prevede che risuoni il circuito accordato esterno. Quando la frequenza di oscillazione del misuratore ad assorbimento di griglia coincide esattamente con la frequenza di risonanza del circuito accordato esterno, viene assorbita da quest'ultimo una parte della potenza a radiofrequenza generata dall'oscillatore del misuratore e la corrente di griglia del tubo oscillatore subisce una brusca caduta per effetto dell'assorbimento da parte del circuito esterno. Da qui ha origine il nome dello strumento.

Poichè la principale applicazione dei misuratori ad assorbimento di griglia sta nella determinazione della frequenza di risonanza di un circuito accordato esterno, è evidente che lo strumento avrà un campo di applicazione tanto più vasto quanto più ampia è la gamma di frequenze che esso è in grado di coprire.

Normalmente si considera sufficiente, per ogni bobina del misuratore, una copertura di gamma di frequenze avente un rapporto due a uno.

Un'altra applicazione dei misuratori ad assorbimento di griglia consiste nel loro impiego come generatori di segnali a radiofrequenza, non schermati, che consentono la esecuzione dell'allineamento preliminare di ricevitori funzionanti su frequenze altissime (v.h.f.).

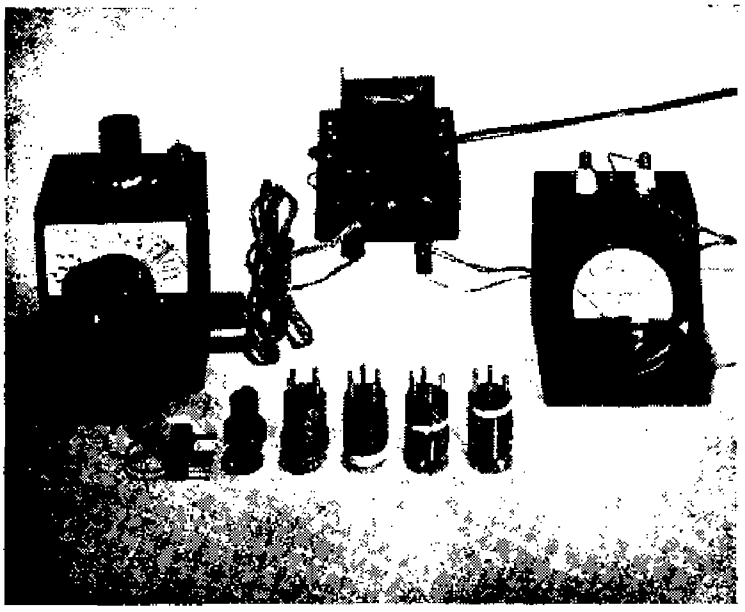
Per una applicazione del genere, il misuratore ad assorbimento di griglia verrà accoppiato in maniera relativamente stretta al ricevitore, in modo che il segnale emesso dallo strumento arrivi direttamente al circuito accordato che pilota lo stadio rivelatore. Successivamente si farà in modo da fare arrivare il segnale del misuratore agli stadi precedenti il rivelatore, fino a che si arriverà al primo trasformatore di aereo.

Dopo avere eseguito questo allineamento, si spegnerà il misuratore ad assorbimento di griglia e si eseguirà l'allineamento definitivo del ricevitore servendosi del disturbo generato dal primo circuito accordato, oppure di quello generato da una antenna o, meglio ancora, servendosi dei segnali emessi da un generatore di segnali schermato, se un tale strumento è disponibile.

Figura 19.

IL MISURATORE AD ASSORBIMENTO DI GRIGLIA COMPLETO

E' visibile, arretrato, l'alimentatore miniaturizzato il cui schema elettrico è quello della figura 18. Sono visibili in primo piano la serie di bobine oscillatrici. A sinistra vi è l'oscillatore mentre a destra vi è il milliampermetro indicatore. Sull'oscillatore è montata la bobina per 3,5 MHz. Le bobine sono disposte da sinistra a destra, in ordine decrescente di frequenza.



Il circuito del misuratore

La parte oscillatrice dello strumento impiega metà di un tubo a doppio triodo tipo 6J6 funzio-

nante come oscillatore ultra-audion. Solo nella gamma intorno ai 3,5 MHz il tubo viene fatto oscillare in un circuito Hartley, effettuando una presa intermedia nella bobina. Tale presa viene collegata a massa.

Si preferisce fare oscillare il tubo secondo il circuito ultra-audion perchè, così facendo, la bobina oscillatrice avrà solo due terminali: non avrà cioè alcuna presa intermedia e neanche avvolgimenti di reazione.

Come si può vedere dallo schema elettrico riportato in figura 22, il numero di componenti che fanno parte del circuito oscillatore vero e proprio è estremamente ridotto. Questi pochi componenti usati sono anche visibili nella fotografia di figura 20 che mostra l'interno della scatola contenente l'oscillatore.

L'oscillatore è contenuto in una scatola metallica verniciata le cui dimensioni esterne sono di cm. 7,5 × 10 × 13. Si potranno usare dimensioni ancora minori, qualora si dispone di una manopola a demoltiplica e di una scala ancora più piccole di quelle usate nella realizzazione dell'apparato illustrato.

Per coprire la gamma che si estende da 3,1 MHz a 180 MHz vengono usate sette bobine.

La frequenza limite superiore dell'apparato è di 190 MHz ed essa è determinata dalla lunghezza dei collegamenti e dal tipo di costruzione e di montaggio impiegati.

Qualora fosse necessario disporre di un misuratore ad assorbimento di griglia funzionante nella gamma da 120 MHz a 290 MHz, si potrà procedere alla costruzione dello strumento illustrato nella figura 21.

Con entrambi i misuratori, quello

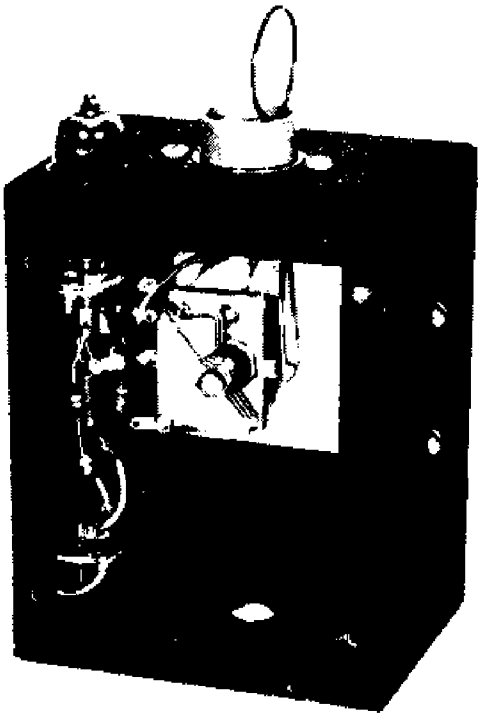


Figura 20.
INTERNO DEL MISURATORE AD ASSORBIMENTO DI GRIGLIA

per frequenze relativamente basse e quello per frequenze più alte, si può fare uso dell'alimentatore miniaturizzato illustrato dalla figura 16 o di quello il cui schema elettrico è riportato in figura 18.

Tanto il misuratore ad assorbimento di griglia funzionante a frequenze relativamente basse quanto l'altro, richiedono per l'alimentazione del filamento del tubo oscillatore 0,45 A alla tensione di 6,3 V. Per l'alimentazione anodica sono necessari da 6 ad 8 mA ad una tensione da 100 a 130 V.

Il collegamento fra l'alimentatore e il misuratore ad assorbimento di griglia verrà effettuato mediante un cavo a quattro conduttori, lungo circa un me-

tro e mezzo. Questo cavo, oltre che portare le tensioni dell'alimentatore all'oscillatore, riporta sull'alimentatore il ritorno del circuito di griglia del tubo oscillatore. In tal modo si rende possibile misurare la corrente di griglia di questo tubo inserendo nell'alimentatore un milliampermetro a corrente continua da 1 mA fondo-scala. Tale inserzione viene fatta a mezzo di una spina a « jack » che si inserisce nella apposita presa, predisposta sull'alimentatore.

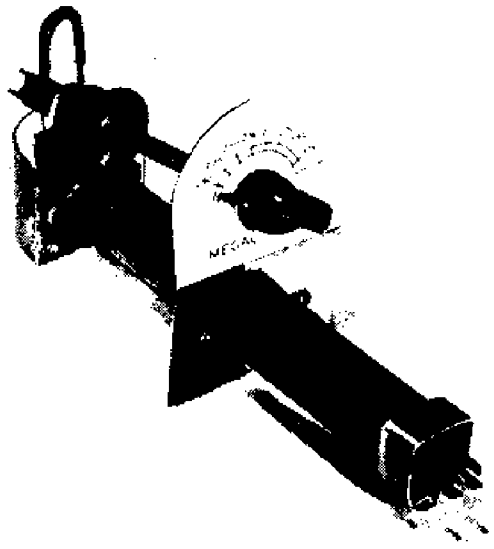
La corrente di griglia del tubo oscillatore normalmente si aggira fra 0,2 e 0,6 mA. I più alti valori di tale corrente si incontrano verso le frequenze più basse, mentre il valore di 0,2 mA si ha quando la frequenza è di 180 MHz.

Quando la bobina oscillatrice viene accoppiata ad un circuito risonante esterno e quando la frequenza di oscillazione coincide con quella di risonanza del circuito esterno, si determina una brusca caduta della corrente di griglia dell'oscillatore. Tale caduta è molto più evidente, quanto più stretto è l'accoppiamento fra bobina oscillatrice e circuito risonante esterno.

Per tale ragione conviene che il misuratore ad assorbimento di griglia abbia le dimensioni minime possibili onde poter essere agevolmente maneggiato. È questa la ragione per la quale l'alimentatore e lo strumento indicatore vengono spesso montati separatamente rispetto all'oscillatore.

Figura 21.

IL MISURATORE AD ASSORBIMENTO DI GRIGLIA PER FREQUENZE ULTRA-ELEVATE



Misura di capacità Poichè il misuratore ad assorbimento di griglia indica la eguaglianza fra la frequenza di risonanza di un circuito esterno e la frequenza generata dal suo oscillatore, si rende possibile eseguire con esso la misura di una capacità incognita, se si dispone di un condensatore tarato.

Questa possibilità offerta dai misuratori ad assorbimento di griglia è utile quando si debba determinare la capacità di un piccolo condensatore ceramico o a mica il cui valore, indicato originariamente su essi, si sia cancellato o non sia individuabile con sicurezza.

In un laboratorio da radiodilettante succede frequentemente di avere disponibili condensatori residuati da apparecchiature smontate e contrassegnati secondo un codice di colori diversi dal codice RMA o da quello ASA. Prima di usare un tale condensatore sarà perciò necessario accertarsi della sua capacità.

Poichè per una misura del genere non è necessaria una precisione molto spinta,

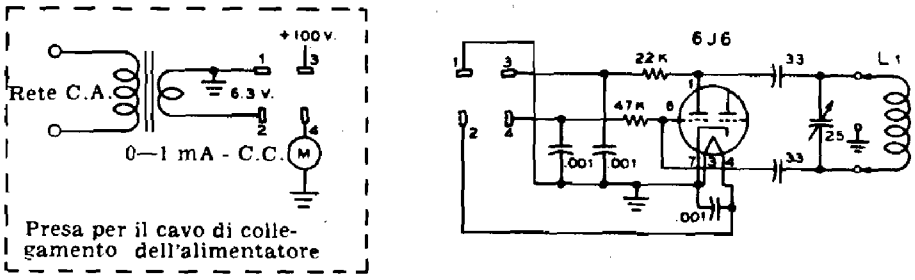


Figura 22.

SCHEMA ELETTRICO DEL MISURATORE AD ASSORBIMENTO DI GRIGLIA

La bobina per la gamma di frequenza da 90 a 175 MHz consiste in una spira di filo di rame smaltato da 16/10 di mm avvolta su un diametro di 25 mm. Il supporto di questa bobina è ricavato da un supporto normale per bobine, al quale sia stato segato tutto ciò che oltrepassa i 10 mm di altezza dalla base coi piedini. La bobina per la gamma di frequenze da 47 a 91 MHz consiste di 6 spire di filo smaltato da 16/10 di mm avvolte in modo che il diametro interno delle spire sia di 16 mm. Anche questa bobina è costruita utilizzando la base di un supporto normale per bobine da 25 mm di diametro e 42 mm di altezza, munito di innesto a 5 piedini. Il materiale di questo supporto è bakelite a basse perdite, caricata con mica. La bobina per la gamma da 26 a 47 MHz consiste di 6 spire di filtro smaltato da 16/10 di diametro, avvolte strettamente su un supporto di 25 mm di diametro e 42 mm di altezza. Per gli altri dati relativi a tale supporto vedasi quanto detto a proposito della bobina per la gamma da 47 a 91 MHz. Per la gamma di frequenze da 14 a 26 MHz, la bobina sarà costituita di 16 spire di filo smaltato da 0,6 mm spaziate in modo che l'altezza totale dell'avvolgimento della bobina risulti di 22 mm. Il supporto è uguale a quello usato per la bobina da 47 a 91 MHz. La bobina per la gamma di frequenze da 8 a 14,7 MHz sarà costituita di 23 spire di filo di rame smaltato di 0,5 mm di diametro avvolte strettamente, su un supporto uguale a quello usato per la bobina da 47 a 91 MHz. La bobina per la gamma di frequenza da 4,9 a 9 MHz consisterà di 48 spire di filo di rame smaltato di 0,5 mm di diametro, avvolte strettamente su un supporto uguale a quello usato per la gamma da 47 a 91 MHz. La bobina per la gamma di frequenze da 3,1 a 5,8 MHz utilizza ancora un supporto uguale a quello della gamma da 47 a 91 MHz, però impiegherà 72 spire di filo di rame smaltato di 0,22 mm di diametro, avvolte strettamente. In questa bobina verrà effettuata una presa intermedia alla 26ª spira a partire dalla estremità che va alla griglia. Questa presa intermedia verrà collegata al piedino di massa dello zoccolo del supporto della bobina.

il condensatore tarato potrà essere un piccolo condensatore variabile a variazione lineare con capacità massima dell'ordine di 100 μμF e munito di una semplice manopola graduata da 0 a 100. Su tale capacità viene montata una bobina costituita da 5 o 6 spire aventi il diametro di 25 mm e si pone sul massimo valore, corrispondente alla graduazione 100 della manopola, la capacità del condensatore variabile. Si determini la frequenza di risonanza di questo circuito servendosi del misuratore ad assorbimento di griglia.

Si lasci ora invariata la frequenza di oscillazione di questo strumento mentre, in derivazione sul condensatore variabile, viene montato il condensatore incognito (la cui capacità si suppone ovviamente che sia minore di quella massima del condensatore variabile). Adesso, sempre lasciando invariata la frequenza dello strumento, si riduca la capacità del condensatore variabile fino a che si ripristini la risonanza del circuito esterno sulla stessa frequenza dell'oscillatore dello strumento. Si può così determinare il valore della capacità del condensatore incognito, dato che ovviamente tale capacità è uguale a quella

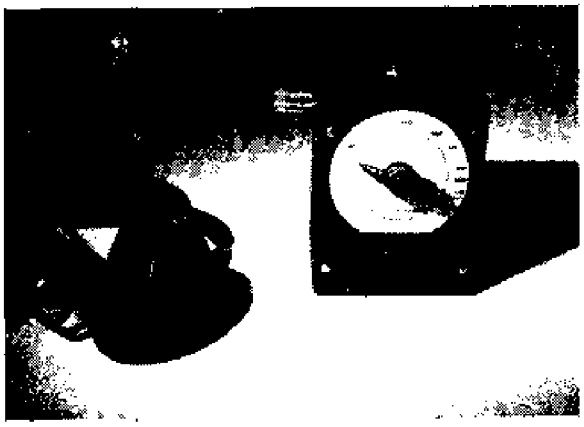


Figura 23.
L'OSCILLATORE AD AUDIOFREQUENZA MINIATURIZZATO

che si è dovuta sottrarre al condensatore variabile tarato.

Volendo determinare speditamente le capacità fino a 100 μμF, basterà usare un condensatore variabile a variazione lineare con capacità massima 100 μμF e una manopola con graduazione da 0 a 100, graduata in modo che la posizione 0 corrisponda al massimo valore di capacità del condensatore variabile. Allora la capacità incognita verrà letta direttamente sulla graduazione della manopola.

Costruzione del misuratore ad assorbimento di griglia per frequenze alte Il misuratore ad assorbimento di griglia illustrato dalla figura 21 ha lo scopo di consentire l'effettuazione di misure e allineamenti a frequenze fino a 290 MHz, coprendo così le bande televisive di frequenza più alta e la gamma dilettantistica di 220 MHz.

Questo apparato impiega lo stesso circuito e funziona con lo stesso alimentatore del misuratore ad assorbimento di griglia illustrato dalle figure 19 e 20 e che abbiamo descritto nel precedente paragrafo.

Però, effettuando collegamenti più corti, usando un condensatore variabile di capacità minore e condensatori di accoppiamento da 15 μμF invece di quelli da 33 μμF, si rende possibile elevare a 290 MHz la frequenza limite superiore del misuratore ad assorbimento di griglia, schematizzato in figura 22.

Il misuratore e la sua impugnatura sono costruiti impiegando un tubo di alluminio lungo 18 cm e avente un diametro interno di 22 mm. Questo tubo adempie contemporaneamente le due funzioni di telaio e di manico per l'impugnatura. Lo zoccolo per il tubo oscillatore 6J6 è montato su un telaietto di alluminio di forma rettangolare, che, oltre a sostenere lo zoccolo, sostiene anche una striscetta isolante con 3 linguette di ottone, le resistenze e i condensatori fissi. Il condensatore variabile è a sua volta sostenuto da una piastrina di materiale isolante fissata anch'essa al telaietto di alluminio.

Il fissaggio fra questo telaietto e il tubo di alluminio è ottenuto ricavando, all'estremità di questo, due orecchiette lunghe circa 7 mm, che vengono piegate perpendicolarmente all'asse del tubo. Il telaietto andrà fissato a queste orecchiette mediante due viti con dado. Il tubo oscillatore 6J6 è sistemato dentro il tubo di alluminio e si protende quindi verso il manico di impugnatura. Questo manico termina a sua volta con una piastrina di materiale isolante sulla quale sono fissati quattro spinotti ad una distanza reciproca corrispondente a quella esistente fra le boccole della presa volante che proviene dall'alimentatore.

È così possibile innestare a questi quattro spinotti la presa che porta le tensioni di alimentazione per lo strumento. Questa presa potrà venire fissata mediante un qualunque sistema di bloccaggio. I collegamenti fra l'oscillatore vero e proprio e la spina a quattro piedini posta sull'impugnatura saranno costituiti da quattro conduttori isolati che, passando entro il tubo di alluminio, sfiorano il bulbo di vetro del tubo oscillatore 6J6 e terminano alla striscetta isolante con le 3 linguette di ottone, sulle quali linguette i conduttori vanno saldati.

La scala graduata viene montata a sbalzo sul tubo di alluminio a mezzo di due angolari e di una fascetta di fissaggio munita di orecchiette.

La bobina viene montata direttamente sui capofili di collegamento del condensatore variabile. Essa è costituita da una ansa di filo di rame da 16/10 di mm lunga 25 mm e larga 13 mm. Essa viene protetta mediante un pezzetto di tubo isolante, di opportuno diametro, in materiale plastico, che viene infilato nella bobina prima di saldare questa sul condensatore variabile. Lo scopo di tale tubetto isolante è di ridurre la possibilità di toccare, con la bobina, masse esterne.

Una volta finito il montaggio dell'apparato, si potrà costruire una scatola di celluloide o di materiale plastico che protegga i collegamenti dagli urti e dai contatti accidentali. Tale scatola potrà essere fissata al telaietto di montaggio mediante viti o mastice.

Per la taratura dell'oscillatore si potrà usare una coppia di fili di Lecher aventi una lunghezza totale di circa m 1,80. L'impiego dei fili di Lecher darà luogo ad una certa imprecisione nella taratura dato che, dovendosi ottenere una indicazione piuttosto evidente, occorrerà accoppiare alquanto strettamente l'oscillatore ai fili di Lecher.

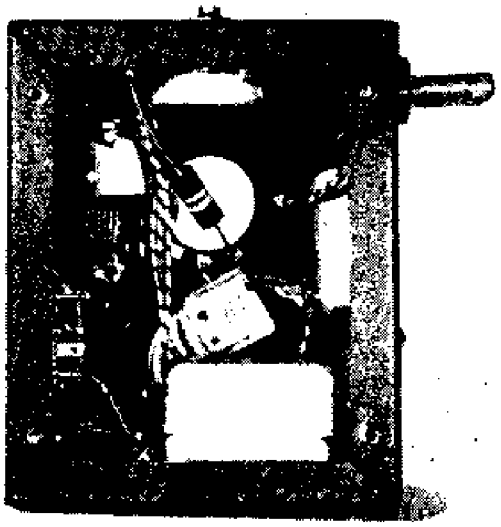


Figura 24.

INTERNO DELL'OSCILLATORE MINIATURIZZATO

Il tubo 12AU7 (che può venire sostituito con un tubo 6SN7-GT qualora il tubo 12AU7 non fosse disponibile), insieme allo zoccolo per esso, sono montati dentro la custodia. Nella fotografia è chiaramente visibile tale tubo con lo zoccolo posto in alto.

Sulle frequenze inferiori a 225 Mhz si potrà usare per la taratura del misuratore, un ricevitore televisivo sintonizzato sui diversi canali.

Oscillatore ad audiofrequenza ad uscita sinoidale con un unico tubo

L'oscillatore ad audiofrequenza miniaturizzato mostrato nelle figure 23 e 24 sviluppa una tensione sinoidale di uscita di parecchi volt su una gamma di frequenza compresa fra 150 e 3500 Hz.

La forma d'onda è abbastanza buona a 150 Hz ed è una sinusoide abbastanza pura al di sopra di circa 300 Hz.

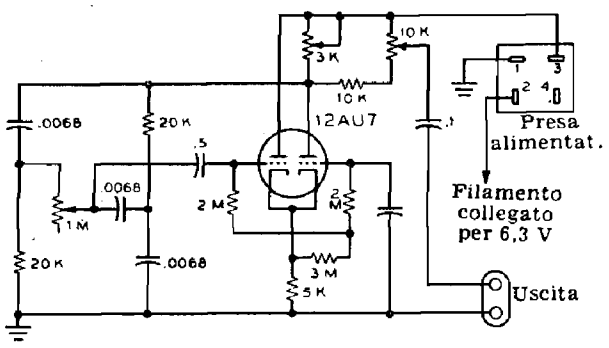


Figura 25.

SCHEMA ELETTRICO DELL'OSCILLATORE AD AUDIOFREQUENZA MINIATURIZZATO

Il potenziometro da un megaohm agisce come regolatore di frequenza; il potenziometro da 10 KΩ serve come regolatore del livello di uscita. Il potenziometro da 3 KΩ regola l'ampiezza di oscillazione e quindi la forma d'onda della tensione di uscita dell'apparato.

Il circuito impiega un doppio triodo tipo 12AU7 come amplificatore ad accoppiamento catodico, con la griglia del primo triodo funzionante anche come diodo, il cui scopo è quello di generare la tensione per la regolazione automatica dell'uscita fornita dal secondo triodo.

Fra l'anodo del secondo triodo e la griglia-controllo del primo triodo è inserito un circuito variatore di fase a resistenza-capacità ed è questo circuito che determina la frequenza di funzionamento dell'oscilaltore.

L'elemento variabile nel circuito variatore di fase è costituito da un potenziometro da un megaohm il quale perciò determina la frequenza di funzionamento dell'oscillatore.

Un potenziometro da 3000 Ω è impiegato come resistenza di carico anodico del triodo 12AU7 e funziona come regolatore di reazione. La sua regolazione non è critica, eccetto che quando si voglia ottenere la migliore forma d'onda possibile alle frequenze più basse della gamma di audiofrequenza copribile.

La tensione di uscita dall'oscillatore varia alquanto al variare della frequenza.

Per la normale esecuzione delle operazioni di messa a punto dei sistemi di modulazione si può tollerare una forma d'onda anche alquanto distorta sulle frequenze più basse. Per tale motivo il potenziometro da 3000 Ω posto sull'uscita può essere sostituito da due resistenze fisse, di adeguato valore, la cui somma sia sempre di 3000 Ω.

La regolazione della tensione di uscita è affidata ad un potenziometro da 10.000 Ω.

Questo semplicissimo oscillatore ad audiofrequenza è molto utile per l'esecuzione della messa a punto di trasmettitori a modulazione di ampiezza, oppure a modulazione di frequenza atti a funzionare con le audiofrequenze sviluppate dalla voce umana. Lo stesso oscillatore può altresì essere impiegato nella messa a punto dei trasmettitori a singola banda laterale.

Il campo di frequenza coperto dall'oscillatore può essere spostato variando proporzionalmente tutti e tre i condensatori da 0,0068 μF. Aumentando il valore di tali capacità diminuiranno tanto la frequenza più alta quanto quella più bassa ottenibili dall'oscillatore. Questa variazione delle due frequenze estreme della gamma sarà però sempre tale che il loro rapporto si mantiene su un valore costantemente uguale a 20.

Per coloro che abbiano necessità di disporre di un generatore ad audiofrequenza del tipo da laboratorio, si consiglia di realizzare il generatore illustrato a pag. 428 del Radio Handbook, 11ª edizione. Questo generatore copre la gamma di frequenza compresa fra 20 Hz e 100 KHz e in esso si fa uso, come organo

per la determinazione della frequenza di funzionamento, di un circuito a ponte di Wien. Questo oscillatore possiede una eccellente forma d'onda di uscita su tutta l'intera gamma di frequenze coperta ed è capace di fornire una potenza di uscita di 10 W su tutto il campo delle audiofrequenze (20-100.000 Hz). A frequenze superiori la potenza di uscita disponibile tende gradualmente a diminuire.

Oscilloscopio di controllo con tubo da 3 pollici.

L'esperienza ha dimostrato che il solo modo veramente efficace di controllare una trasmissione modulata in ampiezza consiste nell'impiego di un oscilloscopio a raggi catodici. L'indicazione fornita da un milliampermetro posto nel circuito anodico di uno stadio in Classe B può dare soltanto una idea del livello di modulazione media che si effettua. Una tale indicazione inoltre non è in grado di mettere l'operatore in condizione di essere sicuro che non si abbiano sovramodulazioni del tipo di quelle che danno origine alla formazione di bande laterali spurie. La stessa indeterminatezza si ha quando si fa uso degli apparecchi per il controllo della modulazione basati sul valore medio della tensione ad audiofrequenza rettificata, ottenuta rivelando il segnale a radiofrequenza emesso.

L'impiego di un oscilloscopio a raggi catodici invece fornisce una indicazione istantanea del livello di picco della modulazione e quindi può indicare immediatamente se nel trasmettitore si ha tendenza al taglio dei picchi negativi di modulazione, con conseguente generazione di bande laterali spurie.

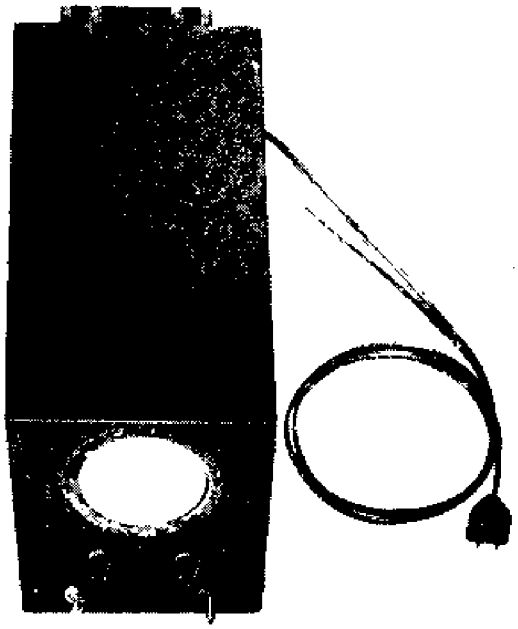


Figura 26.

VISTA FRONTALE E SUPERIORE DELL'OSCILLOSCOPIO DI CONTROLLO DA 3 POLLICI

La manopola posta a sinistra del pannello frontale regola l'intensità del pennello elettronico mentre quella posta a destra serve per la messa a fuoco. L'interruttore posto a sinistra serve per la accensione dell'apparato mentre quello posto a destra commuta le placchette per la deviazione orizzontale, collegandole o alla tensione deviatrice interna oppure ad una coppia di morsetti isolati, situati nella fiancata posteriore dell'apparato, superiormente al trasformatore di alimentazione. A questa coppia di morsetti va collegata la eventuale tensione deviatrice esterna.

Il sistema normale per far funzionare un oscilloscopio a raggi catodici come strumento di controllo della modulazione consiste nella applicazione di una tensione a bassa frequenza fra le placchette deviatrici orizzontali mentre alle placchette per la deviazione verticale viene applicata parte della tensione a radiofrequenza che si vuol osservare.

La normale modulazione di ampiezza del trasmettitore verrà resa evidente dal

continuo aumentare e diminuire della ampiezza dell'onda portante osservata, aumenti e diminuzioni che avvengono corrispondentemente alla forma d'onda del segnale di modulazione. Se durante la modulazione, si vengono a formare tagli dei picchi negativi di modulazione, questi verranno resi evidenti dal fatto che si generano delle striscie luminose, molto brillanti, al centro dell'oscillogramma dell'onda modulata e tali striscie coincidono con gli istanti in cui l'ampiezza dell'onda portante si annulla per effetto della modulazione. Il sistema migliore per installare in una stazione un oscilloscopio per il controllo della modulazione, consiste nel sistemare tale strumento sul tavolo dell'operatore, in modo che lo schermo del tubo risulti molto visibile all'operatore stesso o alla persona che in quel momento sta parlando dinanzi al microfono. Inoltre, in vicinanza del microfono, deve essere posta la manopola del dispositivo di regolazione della amplificazione ad audiofrequenza in modo che l'operatore o agendo su questo dispositivo oppure più semplicemente regolando il suo livello di voce, possa fare in modo che la modulazione del suo trasmettitore risulti esente dal taglio dei picchi negativi e quindi che nel suo trasmettitore non si formino bande laterali spurie.

Il circuito di deviazione L'oscilloscopio a raggi catodici illustrato dalle figure 26 e 27 è stato sviluppato appositamente per eseguire il controllo della modulazione di un trasmettitore radiofonico per modulazione di ampiezza.

L'apparato comprende un semplicissimo e originale circuito di deviazione che non comporta alcun tubo elettronico e che consente di applicare la tensione di deviazione al pennello elettronico del tubo a raggi catodici, per la durata di un semiperiodo della tensione di alimentazione di rete. Durante l'altro semiperiodo, la tensione di deviazione viene cancellata, o meglio non produce più alcun effetto. Questo risultato si ottiene mediante il circuito di variazione di fase costituito da C_2 ed R_7.

La base dei tempi a singola traccia di questo oscilloscopio a raggi catodici viene ottenuta al seguente modo: dal secondario del trasformatore di alimentazione T viene prelevata una tensione alternata mediante un partitore di tensione costituito dalle due resistenze R_1 ed R_2. Questa tensione viene impiegata per

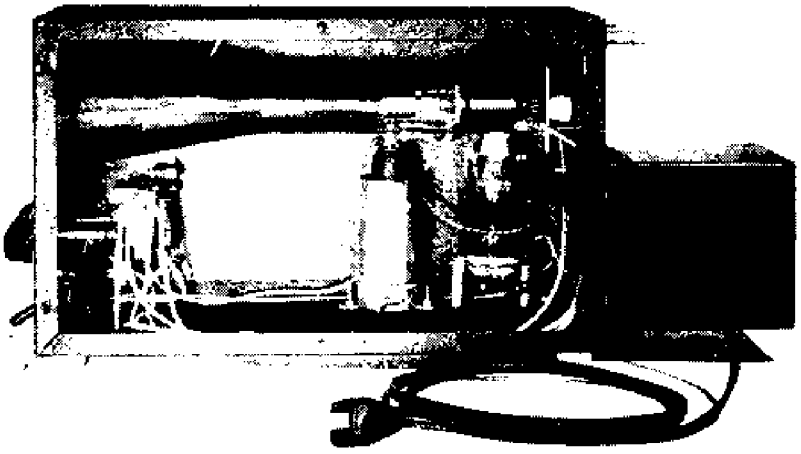


Figura 27.

VISTA INTERNA DELL'OSCILLOSCOPIO DI CONTROLLO DA 3 POLLICI, AL QUALE E' STATO ASPORTATO IL PANNELLO DI CHIUSURA LATERALE

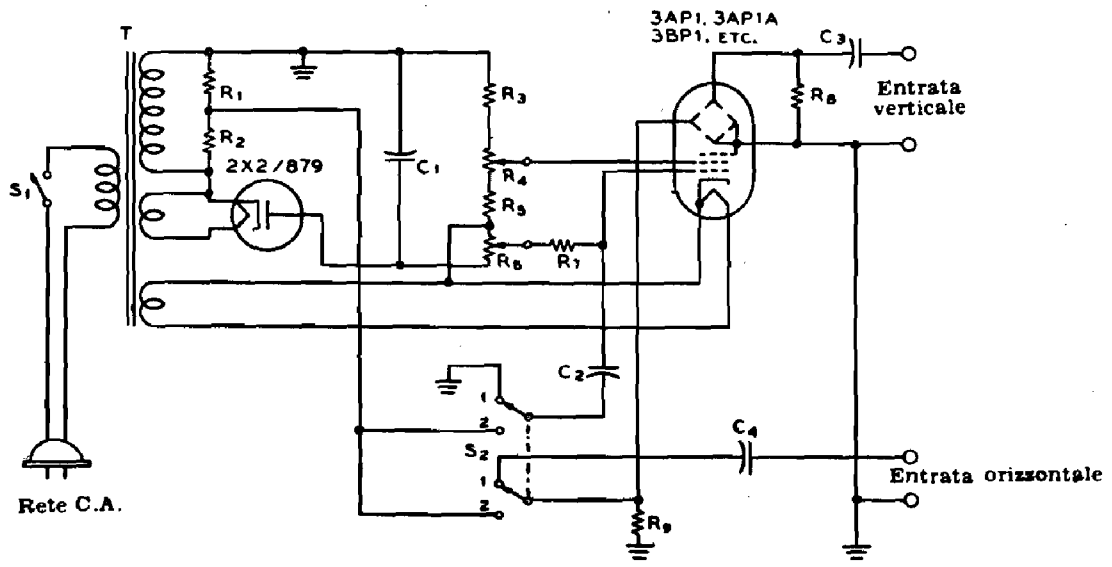


Figura 28.

SCHEMA ELETTRICO DELL'OSCILLOSCOPIO DA 3 POLLICI

C_1—0,25-μF - 2500 V condensatore a carta per oscilloscopio
C_2—0,002-μF - 1250 V lavoro - a mica
C_3—0,01-μF - 400 V tubolare a carta
C_4—0,01-μF - 400 V tubolare a carta
R_1—1 MΩ - 1 W
R_2—5 MΩ - 1 W
R_3—220 KΩ - 1 W
R_4—250 KΩ - potenziometro
R_5—100 KΩ - 1 W
R_6—50 KΩ - potenziometro
R_7—470 KΩ - 1 W
R_8—1 MΩ - 0,5 W
R_9—1 MΩ - 0,5 W
T—Trasformatore di alimentazione per oscilloscopio 1250 V/2 mA - 2,5 V/1,75 A (per 2X2) - 2,5 V/2,1 A (per 3AP1) - 6,3 V/0,6 A (per 3BP1)
S_1—Interruttore unipolare di rete
S_2—Commutatore a 2 vie - 2 posizioni.

effettuare la deviazione orizzontale del pennello elettronico del tubo a raggi catodici e il rapporto fra le due resistenze R_1 e R_2 determina l'ampiezza della deviazione della traccia visibile sullo schermo del tubo a raggi catodici.

Inoltre una parte di questa tensione viene spostata di fase, di un angolo approssimativamente di 90°, mediante il condensatore C_2 e la resistenza R_7 e questa tensione così sfasata viene applicata alla griglia del tubo a raggi catodici. Poichè la tensione sulla griglia precede di 90° la tensione di deviazione orizzontale, la griglia farà in modo che gli elettroni passino attraverso il cannone elettronico, raggiungendo così lo schermo, quando la tensione di deviazione applicata alle placchette orizzontali determina lo spostamento del pennello elettronico da sinistra a destra. Invece, quando la tensione sulle placchette deviatrici sarebbe tale da provocare lo spostamento del pennello elettronico da destra a sinistra, questo pennello risulterà bloccato e viene conseguentemente eliminata sullo schermo la traccia luminosa. Ciò accade in conseguenza del fatto che in quel momento sulla griglia del tubo a raggi catodici esiste un'alta tensione negativa.

Facendo uso di un circuito di deviazione come questo, viene completamente eliminato l'effetto di duplicazione dell'immagine, effetto che invece si riscon-

trerebbe qualora alle placchette deviatrici orizzontali venisse applicata una tensione alternata sinoidale.

Il risultato di questo circuito di deviazione così semplice, nell'esecuzione del controllo di un trasmettitore modulato in ampiezza, è altrettanto buono di quello ottenibile facendo uso di un generatore di tensione di deviazione a denti di sega e di un amplificatore per detta tensione. Senonchè, mentre il nostro circuito richiede ben pochi componenti, un normale circuito di deviazione richiederebbe l'impiego di parecchi tubi elettronici e di un alimentatore adeguato. La frequenza di rete, impiegata per la deviazione orizzontale di questo oscilloscopio a raggi catodici, è presso a poco quella ottima che consente di eseguire il controllo visuale di una trasmissione modulata in ampiezza da una voce normale maschile.

L'oscilloscopio è contenuto dentro una scatola rettangolare e non richiede alcun altro telaio addizionale, dato il piccolo numero di parti componenti. Tutti i componenti sono montati direttamente su una fiancata della custodia.

Si tenga presente che deve essere impiegato un trasformatore di alimentazione progettato appositamente per oscilloscopi a raggi catodici. Ciò è veramente indispensabile poichè, se si usasse un normale trasformatore di alimentazione del tipo da radioricevitori, il campo disperso in vicinanza di questo sarebbe così intenso da provocare una fastidiosa deviazione elettromagnetica del pennello elettronico del tubo a raggi catodici. Per evitare ciò occorrerebbe sistemare il trasformatore di alimentazione a qualche metro di distanza dal tubo a raggi catodici.

Se invece si fa uso di un trasformatore di alimentazione speciale per oscilloscopi a raggi catodici, non si ha praticamente alcuna deviazione elettromagnetica del pennello elettronico e ciò rende superfluo provvedere ad una schermatica magnetica del tubo a raggi catodici o ad un distanziamento fra trasformatore e tubo. I trasformatori per oscilloscopi a raggi catodici possono essere acquistati presso le Ditte specializzate nella fabbricazione di trasformatori. Tali trasformatori sono altresì acquistabili in USA presso la Ditta Peerless (tipo R-5213 Q) oppure presso la Ditta Thordarson (tipo T-14R32).

Messa a punto La messa a punto di questo apparecchio è molto facile. Una volta completato il montaggio, si ponga il commutatore S_2 nella posizione corrispondente alla « deviazione interna » e si regolino le resistenze R_4 ed R_6 fino a che si ottenga una traccia orizzontale sufficientemente ampia, priva di irregolarità e di sfarfallamenti. Se la ampiezza di deviazione non è giusta, essa può venire modificata e portata al valore che si vuole variando il rapporto fra le resistenze R_1 ed R_2. Se la traccia luminosa sullo schermo del tubo a raggi catodici non è in centro, la sua centratura potrà essere effettuata variando i valori di C_2 ed R_7, cioè effettuando una giusta regolazione di fase fra la tensione di griglia del tubo e la tensione esistente fra le placchette di deviazione orizzontale.

Se infine si pone il commutatore S_2 nella posizione che, in figura 28, è indicata con 1, si potrà applicare alle placchette di deviazione orizzontale una tensione di deviazione fornita da un gene-

ratore esterno, rendendo in tal modo possibile l'applicazione dell'oscilloscopio a raggi catodici ad altri tipi di controlli e di impieghi.

26-4 Misure sulle antenne e sulle linee di trasmissione.

Quando si mette in opera un nuovo sistema di antenna, il metodo che normalmente si segue consiste nel cercare di ottenere il diagramma di radiazione migliore possibile. Quando si tratta di un sistema di antenna girevole, il metodo più frequentemente usato consiste nell'eccitare il sistema di antenna servendosi di una antenna provvisoria, installata ad una certa distanza da essa, mentre contemporaneamente si misura la tensione che si sviluppa sui terminali della antenna principale, servendosi di uno strumento idoneo.

Dopo che sia stato ottenuto il migliore diagramma di radiazione, si usa procedere alla regolazione del sistema di adattamento di impedenza fra la linea di trasmissione e l'antenna. Con tale regolazione si tende a ridurre al minimo possibile il rapporto di onde stazionarie esistenti sulla linea di trasmissione di antenna.

Misuratore di intensità di campo con indicazione a distanza.

Quando si vuole mettere a punto un sistema di antenna, in modo da ottenere il migliore guadagno in una certa direzione oppure il migliore rapporto fra segnali nella direzione desiderata e segnali nella direzione opposta, oppure infine un compromesso fra tali due condizioni di lavoro, si riscontrerà che è sommamente utile l'impiego di un misuratore di intensità di campo con indicazione a distanza.

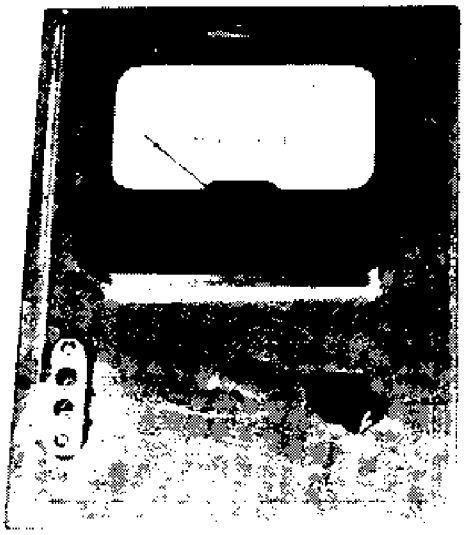


Figura 29.

INDICATORE A DISTANZA PER IL MISURATORE DI INTENSITA' DI CAMPO

Il microampermetro indicatore è montato sul piano superiore della custodia in modo da poter essere letto agevolmente anche quando si lavora attorno al sistema di antenna. E' conveniente impiegare uno strumento di grandi dimensioni in modo da poter leggere a considerevole distanza le indicazioni dello strumento. Eventualmente però si può fare uso di uno strumento più piccolo.

Un tale strumento è pressocchè indispensabile per l'esecuzione della messa a punto di sistemi di antenna del tipo girevole con molti elementi parassiti, come quelli descritti nel Capitolo 16°.

Nella figura 30 è riportato lo schema elettrico di un misuratore di campo molto semplice mentre nella figura 29 è illustrato il montaggio della parte indicatrice dello strumento.

Nella figura 31 è riportato un grafico che mostra la curva di taratura teorica di uno strumento del genere. Pro-

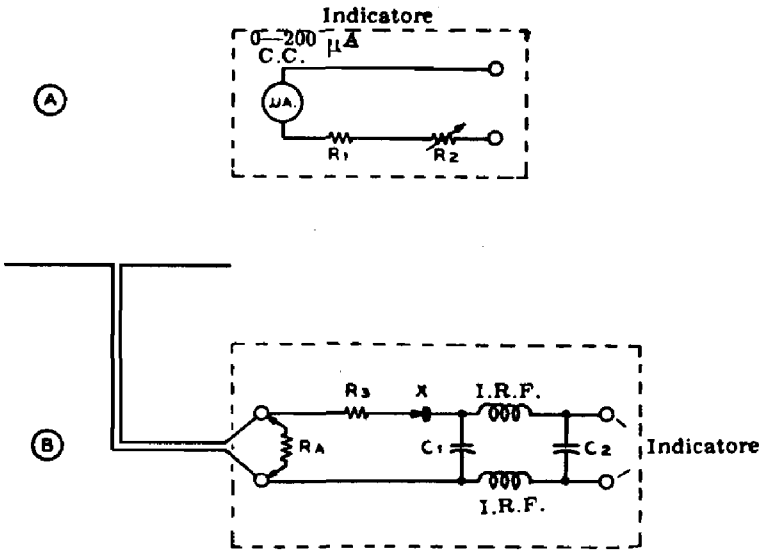


Figura 30.

SCHEMA ELETTRICO DEL MISURATORE DI INTENSITA' DI CAMPO CON INDICAZIONE A DISTANZA

(A) rappresenta i collegamenti interni della parte indicatrice del misuratore di intensità di campo. La resistenza R_1 è da 4700 Ω - 0,5 W mentre R_2 è un potenziometro da 50 Ω. (B) rappresenta lo schema elettrico della parte rettificatrice del misuratore di intensità di campo con indicazione a distanza. Le due parti possono venire poste ad una distanza fra loro anche di parecchie decine di metri. La resistenza R_A dovrà essere uguale alla impedenza caratteristica della linea di trasmissione che dovrà venire impiegata per alimentare il sistema di antenna che si vuol controllare. R_3 è una resistenza a carbone, non induttiva, da 10 Ω - 1 W. X è un rettificatore a cristallo (può impiegarsi un diodo al germanio tipo 1N34). Le impedenze a radiofrequenza I.R.F. debbono essere adatte alla frequenza di funzionamento. I condensatori C_1 e C_2 sono entrambi a mica da 0,003-μF.

ve effettuate su un apparato montato, hanno dimostrato che la curva reale di taratura si discosta di pochissimo dalla curva teorica data dalla figura 31.

Impiego del misuratore di intensità di campo Il normale impiego del misuratore di intensità di campo con indicazione a distanza avviene al seguente modo: l'uscita del trasmettitore della stazione, o quella dello stadio eccitatore, viene inviata ad una antenna provvisoria, costituita normalmente da un dipolo ripiegato, avente la stessa polarizzazione dell'antenna principale da controllare. Tale dipolo ripiegato ausiliario viene posto alla distanza di almeno una lunghezza d'onda dalla antenna principale. Meglio ancora se tale distanza è di parecchie lunghezze d'onda.

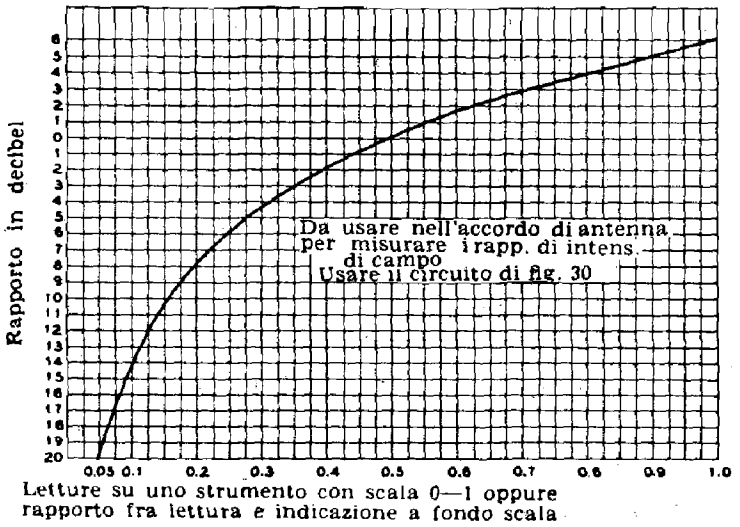
Normalmente sarà necessario eccitare l'antenna ausiliaria ad un livello di potenza fra 10 e 50 W.

Se possibile, l'antenna ausiliaria deve essere alla stessa altezza della antenna principale da controllare; tuttavia questa non è una condizione indispensabile e, se necessario, l'antenna ausiliaria potrà essere alquanto più bassa.

La parte rettificatrice del misuratore di intensità di campo (figura 30 B) ver-

Figura 31.

RAPPORTO TEORICO IN DECIBEL IN FUNZIONE DELLE LETTURE SULLO STRUMENTO INDICATORE



rà collegata o ai terminali di alimentazione dell'antenna da controllare oppure ai terminali di uno spezzone di linea di trasmissione uguale a quella usata per alimentare l'antenna principale.

Fra l'antenna da controllare e la parte rettificatrice del misuratore di intensità di campo dovranno essere inserite ed installate, nella loro posizione normale, tutte le sezioni di adattamento di impedenza, i tronchi di linea o i trasformatori di antenna che verranno poi usati per eseguire l'adattamento di impedenza fra il punto di alimentazione di antenna e la linea di trasmissione principale. Sui terminali della parte rettificatrice del misuratore di intensità di campo verrà posta una resistenza (R_A nella figura 30 B) eguale alla impedenza caratteristica della linea di trasmissione usata o che dovrà essere usata. Lo scopo di questa resistenza è quello di agire come carico non riflettente per l'energia captata dalla antenna. R_A dovrà essere una resistenza del tipo non induttivo. Potrà venire impiegata, con risultato soddisfacente, una resistenza ad impasto del tipo a bassa dissipazione.

Non è necessario che la resistenza R_A abbia esattamente la stessa resistenza della linea di trasmissione, ma può differirne alquanto. Per esempio come carico terminale di una linea coassiale da 52 Ω di impedenza caratteristica potrà venire usata una resistenza avente il valore normalizzato di 47 Ω. Analogamente per una linea a 600 Ω di impedenza caratteristica si potrà usare una resisetnza di carico terminale da 620 Ω.

Come detto avanti, la resistenza R_A serve come carico per dissipare l'energia captata dalla antenna da controllare. Poichè la sua resistenza è uguale alla impedenza caratteristica della linea di trasmissione che dovrà essere usata per alimentare l'antenna, non vi è alcuna differenza se fra il punto di alimentazione di antenna e la parte rettificatrice del misuratore di intensità di campo viene oppure no impiegata realmente la linea di trasmissione. Il punto di alimentazione della antenna « vede » lo stesso valore di impedenza tanto se esso

viene chiuso su una resistenza quanto se viene chiuso su una linea di trasmissione a sua volta chiusa su una resistenza di valore uguale alla sua impedenza caratteristica.

Pertanto, se tutto il sistema di antenna è adattato, come impedenza, al valore della resistenza che è stata usata come R_A, non si avrà alcuna riflessione per effetto di questo tipo di terminazione.

Fra l'elemento radiatore dell'antenna e il posto in cui la linea di trasmissione di antenna viene collegato all'antenna stessa è sempre consigliabile usare un sistema di adattamento di impedenza calcolato per attuare le condizioni di funzionamento stabilite con la procedura discussa nel capitolo 16°.

Siccome un sistema di adattamento di impedenza determinato col calcolo non sempre dà risultati esattamente corretti, sarà sempre opportuno usare il sistema di messa a punto per il massimo guadagno che tratteremo nei seguenti paragrafi e che dà risultati eccellenti, anche se il sistema di adattamento di impedenza realizzato è solo approssimativamente corretto.

Messa a punto per il massimo guadagno nella direzione preferenziale

La parte rettificatrice del misuratore di intensità di campo con indicazione a distanza viene inserita come si è detto prima, o direttamente sul punto di alimentazione del sistema di antenna oppure sul terminale di una sezione di linea di trasmissione del tipo di quella usata per alimentare l'antenna.

In questo secondo caso occorrerà collegare, con due conduttori, la parte rettificatrice del misuratore di intensità di campo con lo strumento indicatore.

Per tale collegamento si può usare qualsiasi tipo di conduttore, dato che questa linea porta soltanto la piccolissima corrente continua che attraversa lo strumento indicatore. Tuttavia si consiglia di impiegare la normale piattina a 75 Ω o a 150 Ω di impedenza caratteristica, del tipo usato per ricevitori televisivi o a modulazione di frequenza, dato che questa piattina è poco ingombrante e il suo costo è notevolmente minore rispetto al costo di un cordone bipolare come quello usato per l'alimentazione degli apparati dalla rete di distribuzione. Sarà bene porre per terra lo strumento indicatore, in posizione tale da poter essere osservato mentre si esegue il lavoro di messa a punto della antenna. Si regolerà quindi la resistenza R_1 posta sullo strumento indicatore, in maniera da avere la massima resistenza e quindi da dare al misuratore di campo la minima sensibilità. Ciò sarà opportuno allo scopo di evitare di sovracaricare eventualmente lo strumento, con probabilità di danneggiarlo irrimediabilmente. Successivamente si sintonizzerà il trasmettitore oppure l'eccitatore sulla desiderata frequenza di lavoro e lo si accoppierà alla antenna ausiliaria che serve per la messa a punto della antenna principale.

Si alimenterà quindi il trasmettitore e si regolerà la resistenza R_2 posta sullo strumento indicatore in modo che l'indice dello strumento vada all'incirca a metà scala.

È consigliabile ruotare lentamente in una direzione o nell'altra l'antenna principale che si deve mettere a punto, in modo da ottenere l'esatto orientamento

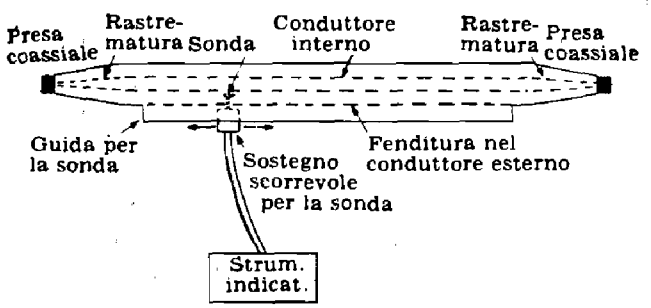


Figura 32.

RAPPRESENTAZIONE SCHEMATICA DI UNA LINEA A FENDITURA

In una linea a fenditura il rapporto fra i conduttori, comprese le sezioni terminali rastremate, deve essere tale che l'impedenza caratteristica di tale linea sia la stessa di quella della linea di trasmissione con la quale la linea a fenditura deve venire usata. Lo strumento indicatore dovrà funzionare con la tensione continua di uscita del raddrizzatore accoppiato alla sonda oppure esso può essere azionato dalle componenti alternative della tensione del segnale rettificato quando il generatore di segnali o il trasmettitore viene modulato in ampiezza con percentuale di modulazione costante.

di detta antenna verso l'antenna trasmittente ausiliaria.

Dopo aver regolato l'elemento radiatore sulla lunghezza teorica, come definita nel capitolo 16°, si varia adesso la lunghezza dell'elemento direttore di una piccola quantità per volta, fino ad ottenere la massima deviazione dello strumento indicatore del misuratore di intensità di campo.

Un buon punto di partenza per la lunghezza da dare inizialmente agli elementi direttore e riflettore, potrà essere ricavato in base alla figura 2 del capitolo 16°.

Dopo che l'elemento direttore sia stato regolato sul massimo ottenibile, si provvede a variare la lunghezza dell'elemento riflettore fino ad ottenere un altro massimo nella deviazione dell'indice dello strumento connesso al misuratore di intensità di campo.

A questo punto è opportuno eseguire dei piccoli adattamenti alla lunghezza dell'elemento radiatore per accertarsi che questa lunghezza sia effettivamente quella ottima per la frequenza prescelta.

Poichè le varie regolazioni degli elementi si ripercuotono l'una sull'altra e quindi esse influenzano reciprocamente la indicazione fornita dal misuratore di campo, è necessario ripetere la procedura di taratura testè descritta almeno un'altra volta e preferibilmente varie altre volte, in modo da poter ottenere un compromesso fra le lunghezze dei varì elementi, al quale corrisponda il massimo del segnale captato dal sistema di antenna nella direzione preferenziale.

Se, al principio della procedura di messa a punto, il sistema di antenna è completamente fuori accordo, sarà probabilmente necessario ridurre al minimo il valore della resistenza R_2 posta sullo strumento indicatore in modo da evitare che l'indice rimanga fermo sullo zero della scala data la piccolezza del segnale captato dalla antenna.

Quando in un sistema di antenna sono impiegati parecchi elementi direttori, normalmente è consigliabile regolare anzitutto la lunghezza dell'elemento direttore più vicino all'elemento radiatore e poi procedere successivamente alla regolazione della lunghezza degli altri elementi direttori.

Determinazione del diagramma di radiazione

Con l'antenna da controllare orientata direttamente sull' antenna trasmittente ausiliaria, si regoli la resistenza R_2 fino ad avere la deviazione a fondo scala dello stru-

mento indicatore del misuratore di campo. Successivamente si ruoterà l'antenna di 90° tanto da una parte quanto dall'altra allo scopo di determinare il rapporto fra l'intensità del segnale captato nella direzione preferenziale e quella di un segnale proveniente ortogonalmente a tale direzione. Ruotando l'antenna di 180° si può determinare il rapporto fra il segnale nella direzione preferenziale e quello proveniente dalla direzione opposta. Questi due rapporti possono venire espressi in decibel servendosi del grafico contenuto in figura 31. Eventualmente la scala dello strumento indicatore può venire tracciata direttamente in decibel.

Il grafico della figura 31 è stato tracciato col presupposto che il punto di riferimento approssimativo sia a metà scala, per cui lo strumento abbia la possibilità di indicare livelli di 6 db al disopra del livello di riferimento e di 20 db al disotto dello stesso livello. Invece se come livello di riferimento si sceglie quello corrispondente alla deviazione a fondo scala dell'indice dello strumento, come è stato consigliato al principio di questo paragrafo, da ognuno dei numeri che danno i decibel nel grafico di figura 31 andrà sottratto il livello 6 db, che è determinato dal rapporto fra deviazione a fondo scala dello strumento e deviazione a metà scala dello strumento stesso. Pertanto lo strumento indicherà « zero db » a fondo scala, « meno 6 db » a metà scala e « meno 26 db » ad un ventesimo di scala, ossia in corrispondenza della graduazione 0,05 della scala.

Spesso è conveniente preparare un diagramma reale di intensità di campo della antenna effettuando un controllo in condizioni corrispondenti a quelle del normale impiego della antenna. Per fare ciò è necessario anzitutto prendere nota delle intensità di campo relative ad ogni rotazione dell'antenna di 10 o 15°.

Successivamente, su carta per grafici con coordinate polari acquistata o presso una cartoleria o presso un negozio di articoli da disegno, si tracceranno i punti corrispondenti a quelli che sono stati ricavati sperimentalmente. In un tale grafico, l'intensità di campo zero corrisponderà ad un punto situato al centro del grafico, mentre la massima lettura ottenuta con lo strumento indicatore verrà riportata sull'ultimo cerchio (quello esterno) del grafico a coordinate polari.

Eseguendo un grafico di radiazione di una antenna, del genere di quello descritto poco sopra, si metterà in evidenza la larghezza della punta del diagramma, la presenza di eventuali lobi laterali spurii oppure l'esistenza di notevoli lobi rientranti.

Messa a punto per il massimo rapporto da fronte a dietro

Nel caso in cui si rilevasse la presenza di un lobo posteriore particolarmente notevole, oppure qualora si volesse ridurre al minimo possibile il lobo posteriore allo scopo di conseguire una riduzione nelle interferenze provenienti dalla direzione opposta a quella preferenziale, è opportuno procedere ad una nuova messa a punto dell'antenna onde ottenere il massimo rapporto da fronte a dietro.

Per fare ciò occorre anzitutto accordare il sistema di antenna per ottenere il massimo guadagno nella direzione preferenziale. Ciò ha lo scopo di accertarsi che il sistema di antenna funziona correttamente.

Successivamente si ritoccherà la posizione degli elementi dell'antenna onde migliorare il rapporto fra i segnali ricevuti nella direzione preferenziale e quelli provenienti dalla direzione opposta.

La procedura da seguire è la seguente. Dapprima si orienta l'antenna da controllare verso l'antenna trasmittente ausiliaria e si regolerà la resistenza R_2 del misuratore di campo fino ad ottenere la deviazione a fondo scala dello strumento indicatore impiegato in tale misuratore.

Successivamente si ruota l'antenna di 180° e si regola l'elemento riflettore fino a che si ottenga la minima deviazione possibile dello strumento indicatore. Si ruoti ancora l'antenna di 180° e si controlli la intensità di campo nella direzione preferenziale e si regoli l'elemento direttore fino a che si abbia la massima deviazione dello strumento indicatore di intensità di campo.

Ripetendo varie volte questa procedura, sarà possibile ottenere un miglioramento nel valore del rapporto da fronte a dietro, con una diminuzione relativamente piccola del guadagno del sistema di antenna nella direzione preferenziale.

Se si vuole ottenere un compromesso fra guadagno di un sistema di antenna nella direzione preferenziale e rapporto da fronte a dietro, occorrerà effettuare un gran numero di tentativi sulla lunghezza degli elementi direttore e riflettore e con tali tentativi sarà possibile determinare la lunghezza ottima da dare ai suddetti elementi.

I sistemi di antenna nei quali si fa uso di più di un elemento direttore danno, senza alcun dubbio, un migliore rapporto da fronte a dietro insieme ad un migliore guadagno nella direzione preferenziale, rispetto ai sistemi di antenna nei quali si fa uso di un solo elemento direttore. Pertanto, usando sistemi di antenna con molti elementi direttori, sarà in molti casi sufficiente eseguire solo la messa a punto relativa al massimo guadagno nella direzione preferenziale; con tali sistemi di antenna, una volta ottenuto il massimo guadagno nella direzione preferenziale, sarà automaticamente ottenuto anche un rapporto da fronte a dietro sufficientemente buono.

Determinazione del guadagno effettivo di antenna

Sostituendo semplicemente il sistema di antenna direttivo con un dipolo radiatore situato nella stessa posizione, sarà possibile determinare l'effettivo guadagno dell'antenna in prova riferito al dipolo semplice.

L'impedenza del dipolo deve essere adattata a quella della linea di trasmissione che è normalmente impiegata per alimentare il sistema di antenna.

Tenendo su un valore costante la potenza di alimentazione anodica assorbita dal trasmettitore che alimenta l'antenna ausiliaria, si varierà la resistenza posta sullo strumento indicatore fino che l'indice di questo vada a metà scala.

Successivamente, tenendo ferme tutte le altre condizioni, il sistema di antenna direttivo viene sostituito col dipolo che è già adattato sulla stessa impedenza della linea impiegata per alimentare il sistema direttivo di antenna. La parte rettificatrice del misuratore di campo viene collegata alla linea di alimentazione del dipolo e si prenderà nota della indicazione fornita dallo strumento tenendo costante la potenza di alimentazione anodica assorbita dal trasmettitore

e senza apportare alcuna variazione alla posizione che aveva precedentemente assunta la resistenza regolabile posta sullo strumento indicatore.

Misure sulle linee di trasmissione.

Una volta ottenuto un soddisfacente diagramma di direzionalità di una antenna e dopo aver ottenuto un rapporto da fronte a dietro qual'è quello necessario quando un sistema di antenna debba funzionare nominalmente con caratteristica di unidirezionalità, il problema successivo diviene quello di adattare la impedenza della linea di trasmissione della antenna all'elemento radiatore o agli elementi radiatori del sistema di antenna. Se l'adattamento di impedenza fra l'antenna e la linea di trasmissione deve essere effettuato con un certo grado di accuratezza, si dovrà avere a disposizione qualche strumento che consenta di determinare il rapporto di onde stazionarie esistenti sulla linea di trasmissione.

Tipi di linee di trasmissione Nelle stazioni dilettantistiche per collegare il sistema di antenna al trasmettitore, può venire usato uno dei seguenti quattro tipi generali di linee di trasmissione.

Questi sono:

1) linea coassiale a dielettrico solido (RG-8/U etc.);

2) linea a conduttori paralleli stampate, del tipo a piattina o tubolare;

3) linee bifilari a fili separati;

4) linee schermate bifilari a dielettrico solido.

Il tipo 4) di linea è usato molto raramente, a causa del suo costo relativamente alto e per il fatto che tali linee sono frequentemente caratterizzate da perdite alquanto elevate rispetto agli altri tre tipi di linea che abbiamo elencati.

Linee coassiali Ovviamente non è possibile misurare il rapporto di onde stazionarie in un tratto di linea coassiale poichè le tensioni e le correnti esistenti dentro la linea sono completamente schermate dal conduttore esterno del cavo.

Perciò è necessario inserire qualche strumento in una sezione della linea, allo scopo di essere in grado di accertare le condizioni esistenti nell'interno della linea schermata.

Quando sono necessarie misure aventi un alto grado di precisione, lo strumento che si impiega più frequentemente è la linea a fenditura. Un tale strumento che è schizzato nella figura 32, costituisce un accessorio per apparecchi di misura che può essere autocostruito in un laboratorio dotato di un tornio e di altre macchine per la lavorazione dei metalli.

Le linee a fenditura disponibili in commercio costano pochissimo sebbene esse siano costruite con una precisione veramente notevole, e sono adatte alle misure che si effettuano nei laboratori di precisione.

Le linee a fenditura (slotted lines) consistono essenzialmente di una sezione di linea a dielettrico aria, avente la stessa impedenza caratteristica della linea di trasmissione nella quale esse vanno inserite.

Normalmente viene realizzato, ad ogni estremità della linea a fenditura, un ricettacolo rastremato per gli innesti con la linea di trasmissione. Questa ne-

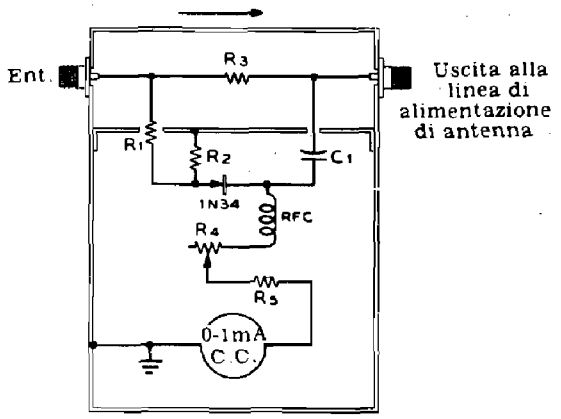


Figura 33.

PONTE INDICATORE DI ONDE STAZIONARIE A RESISTENZE

Questo tipo di strumento può venire impiegato con linee di alimentazione coassiali.

C_1—0,001-μF condensatore ceramico piccolo
R_1—Resistenza a carbone 22 Ω - 2 W
R_2—Resistenza a carbone 22 Ω - 2 W
R_3—Resistenza eguale alla impedenza caratteristica della linea di trasmissione coassiale che dovrà venire usata.
R_4—50-KΩ potenziometro a filo
R_5—4700 Ω - 1 W
I.R.F.—Impedenza a radiofrequenza adatta a funzionare sulla frequenza di misura.

cessità è provocata dalla differenza di diametro fra la linea a fenditura e la linea di alimentazione che debbono potersi innestare l'una sull'altra.

Nel conduttore esterno della linea a fenditura è ricavata una fessura avente una larghezza compresa fra circa 3 e 6 mm. Entro questa fenditura viene infilata una sonda la quale si accoppia così col campo esistente internamente alla linea. Eseguendo accuratamente questa fenditura sul conduttore esterno e servendosi di un opportuno sistema a manicotto con vite di regolazione, sarà possibile assicurare una distanza costante fra il conduttore interno e la sonda, quando questa viene spostata da una estremità all'altra della linea a fenditura.

La sonda normalmente comprende un elemento rettificatore di qualsiasi tipo, la cui uscita viene inviata ad uno strumento indicatore posto nelle vicinanze della linea a fenditura.

Sfortunatamente il sistema di misura di onde stazionarie mediante le linee a fenditura comporta la necessità che la linea sia alquanto più lunga di metà della lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza di prova e se si vogliono ottenere i migliori risultati sarà opportuno che tale lunghezza sia addirittura uguale alla lunghezza d'onda. Questa necessità può essere facilmente soddisfatta quando la frequenza di prova è di 420 MHz o meglio ancora quando è superiore a tale valore, poichè in questo caso la lunghezza d'onda è uguale o minore a 72 cm. Ma per frequenze più basse l'impiego di un tale strumento non è più pratico a causa della eccessiva lunghezza che assume la linea a fenditura.

Indicatori di onde stazionarie a ponte

Per l'esecuzione di misure sulle linee di trasmissione coassiali esistenti in commercio, vengono più generalmente impiegati gli indicatori di onde stazionarie del tipo a ponte. In commercio si possono acquistare indicatori di tale tipo e la M. C. Jones Electronics Co - Bristol Conn. ne produce una versione semplice ed efficiente.

Nella figura 33 è riportato lo schema elettrico di un tipo di ponte indicatore di onde stazionarie. In questo strumento viene effettuato il confronto fra la impedenza elettrica della linea di trasmissione e quella di una resistenza R_3 che è contenuta nello strumento.

Esperienze effettuate con uno strumento di questo tipo hanno dimostrato

che la resistenza R_3 deve essere del tipo a carbone, meno induttiva possibile. Si possono ottenere buoni risultati con le resistenze da 2 W di dissipazione, costruite dalla Ohmite, tipo « little Devie ».

La resistenza R_3 deve essere uguale alla impedenza caratteristica della linea di trasmissione di antenna. In altri termini, questa resistenza deve avere un valore di 52 Ω per linee che abbiano tale impedenza caratteristica, quali la linea RG-8/U e la RG-58/U.

Per linee aventi una impedenza caratteristica nominale di 70 Ω si potrà scegliere, fra un gruppo di resistenze di 68 Ω nominali, una avente una resistenza effettiva di 70 Ω.

L'equilibrio dello strumento viene ottenuto montando una resistenza, di valore uguale alla impedenza caratteristica nominale della linea da usare, su un innesto coassiale, del tipo usato sul terminale della linea di alimentazione di antenna.

Successivamente questo innesto viene inserito nella presa di « entrata » dello strumento mentre nella presa di « uscita » va immessa una potenza da 2 a 4 W, alla frequenza di funzionamento desiderata.

Si noti che, durante questa prova, il segnale attraversa il ponte in direzione opposta rispetto alla direzione normale.

La resistenza R_5 deve venir regolata in modo da ottenere una deviazione a fondo-scala dell'indice del milliampermetro da 1 mA.

Successivamente si invertono gli innesti in modo che il segnale di prova attraversi lo strumento secondo le direzioni indicate dalle frecce nella figura 33. Il livello di potenza dovrà essere mantenuto allo stesso valore di prima.

Se la resistenza campione impiegata come R_3 è di valore corretto e se le capacità parassite sono contenute entro limiti molto bassi, si dovrà ottenere una piccolissima indicazione da parte del milliampermetro.

Si toglie adesso l'innesto contenente la resistenza e si inserisce al suo posto l'innesto della linea di trasmissione di antenna. L'indicazione che ora il misuratore fornisce rappresenta il coefficiente di riflessione che esiste sulla linea di trasmissione di antenna nel punto in cui l'indicatore a ponte è stato inserito.

Dalla indicazione del coefficiente di riflessione si può risalire alla determinazione del rapporto di onde stazionarie servendosi del grafico di figura 36.

Le misure di questo tipo sono molto utili per determinare se l'antenna possiede un buon adattamento di impedenza con la linea di trasmissione che deve essere usata per alimentarla. Si tenga però presente che lo strumento di misura, quando è del tipo di quello mostrato in figura 33, deve essere inserito nella linea solo quando si vogliono effettuare le misure mentre successivamente, quando la stazione deve funzionare, esso andrà disinserito dalla linea.

Inoltre si tenga presente che la potenza applicata alla linea di alimentazione che alimenta il terminale di entrata dell'indicatore di onde stazionarie non deve oltrepassare i 4 W. Questo livello di potenza è limitato dalle possibilità di dissipazione da parte delle resistenze R_1 ed R_2.

Quando si vuole ottenere un funzionamento soddisfacente da parte dello strumento di misura, è necessario che le resistenze R_1 ed R_2 siano esattamente di uguale valore. La resistenza effettiva di

entrambe le resistenze non è critica e possono dare risultati soddisfacenti anche resistenze aventi un valore che si discosti del 10 per cento rispetto al valore indicato in figura 33. Però, ripetiamo, le due resistenze debbono avere esattamente lo stesso valore che potrà essere per entrambe, ad esempio, 21 o 24 Ω o altri valori intermedi.

Costruzione di un indicatore coassiale del rapporto di onde stazionarie.

Nelle figure 34 e 35 è illustrato il modo come va costruito un indicatore di onde stazionarie del tipo a ponte di resistenze e capacità. Questo tipo di ponte può essere lasciato inserito nella linea di trasmissione anche quando il trasmettitore è in funzione.

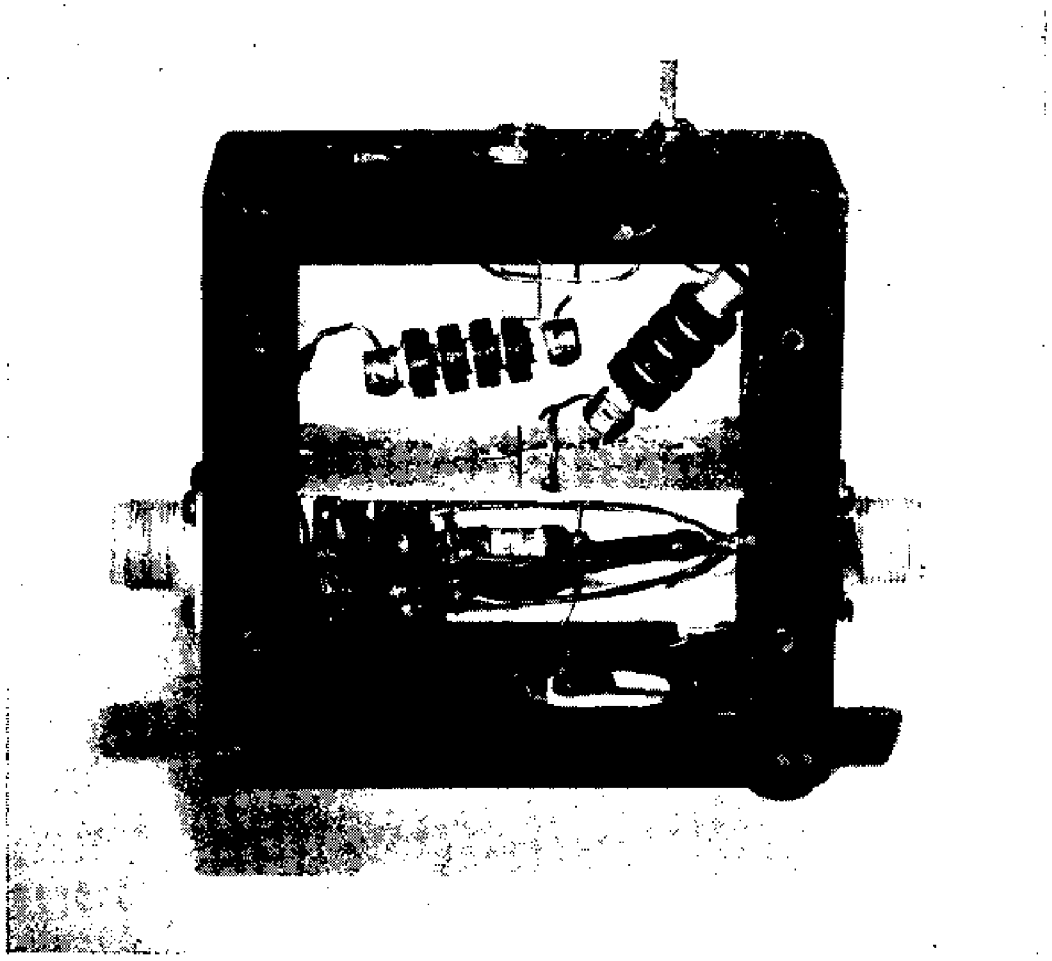
Questo strumento è contenuto in una scatola metallica da circa 10×10×5 cm con un pannello di schermatura sistemato al centro della scatola stessa.

La costruzione dello strumento richiede un tempo relativamente breve, se si seguono le indicazioni generali suggerite dalle figure 34 e 35. Tuttavia il montaggio del vero e proprio circuito a pon-

Figura 34.

MISURATORE DI ONDE STAZIONARIE A PONTE DI RESISTENZA-CAPACITA'

Il pannello frontale e quello posteriore della custodia sono stati asportati per rendere più efficace questa fotografia. Si noti il pannello di schermatura situato al centro della custodia. Sono visibili il montaggio del rettificatore a cristallo in serie con il condensatore ceramico ed entrambi in serie con la gabbia di resistenze. E' altresì visibile, sempre nella parte in basso della fotografia, la gabbia dei fili di schermatura.



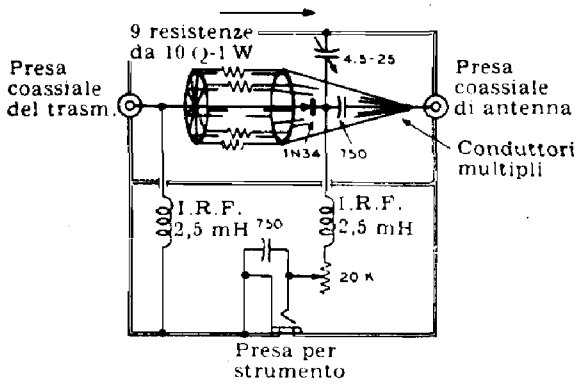


Figura 35.

SCHEMA ELETTRICO DELL'INDICATORE DI ONDE STAZIONARIE A RESISTENZE CAPACITA'

Questa illustrazione semi-prospettica mostra il sistema di costruzione. La energia che circola nella direzione delle frecce non fa deviare lo strumento indicatore mentre quella che circola in direzione opposta, provocata da energia riflessa oppure da una intenzionale inversione dello strumento, fa deviare lo strumento indicatore.

te è alquanto critico quando si vogliono ottenere risultati veramente buoni.

Il primo passo nella costruzione del circuito a ponte consiste nel realizzare due anelli di filo di rame nudo o argentato da 16/10 di mm aventi un diametro di 18 mm. A tali due anelli vengono saldate le nove resistenze da 10 Ω-1 W i cui terminali siano stati preventivamente tagliati a circa 6 mm di distanza dal corpo delle resistenze. Con un tale montaggio si realizza quindi una gabbia.

Successivamente si costruisce un cono di schermatura avente una lunghezza, esclusi i terminali, di circa 32 mm., impiegando, per tale costruzione, sei pezzetti di filo di rame nudo o argentato di 1 mm di diametro. Dopo di ciò si pone una crociera ad X di fili su una estremità della gabbia di resistenze, come chiaramente indica la figura 35 a sinistra. Il centro di questa crociera viene collegato all'innesto coassiale di sinistra, corrispondente alla presa per « trasmettitore » mentre al centro della stessa crociera viene collegato un reoforo, lungo circa 25 mm, di un rettificatore a cristallo.

E' importante che il rettificatore sia montato in modo che il suo corpo rimanga completamente esterno rispetto al lato senza crociera della gabbia di resistenze. Il punto in cui il reoforo del rettificatore, che va al centro della crociera, entra nel corpo del rettificatore stesso, deve risultare sullo stesso piano del lato della gabbia privo di crociera. Con questo artificio di montaggio, chiaramente illustrato dalla figura 34, il rettificatore non è più soggetto ad accoppiamento capacitivo che altrimenti si verrebbe a manifestare piuttosto forte, data la forte corrente che attraversa le resistenze della gabbia.

Dopo di ciò si monta il condensatore ceramico da 750 μμF. I due terminali, quello del rettificatore e quello del condensatore, dopo essere stati leggermente intrecciati l'uno con l'altro e saldati, vengono aperti a 180° fra loro e a 90° rispetto agli assi del rettificatore e del condensatore. A questo punto si può montare sul gruppo rettificatore-condensatore ceramico il cono di schermatura precedentemente preparato. Mediante questo tipo particolare di costruzione, il rettificatore e il condensatore in serie risultano schermati dal campo che esiste all'interno dello strumento, sulla parte superiore della figura 34. Ciò rende possibile estendere il campo di applicazione dello strumento anche alle frequenze altissime (v.h.f.).

Il ponte potrà essere associato a qualsiasi tipo di strumento indicatore a corrente continua, purchè questo abbia una

sensibilità adeguata al livello di potenza da impiegare.

Malgrado le misure normalmente vengano effettuate a livelli di potenza relativamente bassi (usualmente da 10 a 50 W nella linea di trasmissione), lo strumento che abbiamo descritto può essere impiegato su una linea di trasmissione da 52 Ω di impedenza caratteristica, alimentata ad un livello di potenza anche più alto di 500 W, purchè il rapporto di onde stazionarie sia relativamente basso.

Messa a punto e taratura La messa a punto iniziale dello strumento, per un funzionamento con una linea di trasmissione a 52 Ω, è alquanto semplice.

Si colleghi un trasmettitore di potenza bassa alla presa « trasmettitore » dello strumento.

Si monti su un innesto coassiale una resistenza da 52 Ω-2 W del tipo a carbone che, come si è detto, ha buone caratteristiche per l'impiego a radiofrequenza. Si farà attenzione a che i reofori di questa resistenza siano i più corti possibile.

Questo innesto coassiale, con relativa resistenza, viene quindi innestato alla presa « antenna » dello strumento e si regolerà il compensatore ceramico da 4,5 ÷ 25 μμF fino a che si abbia la minima deviazione dell'indice dello strumento misuratore. Alle frequenze più alte di 50 MHz si otterrà, col compensatore ceramico posto su una capacità opportuna, un minimo molto acuto.

Per la taratura dello strumento si invertiranno fra loro i due innesti che vanno allo strumento; si applicherà una terminazione resistiva di valore diverso rispetto alla impedenza nominale della linea e si regolerà tanto il livello di potenza immessa quanto il regolatore di sensibilità (reostato da 20 KΩ di figura 35) fino a che si ottenga la deviazione a fondo-scala dello strumento indica-

Successivamente si invertono ancora una volta gli innesti di entrata e di uscita allo strumento, in modo che il trasmettitore e il carico risultino collegati conformemente a come indica la figura 35 e si prenderà nota della deviazione che ora assume l'indice dello strumento. Se la sensibilità dello strumento indicatore è notevole, così da poter usare in serie ad esso una resistenza di valore molto alto, lo strumento indicherà con sufficiente precisione il valore teorico del coefficiente di riflessione, relativo alla terminazione in prova. Per ottenere dal coefficiente di riflessione il rapporto di onde stazionarie si potrà utilizzare il grafico di figura 36.

L'uso dello strumento è lo stesso di quello degli indicatori a ponte di tipo generale. Lo riepiloghiamo brevemente.

Dapprima lo strumento viene connesso alla linea di trasmissione di antenna in direzione invertita. Dopo di ciò, con un alto valore di resistenza in serie allo strumento indicatore, si applica l'alimentazione anodica al trasmettitore e si regola la resistenza in serie fino a che lo strumento indicatore vada a fondo-scala. Successivamente si inverte lo strumento, commutando l'uno con l'altro i due innesti del « trasmettitore » e della « antenna » ossia inserendo lo strumento conformemente allo schema della figura 35. Alimentando il trasmettitore, si prenderà nota della deviazione dello strumento indicatore corrispondente a questa inserzione dello strumento.

La nuova lettura dello strumento indicherà il coefficiente di riflessione del

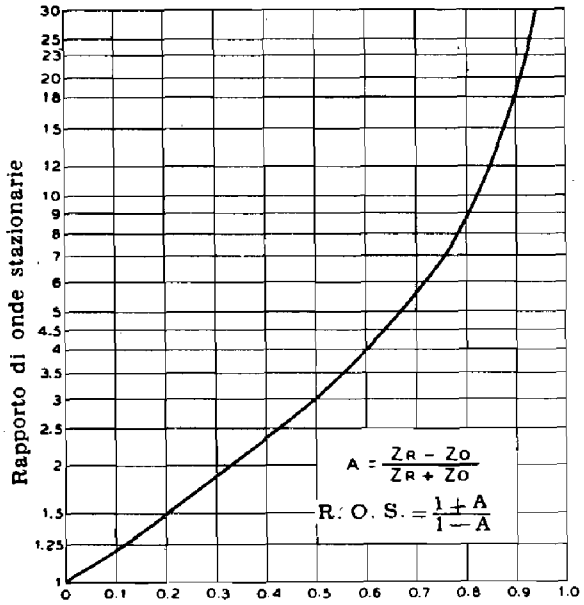


Figura 36.

RELAZIONE FRA IL RAPPORTO DI ONDE STAZIONARIE E IL COEFFICIENTE DI RIFLESSIONE

Questo grafico consente di convertire in valori del rapporto di onde stazionarie, i valori ottenuti per il coefficiente di riflessione, come quelli forniti da un indicatore di onde stazionarie del tipo a ponte, oppure quelli forniti dal dispositivo a doppia lampadina (con rettificatori e strumento indicatore).

carico, con un certo grado di precisione anche senza l'uso di tabella di taratura. Noto il coefficiente di riflessione, si potrà risalire al rapporto di onde stazionarie, in base al grafico della figura 36.

Misure su linee a conduttori paralleli stampate

Il metodo della « doppia lampadina », descritto per la prima volta da Wright nel numero di Ottobre 1947 della rivista *QST*, costituisce uno dei dispositivi più efficienti e meno costosi per formarsi una idea approssimativa del rapporto di onde stazionarie su una linea di trasmissione del tipo a conduttori paralleli stampata (a piattina). Questo ingegnoso sistema può essere realizzato impiegando ben pochi componenti il cui costo totale non supera le 200 lire circa. Solo considerando ciò, si può dire che il metodo della doppia lampadina costituisce, fra gli strumenti indicatori di onde stazionarie, un sistema di estremo interesse.

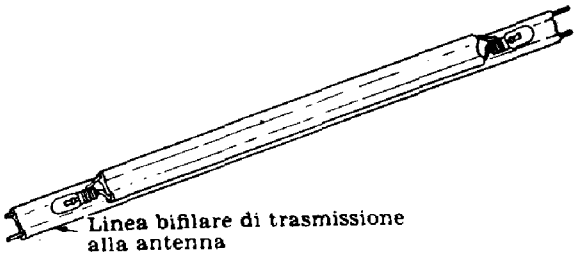


Figura 37.

SCHIZZO DELL'INDICATORE DI RAPPORTO DI ONDE STAZIONARIE DEL TIPO A DOPPIA LAMPADINA

Lo spezzone di linea con le lampadine ad ogni estremità, normalmente verrà appoggiato sulla linea di trasmissione principale e verrà fissato a questa mediante nastro adesivo.

Nella figura 37 è riportato uno schizzo dell'indicatore a doppia lampadina.

La parte indicatrice del sistema consiste essenzialmente di uno spezzone di circa 25 cm di lunghezza di una linea bifilare a piattina da 300 Ω di impedenza, con montata ad ogni estremità una lampadina del tipo « spia » per scale di radioricevitori.

Nel dispositivo illustrato, le lampadine sono del tipo a baionetta da 6,3 V-150 mA. Le lampadine sono saldate ai due conduttori su ogni estremità dello spezzone di linea bifilare.

Per eseguire la misura, basta semplicemente affacciare lo spezzone di linea con le due lampadine alla linea bifilare (o altro tipo di linea similare) che va dal trasmettitore (o dal relè di commu-

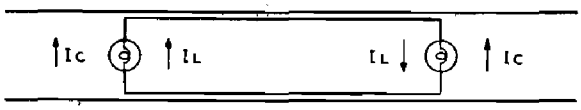


Figura 38.

FUNZIONAMENTO DELL'INDICATORE A DOPPIA LAMPADINA

E' rappresentata la circolazione delle correnti derivanti dai campi induttivo e capacitivo in un dispositivo a doppia lampadina affacciato ad una linea avente un basso rapporto di onde stazionarie.

tazione di antenna), al sistema di antenna.

Se sulla linea di trasmissione di antenna non esistono onde stazionarie, si accenderà la lampadina posta dalla parte del trasmettitore mentre rimane spenta quella posta verso l'antenna. Impiegando una linea bifilare da 300 Ω fra il relè di commutazione di antenna e l'antenna e con una potenza di circa 200 W sulla banda di frequenza di 28 MHz, la lampadina posta verso il trasmettitore si dovrà accendere presso a poco al suo massimo splendore. Quando in queste condizioni il rapporto di onde stazionarie sulla linea di trasmissione di antenna è all'incirca 1,5 a 1, la lampadina posta verso l'antenna incomincerà appena ad accendersi.

Se il rapporto di onde stazionarie sulla linea di alimentazione di antenna è alto, allora entrambe le lampadine si accenderanno presso a poco al loro massimo splendore.

Perciò il dispositivo fornisce una indicazione sufficientemente valida per onde stazionarie relativamente basse, ma quando il rapporto di onde stazionarie è alto, il dispositivo a doppia lampadina potrà servire soltanto ad accertare l'esistenza di elevate onde stazionarie senza però poter fornire alcuna idea sulla entità effettiva di tale rapporto.

Funzionamento del dispositivo a doppia lampadina

Il dispositivo a doppia lampadina basa il suo funzionamento sul fatto che l'accoppiamento induttivo e capacitivo del conduttore posto ad un bordo dello spezzone di linea bifilare, con il conduttore della linea di trasmissione adiacente ad esso è molto maggiore dell'accoppiamento dello stesso conduttore dello spezzone con l'altro conduttore della linea di trasmissione. Evidentemente la stessa cosa avviene per l'altro conduttore dello spezzone di linea bifilare a doppia lampadina rispetto all'altro conduttore della linea di trasmissione, adiacente ad esso.

Affinchè il dispositivo a doppia lampadina possa funzionare, deve verificarsi un'altra condizione e cioè che lo spezzone di linea bifilare facente capo alle due lampadine abbia una lunghezza minore di un quarto della lunghezza d'onda. In tal caso la corrente dovuta all'accoppiamento capacitivo passa attraverso entrambe le lampadine nella stessa direzione, mentre la corrente dovuta all'accoppiamento induttivo fra i conduttori del dispositivo a doppio lampadina e i conduttori della linea di trasmissione di antenna, passa attraverso le due lampadine in direzione opposta. Pertanto, in una linea priva di riflessioni, le due correnti si annullano vicendevolmente in una lampadina mentre nell'altra lampadina si sommano, causando l'accensione di una sola lampadina.

Il fenomeno che rende direzionale il dispositivo a doppia lampadina deriva dal fatto che l'accoppiamento capacitivo determina una azione « scalare » indipendente cioè dalla direzione dell'onda che attraversa la linea, mentre l'accop-

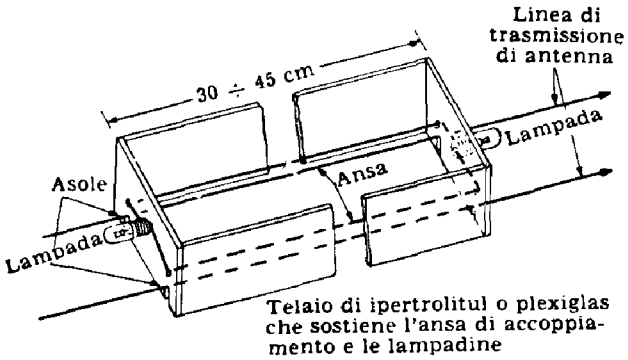


Figura 39.

SCHIZZO DI INDICATORE DEL TIPO A DOPPIA LAMPADINA PER LINEE A FILI SEPARATI

piamento induttivo determina una azione « vettoriale » che è quindi funzione della direzione di propagazione dell'onda dentro la linea.

Perciò la corrente capacitiva è la stessa ed è in fase con l'energia che viaggia in entrambe le direzioni nella linea, mentre la corrente induttiva circola in una direzione, per la energia che nella linea viaggia in una certa direzione, e in direzione opposta per la energia che nella linea viaggia in direzione opposta.

Così su una estremità dello spezzone di linea bifilare le due correnti si sommano per l'onda che va verso l'antenna e sull'altra estremità dello spezzone di linea bifilare si sommano solo le correnti dovute all'onda riflessa dalla antenna. Quando, dopo aver raggiunta l'antenna, le onde vengono fortemente riflesse, esse assumono una ampiezza approssimativa uguale a quella delle onde dirette verso l'antenna e allora entrambe le lampadine si accenderanno.

Quando in un sistema di antenna avvengono forti riflessioni da parte della antenna, si ottiene come risultato il formarsi di un alto rapporto di onde stazionarie sulla linea di alimentazione di antenna.

Impiego del dispositivo a doppia lampadina con le varie linee di alimentazione

Il dispositivo a doppia lampadina si presta meglio ad essere impiegato quando la linea di trasmissione di antenna è del tipo bifilare a piattina.

Sono reperibili sul mercato linee bifilari a piattina per trasmissione di forti potenze, con impedenza caratteristica di 75 Ω, 205 Ω e 300 Ω.

Inoltre qualche fabbricante costruisce linee a 300 Ω per due livelli di potenza trasmissibile e questi due tipi di linea hanno una sezione circolare. Con questo tipo di linea da 300 Ω a sezione circolare si può impiegare ancora il sistema dello spezzone di piattina bifilare da 300 Ω con le due lampadine alle estremità, appoggiando fortemente questo spezzone di piattina sulla linea a sezione circolare in modo che i conduttori dello spezzone di linea siano più vicini possibile ai rispettivi conduttori della linea di alimentazione di antenna.

Impiego del dispositivo a doppia lampadina con le linee bifilari a fili separati

Il dispositivo a doppia lampadina può venire impiegato anche con le normali linee bifilari a fili separati del tipo da 460 Ω o 600 Ω.

In una applicazione di questo genere l'indicatore, che sarà costituito da un'ansa di filo di rame di 1 mm o di 1,3 mm di diametro, sarà fissato ad un telaietto costruito impiegando una lastra (di 6 mm di spessore) di materiale isolante, che potrà essere plexiglas, ipertrolitul o

anche legno ben essicato e impregnato con vernice o lacca.

In ogni caso il telaietto dovrà essere il più leggero possibile e quanto più possibile esterno al campo della linea di trasmissione.

Se il telaietto avesse una massa notevole e se fosse sottoposto al forte campo provocato dalla linea di trasmissione di antenna, esso provocherebbe una certa riflessione nella linea, ciò che causerebbe il formarsi di onde stazionarie.

I due conduttori, con la lampada saldata ad ogni estremità, dovranno essere distanziati di circa 10 mm dai conduttori della linea di alimentazione principale e dovranno essere posti sopra la linea di alimentazione principale piuttosto che internamente ai due conduttori di essa. Nel telaietto dovranno essere eseguite delle tacche in modo che sia mantenuta esattamente costante la distanza fra la linea bifilare a doppia lampadina e la linea di trasmissione di antenna.

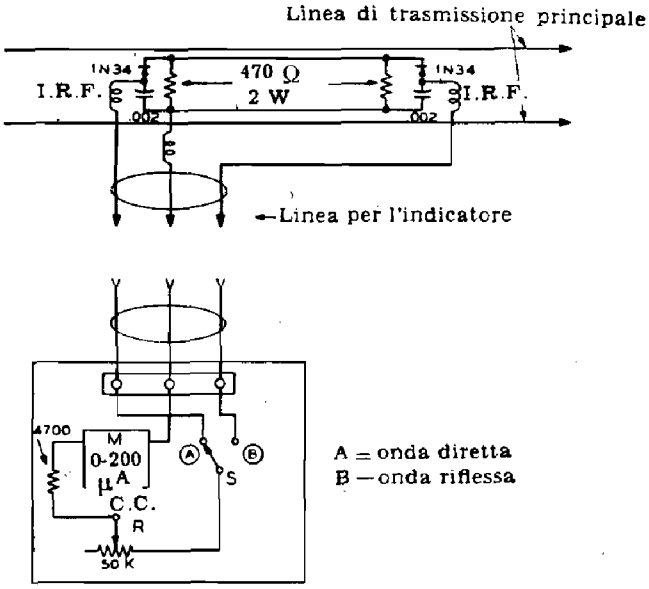


Figura 40.

ILLUSTRAZIONE DELL'IMPIEGO DI UN INDICATORE A DOPPIA LAMPADINA CON UNO STRUMENTO A CORRENTE CONTINUA

Con questo dispositivo si ottiene una indicazione del rapporto di onde stazionarie esistente su una linea di trasmissione, molto più precisa di quella che si può ottenere impiegando l'analogo dispositivo con le lampadine spia usate come indicatrici.

Impiego del dispositivo a doppia lampadina con con rettificatori e strumento indicatore

Lo stesso principio di funzionamento del dispositivo a doppia lampadina può essere applicato alla realizzazione di un dispositivo molto più preciso che consente di eseguire la misura del rapporto di onde stazionarie esistente su una linea di trasmissione. Questo nuovo dispositivo impiega due rettificatori e uno strumento indicatore al posto delle due lampadine.

Nella figura 40 è riportato lo schema elettrico con i collegamenti per un tale strumento.

Evidentemente, un tale dispositivo è alquanto più complesso della semplice versione che utilizza due lampadine spia, ma con esso è possibile determinare la reale entità del rapporto di onde stazionarie esistenti su una linea di trasmissione con un'ottima approssimazione, mentre con il dispositivo con le due lampadine spia si può avere solo una indicazione grossolana sulla esistenza o meno di onde stazionarie.

Il principio di funzionamento è identico, come si è detto, a quello del dispositivo con le due lampadine spia. La tensione esistente ad ogni estremità dello spezzone di linea bifilare viene rettificata da un rettificatore al germanio tipo 1N34 in modo così che il valore di tale tensione possa essere letto da uno strumento a corrente continua.

Dal rapporto fra le indicazioni fornite dallo strumento alle due estremità dello spezzone di linea bifilare sarà possibile valutare con un sufficiente grado di precisione il rapporto di onde stazionarie esistente nella linea di trasmissione.

La procedura per eseguire la misura è la seguente: si appoggia lo spezzone di linea bifilare alla linea di trasmissione principale, se questa è del tipo a piattina, oppure si pone la struttura rappresentata dalla figura 39 sulla linea bifilare a fili separati, se viene usata una linea di trasmissione di quest'ultimo tipo. In ogni caso le lampadine spia, che nel dispositivo indicatore a doppia lampadina erano saldate alle due estremità dello spezzone bifilare, verranno sostituite da una resistenza di carico da 470 Ω, un diodo al germanio tipo 1N34, un condensatore a mica a pasticca da 0,002 μF e una impedenza a radiofrequenza che presenti un alto valore di impedenza alla frequenza di lavoro che dovrà essere impiegata dal trasmettitore.

Un'altra impedenza a radiofrequenza viene saldata sull'uno o sull'altro conduttore del dispositivo indicatore di onde stazionarie, allo scopo di fornire il ritorno a corrente continua per la tensione rettificata.

Le spezzone di linea bifilare dello strumento viene collegato alla scatola che contiene lo strumento indicatore a corrente continua, il commutatore e le resistenze, mediante un cavo tripolare. Questo cavo potrà essere costituito da tre spezzoni di cavo unipolare isolato in cotone sterlingato oppure può consistere in un cavo unipolare di questo tipo unito, mediante comune nastro adesivo, ad un pezzo di piattina bipolare o di cavo bipolare di alimentazione di rete. Successivamente si regola il potenziometro R da 50 KΩ in modo da inserire sullo strumento indicatore la massima resistenza e si porta il commutatore S nella posizione A per eseguire la misura sull'onda diretta. Se il trasmettitore è in grado di erogare una potenza superiore a 25 o 50 W, si applicherà ad esso una tensione ridotta in modo che la potenza non oltrepassi i valori suddetti.

Adesso si prenderà nota della indicazione fornita dallo strumento. Se tale indicazione è molto bassa, essa può essere aumentata diminuendo il valore di resistenza del potenziometro R. Se invece l'indicazione fosse troppo alta, essa potrà venire diminuita riducendo la potenza erogata dal trasmettitore oppure sostituendo le resistenze da 470 Ω poste su ciascuna estremità dello spezzone di linea bifilare con altre di valore più basso oppure, infine, ponendo in serie al potenziometro R una resistenza di valore adeguato.

Con una potenza di 200 W immessa nella linea di alimentazione di antenna e con componenti aventi i valori riportati in figure 40, si otterrà una deviazione a fondo scala dello strumento quando la resistenza R ha un valore leggermente minore del massimo. (Questo tipo di misura va effettuato quando si usa per lo spezzone di cavo bipolare, una piattina).

Dopo che siano state regolate tanto la potenza emessa dal trasmettitore quanto la resistenza R in modo da avere la deviazione a fondo scala dell'indice dello strumento M, si sposta il commutatore S sulla posizione B e si prenderà nota della indicazione che ora lo strumento fornisce.

Se la impedenza di linea è perfettamente adattata, lo strumento darà una indicazione zero. Ma molto raramente in pratica si hanno linee perfettamente adattate, sicchè esisterà sempre un certo rapporto fra lettura corrispondente all'onda riflessa e lettura corrispondente all'onda diretta. Si esegue il rapporto fra tali due letture.

Se lo strumento indicatore M è un milliampermetro a corrente continua da 1 mA fondo-scala, invece che un microampermetro da 100 μA, la sensibilità del dispositivo sarà un po' minore, ma si avrà il vantaggio che la indicazione fornita dallo strumento in corrispondenza dell'onda riflessa dà direttamente il coefficiente di riflessione.

Una volta determinato il coefficiente di riflessione sarà agevole ottenere il rapporto di onde stazionarie in base al grafico contenuto nella figura 36.

Taratura della linea di misura

Il grafico della figura 36 è stato calcolato in base alle equazioni riportate nella figura stessa.

La precisione che uno strumento realmente può dare, ossia l'esatta corrispondenza fra i valori misurati e quelli calcolati, dipende dalla linearità dei rettificatori, dalla bontà delle impedenze a radiofrequenza che servono ad isolare completamente la linea che va all'indicatore dalla linea di misura (spezzone di piattina bipolare), dai rettificatori e dal fatto che le due resistenze da 470 Ω siano uguali sia come resistenza che come impedenza.

In pratica ci si possono attendere alcune discordanze rispetto a tali condizioni teoriche. Però nelle prove pratiche eseguite nella banda di 28 MHz tali discordanze sono state così piccole da poter essere trascurate.

Se si desidera eseguire la taratura sperimentale dello strumento oppure se si desidera controllare la precisione con la quale un particolare strumento corrisponde coi valori calcolati sulla base della figura 36, si potrà seguire la seguente procedura:

1) Si pone, al posto della antenna, sul terminale della linea di trasmissione della antenna, una resistenza di carico avente un valore uguale alla impedenza caratteristica della linea di trasmissione stessa. Questa resistenza dovrà evidentemente essere in grado di dissipare sostanzialmente tutta la potenza di uscita fornita dal trasmettitore. In caso contrario sarà necessario ridurre la potenza erogata dal trasmettitore in modo che, agendo anche sulla sensibilità dello strumento indicatore, si possa ottenere la deviazione a fondo scala dello strumento indicatore M. Queste regolazioni vanno eseguite con il commutatore S posto nella posizione A e possibilmente facendo dissipare alla resistenza di carico tutta la potenza fornita in uscita dal trasmettitore.

2) Si pone il commutatore S nella posizione B. L'indicazione fornita dallo strumento M dovrà andare a zero. Qualora tale indicazione risultasse sensibilmente diversa da zero, vuol dire che avvengono riflessioni a causa di piegature o di altre discontinuità della linea di tramissione di antenna, oppure che le impedenze a radiofrequenza non adempiono efficacemente alla loro funzione.

3) Una volta raggiunta una indicazione nulla con il commutatore S posto in (B) e una indicazione a fondo scala

con il commutatore S posto in (A), si sostituisce la resistenza di carico, che precedentemente era stata montata sul terminale di antenna della linea di alimentazione, con una resistenza avente un valore metà della impedenza caratteristica della linea di alimentazione di antenna. In queste condizioni si dovrà regolare la resistenza R in modo da ottenere, con il commutatore posto su A, la deviazione a fondo scala dello strumento indicatore M e si prende nota della deviazione di tale strumento quando il commutatore S viene posto su B. L'indice dello strumento dovrà porsi su circa 0,33 e ciò corrisponde ad un rapporto di onde stazionarie di 2 a 1.

4) Si sostituiscano ora altri valori di resistenza come resistenza terminale della linea di trasmissione di antenna e si calcolino i coefficienti di riflessione e i rapporti di onde stazionarie in base alle formule riportate sul grafico 36. Se la deviazione rispetto ai valori teorici è notevole, sarà opportuno tracciare un nuovo grafico del rapporto di onde stazionarie in base alle indicazioni fornite dallo strumento.

Si tenga presente che quando le discordanze rispetto ai valori teorici sono notevoli, probabilmente esisterà qualche causa esterna che influenza le letture e in tal caso, rifacendo le letture, non si otterranno sempre gli stessi valori.

Se viene eliminato qualsiasi accoppiamento spurio con la linea di misura, la taratura dello strumento dovrà il più delle volte corrispondere quasi esattamente a quella riportata nella figura 36.

CAPITOLO VENTISETTESIMO

Matematica e calcoli radiotecnici

Al radiotecnico si presenta la necessità di ricorrere a calcoli per la progettazione di parti delle apparecchiature e ciò richiede una buona conoscenza degli elementi fondamentali della matematica.

Il presente capitolo è destinato a dare ai radioamatori le basi per comprendere ed applicare le nozioni di radiotecnica contenute in questo manuale.

Le applicazioni pratiche della radio, fortunatamente, richiedono calcoli poco complessi, che si riducono alla risoluzione di semplici equazioni, o alla interpretazione di grafici.

Simboli numerici Il sistema di numerazione araba adotta dieci simboli diversi:

1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 0

Quando un numero è composto da più cifre, la prima da destra indica le unità, la seconda le decine, la terza le centinaia, la quarta le migliaia, ecc. ecc.

Ad esempio:

8	1	4	3
migliaia	**centinaia**	**decine**	**unità**

Ciò significa che se una cifra si sposta verso sinistra di un posto, il suo valore viene moltiplicato per dieci.

8	+ migliaia	(10 x 10 x 10)
1	+ centinaia	(10 x 10)
4	+ decine	(10)
3	unità	
8143		

8	unità	
8	decine	x 10
8	centinaia	x 100
8	migliaia	x 1000
8888		

Il numero indicato dalla scrittura decimale 8143, è quindi una somma di 8 migliaia, più 1 centinaio, più 4 decine, più 3 unità.

Frazioni decimali o numeri decimali I numeri compresi fra 0 ed 1 sono numeri frazionari; essi possono essere rappresentati in figura 1 da un segmento di lunghezza minore di AO, se intendiamo che AO rappresenti l'unità.

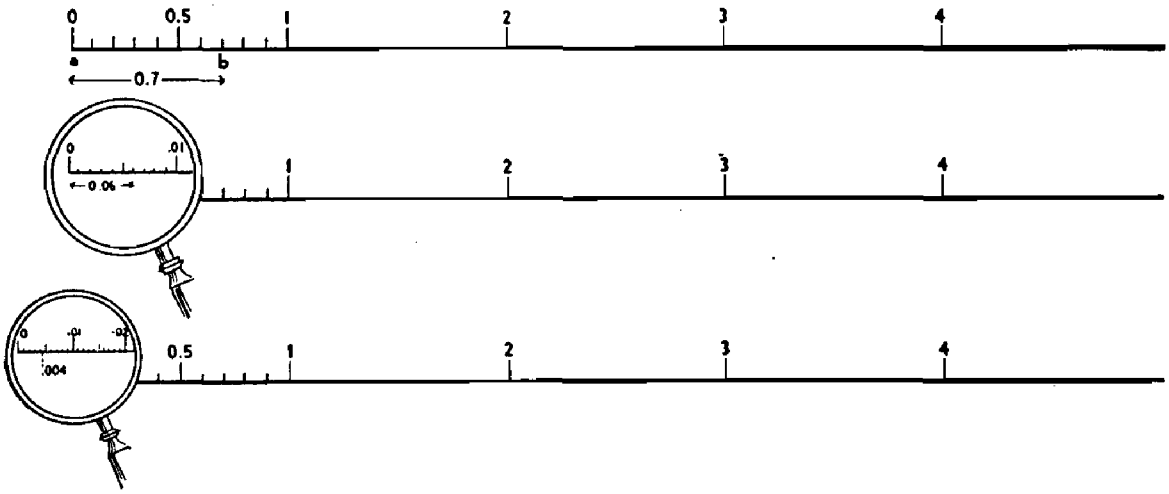


Figura 1.

I NUMERI FRAZIONARI SONO RAPPRESENTATI DA FRAZIONI DEL SEGMENTO UNITARIO

Dividiamo il segmento in 10 parti e consideriamone 1, 2, 3, 4 ecc. Avremo rispettivamente 1 decimo, 2 decimi, 3 decimi, 4 decimi, che possiamo anche scrivere 0,1; 0,2; 0,3; 0,4, ecc.

Il segmento *ab*, che è formato da 7 di queste parti rappresenta il numero 0,7.

Consideriamo ora la decima parte della unità e dividiamola ancora in 10 parti. Una, due, tre di queste ultime rappresentano nell'ordine 1 centesimo della unità, 2 centesimi, 3 centesimi, ecc. che possiamo rappresentare con la scrittura: 0,01; 0,02; 0,03, ecc.

Dividendo il centesimo in 10 parti avremo i millesimi, e così via.

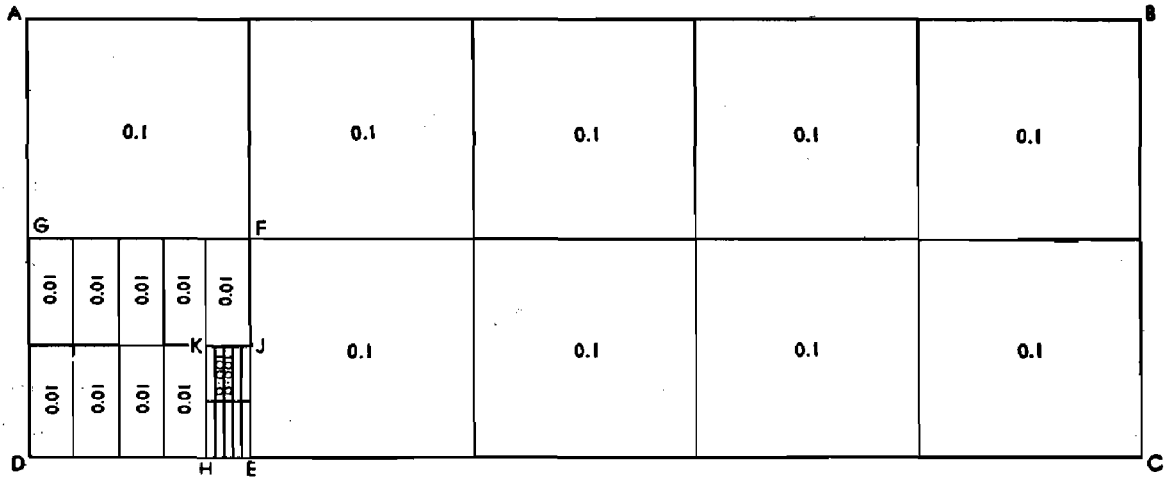


Figura 2.

I NUMERI FRAZIONARI SONO RAPPRESENTATI DALL'AREA DI RETTANGOLI FRAZIONI DI RETTANGOLO DI AREA UNITARIA

ABCD = 1,0; GFED = 0,1; KJEH = 0,01; l'area di ognuno dei 10 rettangoli, in cui è stato diviso il rettangolo KJEH, vale 0,001.

Addizione Per indicare che si vogliono sommare due o più numeri, basta scriverli l'uno accanto all'altro, ponendo fra di essi il segno +, segno, o operatore caratteristico della addizione. I numeri prendono il nome di addendi.

Dati, ad esempio, i numeri 7 e 12, se si vuole indicare il numero risultante dalla loro addizione, bisogna scrivere 7 + 12. In questo caso l'operazione si esegue facilmente. Quando però gli addendi sono più di due, o sono dei numeri di molte cifre, è opportuno scriverli l'uno sotto l'altro, in modo che le unità siano tutte incolonnate (e di conseguenza risulteranno incolonnate le centinaia, le migliaia, i decimi, i centesimi, ecc. ecc.).

Effettuata questa disposizione, si sommano gli elementi della prima colonna a partire da destra e si scrive il risultato in basso, in modo che costituisca l'ultima cifra del numero somma.

Se questa somma risulta però maggiore di nove ed è quindi composta di due cifre, si scrivono solo le unità, mentre le decine si riportano sulla 2ª colonna e si sommano agli elementi di essa, e così via.

654	**0,654**	**654**
32	**3,2**	**32**
53041	**53,041**	**5304,1**
53727	**56,895**	**5990,1**

Sottrazione La sottrazione si indica col segno —, operatore della sottrazione. Il numero da sottrarre si chiama sottraendo; il numero da cui bisogna sottrarre si chiama minuendo; il risultato prende il nome di resto.

minuendo —
sottraendo =
resto

Esempi:

65,4 —	**65,4 —**
32 =	**32,21 =**
33,4	**33,19**

Moltiplicazione La moltiplicazione si indica col simbolo ×. I due numeri da moltiplicare prendono il nome di moltiplicando e moltiplicatore, rispettivamente.

La scrittura è la seguente:

moltiplicando ×
moltiplicatore
prodotto parziale +
prodotto parziale
prodotto

Il prodotto è il risultato della moltiplicazione.

I prodotti parziali sono i prodotti delle singole cifre del moltiplicatore per il moltiplicando. Il prodotto è la somma dei prodotti parziali. Essi vanno scritti incolonnati, in modo tale che ognuno sia spostato di una cifra verso sinistra rispetto al precedente.

Si esegue quindi la somma per colonne.

834 ×	**834 ×**
26	**106**
5004	**5004**
1668	**000**
	1668
21684	
	171804

Nel secondo esempio il prodotto parziale costituito tutto da zeri si può tralasciare, ricordando di incolonnare il

successivo prodotto parziale sotto il primo, spostato però di due posti verso sinistra. I numeri decimali si moltiplicano come i numeri interi; dal prodotto bisogna poi staccare con la virgola, da destra verso sinistra, tante cifre quante sono le cifre decimali del moltiplicando più le cifre decimali del moltiplicatore.

Negli esempi è messo in evidenza accanto ad ogni fattore il numero delle cifre decimali e più in basso il totale delle cifre che devono essere staccate con la virgola; questo conteggio si può fare agevolmente a memoria.

5,43 ×	2 posti
0,72	2 posti
1086	
3 801	
3,9096	2+2=4 posti
0,04 ×	2 posti
0,003	3 posti
0,00012	2+3=5 posti

Divisione La divisione è l'operazione inversa della moltiplicazione e si indica col segno: oppure si usa anche scrivere i due numeri separati dalla barra di frazione 3/4 = 3 : 4. Il numero da dividere è il dividendo e va scritto prima del segno della divisione o sopra la barra di frazione. Il numero per il quale bisogna dividere è il divisore e va scritto dopo il segno o sotto la barra di frazione.

Il risultato si chiama quoziente.

dividendo | divisore
quoziente

$$\frac{\textbf{dividendo}}{\textbf{divisore}} = \textbf{quoziente}$$

dividendo : divisore = quoziente

Esempi di divisione:

105084	**834**	**2346**	**49**
834	**126**	**196**	**49**
2168		**476**	
1668		**441**	
5004		**35** resto	
5004			
0000			

Non sempre un numero è divisibile per un altro: in questo caso al termine della operazione si avrà un resto.

Quando i due numeri non siano interi vale la regola seguente:

La virgola stacca dal quoziente tante cifre quante sono le cifre decimali del dividendo meno quelle del divisore.

Spesso è più semplice spostare verso destra la virgola del divisore e del dividendo di tanti posti quanti sono i decimali del divisore, che risulterà così un numero intero, perchè nessuna delle sue cifre resterà a destra della virgola. Eseguita, (dopo questa operazione preliminare) la divisione, bisogna staccare con la virgola dal quoziente tante cifre quante sono quelle decimali del dividendo.

Ad esempio: per dividere 10,5084 per 8,34 si sposta dapprima la virgola in ambo i numeri di due posti verso destra.

1050,84	**834**
834	**1,26**
2168	
1668	
5004	
5004	

Il quoziente è 126; bisogna ora staccare, a partire da destra, 2 cifre; si ha quindi 1,26.

Altro esempio: dividere 0,000325 per 0,017.

In questo caso bisogna spostare nei due numeri le virgole di 3 posti verso destra.

```
0,325 | 17
      |------
  17  | 0,019
------
 155
 152
------
   2
```

Quando il dividendo ha meno cifre decimali del divisore, la regola è ancora valida, ad es:

0,49:0.006 spostando di 3 posti la virgola si ha 490:6 poichè 0,490=0,49.

```
490 | 6
    |------
 48 | 81
----
 10
  6
----
  4
```

Se la divisione dà un resto, qualche volta è necessario continuare l'operazione per ottenere un risultato più approssimato.

Possiamo aggiungere al dividendo delle cifre, tutte eguali allo zero, separate dalla virgola e continuare la divisione come nei casi precedenti per i numeri decimali.

Le cifre decimali del quoziente saranno tante quanti sono i decimali annessi al dividendo.

Esempio:

```
482,00 | 6
       |------
 48    | 80,33
-----
 0020
   18
-----
   20
   18
-----
    2
```

Le frazioni I numeri minori dell'unità sono chiamati frazioni.

Le frazioni decimali non sono che un particolare tipo di frazione.

Esempi di frazioni non decimali:

numeratore	3	6	1
denominatore	4	7	5

Il numero che sta al di sopra del tratto orizzontale si chiama numeratore; quello che sta al di sotto si chiama denominatore.

Quando il numeratore è minore del denominatore, la frazione si chiama propria; impropria nel caso contrario.

Gli esempi dati sono tutti esempi di frazioni proprie.

Una frazione impropria si può sempre trasformare nella somma di un numero intero e di una frazione propria. La somma prende il nome di numero misto e nella scrittura si può omettere il segno +.

Gli esempi mostrano frazioni improprie ridotte a numeri misti.

$$\frac{7}{4} = 1\frac{3}{4}$$

Moltiplicando o dividendo per uno stesso numeratore e denominatore di

una frazione li valore della frazione non cambia.

Una frazione è ridotta ai minimi termini quando il numeratore e il denominatore non hanno fattori comuni.

Addizione e Sottrazione di frazioni Eccettuato il caso in cui le frazioni siano molto semplici, è più facile eseguire le operazioni di somma e sottrazione dopo averle ridotte alla forma decimale.

Anzichè ridurle a numeri decimali si può anche seguire questa regola, Per sommare o sottrarre due frazioni, si rendono uguali i denominatori, dopo di che si sommano i numeratori e si dà a tale somma come denominatore il denominatore comune a tutte le frazioni. Per rendere eguali i denominatori, si moltiplicano numeratore e denominatore di ciascuna delle frazioni date per i denominatori delle altre frazioni. Si ottengono così tante frazioni equivalenti alle date, i cui denominatori sono tutti uguali. Esiste un altro metodo che consente delle semplificazioni notevoli.

Esempi:

$$\frac{1}{4}+\frac{1}{2}+\frac{1}{3}=\frac{1\times2\times3}{4\times2\times3}+\frac{1\times4\times3}{3\times4\times2}+$$

$$+\frac{1\times4\times2}{3\times4\times2}=\frac{6}{24}+\frac{12}{24}+\frac{8}{24}=\frac{26}{24}=\frac{13}{12}$$

$$\frac{3}{4}-\frac{2}{5}=\frac{3\times5}{4\times5}-\frac{2\times4}{5\times4}=\frac{15}{20}-\frac{8}{20}=\frac{7}{20}$$

Quando non si debbono sommare molte frazioni, i passaggi sopra indicati si possono eseguire mentalmente.

Negli esempi la regola è applicata solo con frazioni proprie, ma è ovvio che essa è valida anche per le frazioni improprie.

Esempio:

$$2\frac{3}{7}=\frac{2\times7+3}{7}=\frac{17}{7}.$$

Il numeratore della frazione impropria è uguale al numero intero per il denominatore della frazione più il numeratore. Nell'esempio si moltiplica 2 per 7 e si aggiunge 3 al prodotto.

Il denominatore è lo stesso della frazione originaria.

Il seguente esempio mostra la somma di due numeri misti.

$$2\frac{3}{7}+3\frac{3}{4}=\frac{17}{7}+\frac{15}{4}=\frac{17\times4}{7\times4}+\frac{15\times7}{4\times7}=$$

$$=\frac{68}{28}+\frac{105}{28}=\frac{173}{28}=6\frac{5}{28}.$$

Prodotto di frazioni Il prodotto di due frazioni è una frazione, il cui numeratore è eguale al prodotto dei numeratori ed il cui denominatore è uguale al prodotto dei denominatori delle due frazioni date.

Esempio:

$$\frac{3}{4}\times\frac{2}{5}=\frac{3\times2}{4\times5}=\frac{6}{20}=\frac{3}{10}.$$

Come per la somma e sottrazione, i numeri misti devono essere trasformati in frazioni improprie.

$$\frac{3}{23}\times4\frac{1}{3}=\frac{3}{23}\times\frac{13}{3}=\frac{13}{23}.$$

Divisione di frazioni Per dividere due frazioni si moltiplica la prima per l'inversa della seconda.

Ad esempio:

$$\frac{2}{5} / \frac{3}{4} = \frac{2}{5} \times \frac{4}{3} = \frac{8}{15}.$$

Da tale esempio si vede chiaramente che dividere per 3/4 è lo stesso che moltiplicare per 4/3.

Riduzione di una frazione a numero decimale

Se si divide il numeratore di una frazione per il denominatore si ottiene il numero decimale equivalente alla frazione data.

Esempi:

$$\frac{3}{8} = 0{,}375 \qquad \frac{5}{32} = 0{,}15625$$

```
5,00000 | 32
        |-------
3 2     | 0,15625
-------
1 80
1 60
-------
  200
  192
-------
   64
   80
-------
  160
  160
-------
```

E' ovvio che non tutte le frazioni si possono ridurre ad un numero decimale esattamente equivalente.

Ciò avviene quando la divisione del numeratore per il denominatore dà sempre resto, qualunque sia il numero di cifre decimali del quoziente.

La divisione di 5 per 32, se si arresta ad un numero di cifre decimali del quoziente minore di cinque dà un resto, il quale però si annulla quando l'operazione si continua, fino alla quinta cifra decimale del quoziente.

Esistono invece dei casi in cui il resto non si annulla, per quanto grande si faccia il numero delle cifre decimali del quoziente.

Questo fatto però ha poca importanza, perchè la differenza fra il numero decimale ed il valore della frazione si può rendere piccola quanto si vuole, minore di un millesimo, di un decimillesimo ecc. ecc.

Se sappiamo, per esempio, che una corrente del valore di 1/3 di ampere percorre un circuito, invece di 1/3 possiamo dire 0,333 ampere. 0,333 ampere non è esattamente uguale ad 1/3, però la differenza fra i due numeri è minore di un millesimo.

Nel trasformare quindi le frazioni in numeri decimali ci si può arrestare, nella divisione, dopo avere ottenuto un certo numero di cifre decimali. Per avere una buona approssimazione bastano 3 cifre.

Quando il denominatore della frazione contiene come fattori solo il 2 ed il 5, dividendo il numeratore per il denominatore non avremo resto ed otterremo un numero decimale finito.

Se il denominatore contiene altri fattori, la divisione darà un certo resto, Continuando l'operazione, si osserva che nel quoziente una cifra o un certo gruppo di cifre si ripetono indefinitamente. Un numero siffatto si chiama periodico.

Le cifre o il gruppo di cifre che si ripetono prendono il nome di periodo e si scrivono soprasegnati.

$$20 : 3 = 6{,}\overline{66}$$

$$\frac{1}{3} = 0{,}333 \ldots . = 0{,}\overline{3}$$

$$\frac{1}{7} = 0{,}142857142857 \ldots . = 0{,}\overline{142857}\,.$$

Quando il denominatore contiene fattori tutti diversi da 2 o da 5, si hanno numeri periodici come quelli dell'esempio; quando il denominatore contiene il 2 o il 5 ed altri fattori, si ha un numero decimale in cui il periodo è preceduto da una o più cifre che non si ripetono.

$$\frac{7}{30} = 0{,}2333 \ldots . = 0{,}2\overline{3}$$

Potenze e radici Quando si moltiplica un numero per se stesso si dice che si eleva al quadrato o alla seconda potenza. Se si moltiplica ancora per se stesso si eleva al cubo o alla terza potenza.

In generale, se si moltiplica un numero n volte per se stesso, si ottiene la potenza ennesima di quel numero. Il numero che esprime quante volte il numero deve essere moltiplicato per se stesso, prende il nome di ordine o esponente della potenza. L'esponente va scritto in alto alla destra del numero.

Esempi:

$2^2 = 2 \times 2 = 2$ **al quadrato,** o **seconda potenza di 2;**

$2^3 = 2 \times 2 \times 2 = 2$ **al cubo,** o **terza potenza di 2;**

$2^4 = 2 \times 2 \times 2 \times 2 = 2$ **alla quarta,** o **quarta potenza di 2.**

Qualche volta è necessario effettuare l'operazione inversa della elevazione a potenza: cioè è necessario trovare un numero che, molitplicato per se stesso un certo numero di volte, dia come risultato un dato numero. Questa operazione si chiama *estrazione di radice,* seconda, terza, quarta, in dipendenza di quante volte il numero che si cerca deve essere moltiplicato per se stesso.

Così, per esempio, estrarre la radice quadrata di 9 significa trovare quel numero che elevato al quadrato dà 9. Il numero cercato è allora 3 e si scrive:

$$\sqrt{9} = 3\,.$$

Il segno di estrazione di radice è $\sqrt{\ }$ e si chiama *segno di radicale*: il numero di cui si vuole estrarre la radice si chiama *radicando*: l'ordine della radice (3^a, 4^a, ecc.) è espressa dall'*indice* della radice. Nel caso della radice quadrata, di solito l'indice si omette.

Per il momento consideriamo soltanto la radice quadrata.

Sappiamo che radice quadrata di 4 è 2 e quella di 9 è 3; è ovvio che la radice di un numero compreso fra 4 e 9, ad esempio 5, sarà compresa fra 2 e 3.

La radice quadrata di 5 non è esprimibile esattamente con una frazione ordinaria o decimale. Però essa può essere espressa con un numero avente tante cifre decimali quante sono necessarie per avere la voluta approssimazione, ma che non è periodico. Un tale numero si chiama numero irrazionale. Per esempio, è irrazionale il numero espresso da

$$\sqrt{5} = 2{,}2361 \ldots .$$

In esso non vi sono cifre o gruppi di cifre che si ripetono periodicamente; il numero è quindi aperiodico.

Per la estrazione delle radici si fa uso delle tavole dei logaritmi, che saranno illustrate più avanti. Vi sono metodi

aritmetici per estrarre le radici; noi ci limiteremo soltanto alla estrazione della radice quadrata, perchè l'applicazione di tali metodi alla estrazione di radici di ordine più elevato risulta molto laboriosa. Anzi, il metodo aritmetico viene usato per la radice quadrata, solo se non sono disponibili tavole di logaritmi, regoli calcolatori o tabelle di radici.

Estrazione della radice quadrata Si divide il numero di cui si vuole estrarre la radice, e che si suppone, per generalità, decimale, in gruppi di due cifre, partendo dalla virgola e procedendo nei due sensi.

Il primo gruppo a sinistra può avere anche una sola cifra, l'ultimo gruppo a destra può essere sempre completato con uno 0 nel caso che manchi una cifra.

Per esempio il numero 5678,91 sarà così diviso:

$$\sqrt{56'78,91}\,.$$

Si cerca quindi il numero intero più grande che soddisfa alla condizione che il suo quadrato sia contenuto nel primo gruppo. Nel caso in esame esso è 7, il cui quadrato, 49, è minore di 56, mentre il quadrato del numero successivo, 8, è maggiore di 56. 7 è allora la prima cifra della radice. L'operazione si imposta come segue:

```
√56'78,91 | 75
          |----------
49        | 145 = 725
---------
 7 78
 7 25
---------
   53
```

Si sottrae dal primo gruppo il quadrato di 7. Accanto al resto di questa sottrazione, a destra, si scrivono le cifre del secondo gruppo e si ottiene il numero 778.

Si moltiplica il numero ottenuto finora come radice per 2 (in questo caso $7 \times 2 = 14$) e si scrive il prodotto, come è indicato nello schema dell'operazione.

Occorre ora cercare la seconda cifra della radice; essa è data dal numero che moltiplicato per la somma di $14 \times 10 = 140$ più se stesso, dà un prodotto minore o uguale a 778. Nel nostro esempio tale numero è 5 perchè $5 \times 145 = 725$. Si scrive a destra del resto della sottrazione fra 778 e 725 il terzo gruppo, e si ottiene 5391.

```
√56'78,91 | 75,3
          |----------
49        | 145×5=725
          | 1503×3=4509
---------
 7 78
 7 25
---------
   53 91
   45 09
---------
    8 82
```

Si ripete quindi lo stesso procedimento; cioè $75 \times 2 = 150$, $1503 \times 3 = 4509$, minore di 5391. La terza cifra della radice è allora 3.

Nel nostro caso 75,3 non è esattamente la radice richiesta, ma possiamo continuare l'operazione aggiungendo altri gruppi formati tutti da zeri, fino ad ottenere l'approssimazione voluta.

Le cifre della radice si possono anche scrivere sopra il relativo gruppo, come nell'esempio risultando così più chiara la posizione della virgola

```
 7  5, 3
---------
56' 78, 91
```

che deve essere nella stessa posizione sia nella radice che nel radicando.

A volte succede che un resto (come il primo nell'esempio che segue) insieme con il gruppo relativo risulti minore del doppio del numero costituito dalle cifre della radice già trovata, più la cifra annessa.

Nell'esempio si ha che, scrivendo il più piccolo numero possibile a destra del doppio di 7, cioè 1, e moltiplicando il numero ottenuto, si ha un numero già maggiore di quello formato dal resto e dal gruppo (116). In tal caso si scrive uno 0 come cifra di radice e si abbassa il successivo gruppo.

$\sqrt{50,16'00'00}$	7,082
49	
1 16 00	$7 \times 2 = 14$
1 12 64	$70 \times 2 = 140$
3 36 00	$1408 \times 8 = 11264$
2 83 24	$708 \times 2 = 1416$
52 76	$14162 \times 2 = 28324$

Ordine delle operazioni Frequentemente si incontrano problemi in cui bisogna eseguire tutte le operazioni fondamentali finora descritte. L'ordine che bisogna osservare nell'effettuare queste operazioni è strettamente rigoroso. Per prima cosa bisogna calcolare le potenze e le radici, poi i prodotti e le divisioni, da ultimo le somme e le sottrazioni.

Nell'esempio:

$$2+3\times 4^2$$

bisogna anzitutto elevare 4 al quadrato, poi moltiplicare 3×16 e successivamente sommare il 2 al prodotto:

$$2+3\times 16=2+48=50\,.$$

Seguendo un altro ordine si sarebbe ottenuto un altro risultato che però è sbagliato. Per esempio, sommando prima il 2 col 3 si ottiene 5, che moltiplicato per 16 dà 80.

In una frazione, quando il numeratore e il denominatore sono in forma complessa, si calcolano dapprima separatamente il numeratore e il denominatore, e poi si esegue la divisione, come risulta dal seguente esempio:

$$\frac{3\times 4+5\times 2}{2\times 3+2+3}=\frac{12+10}{6+2+3}=\frac{22}{11}=2\,.$$

Operazioni di questo tipo sono molto comuni in problemi che riguardano circuiti contenenti induttanze, condensatori o resistenze.

Se una serie di operazioni deve essere eseguita in un ordine differente da quello suddetto, un tale ordine deve sempre essere indicato da parentesi:

$$2+3\times 4^2=2+3\times 16=2+48=50$$
$$(2+3)\times 4^2=5\times 4^2=5\times 16=80$$
$$2+(3\times 4)^2=2+12^2=2+144=146\,.$$

Per estendere il segno di radicale a più numeri basta disporre tutti i numeri sotto il segno del radicale.

Per esempio:

$$\sqrt{4}+5=2+5=7$$
$$\sqrt{4+5}=\sqrt{9}=3\,.$$

Semplificazioni In una frazione, in cui il denominatore ed il numeratore sono costituiti dal prodotto di vari fattori, si possono apportare notevoli semplificazioni, se avviene che al denominatore ed al numeratore vi siano fattori eguali.

Infatti, tali fattori si compensano nella loro funzione di moltiplicatori e di

divisori e quindi possono essere cancellati, come nell'esempio:

$$\frac{2\times3\times25}{6\times5\times7}=\frac{2\times3\times5\times5}{2\times3\times5\times7}=\frac{5}{7}.$$

Il numero 3 è contenuto nel numeratore e nel denominatore ($6 = 2 \times 3$) e può quindi essere cancellato, e così pure il 2 e il 5.

Molto più semplicemente si perviene al risultato indicato dalla prima frazione dividendo 5 per 7, dopo avere eseguito le semplificazioni.

Algebra

L'algebra non è un ramo separato della matematica, ma è una forma di aritmetica generalizzata, in cui le lettere dell'alfabeto o altri simboli sostituiscono i numeri.

Le leggi dei più comuni fenomeni e circuiti elettrici (compresi naturalmente i fenomeni ed i circuiti radio) si prestano ad essere rappresentate con simboli letterali, o come soluzioni di equazioni o formule algebriche.

Quando noi applichiamo la legge di Ohm, indichiamo una normale divisione o moltiplicazione, ma l'espressione generale, valida per tutti i problemi, si ottiene sostituendo ai numeri i simboli.

Per essere più chiari, scriviamo per esteso il nome delle unità ed usiamo questi nomi come simboli:

$$\text{volt}=\text{ampere}\times\text{ohm}.$$

Sarebbe però troppo lungo scrivere così tutte le espressioni, specialmente quelle che constano di molte operazioni e perciò si sostituiscono ai nomi delle semplici lettere.

La legge di Ohm diventa dunque

$$E=I\times R.$$

Accanto alla espressione di solito si indica il significato dei simboli usati, perchè non vi siano dubbi di sorta.

Ed ecco quindi la nostra legge di Ohm completa:

$$E=I\times R.$$

in cui:

E = f.e.m., in volt
I = corrente, in ampere
R = resistenza, in ohm

Le lettere dunque rappresentano numeri ed ogni lettera può essere sostituita da un numero qualunque, purchè sia soddisfatta la relazione espressa dalla relazione letterale.

Quando la stessa lettera è ripetuta più volte, noi dobbiamo pensare che lo stesso numero è ripetuto più volte.

Come per i numeri, le operazioni fra lettere sono indicate dai soliti simboli

$+$, $-$, $\times$, : ecc. ecc.

Il segno di divisione si usa raramente; il quoziente di due lettere si indica più spesso con una frazione.

Il segno di moltiplicazione, $\times$, è generalmente omesso o sostituito da un semplice punto:

$$2\times a\times b=2\cdot a\cdot b$$

$$2\cdot3\cdot4\cdot5\cdot a=2\times3\times4\times5\times a.$$

Le lettere si chiamano *variabili,* i numeri che le moltiplicano sono i *coefficienti.*

Numeri relativi In aritmetica abbiamo preso in considerazione solo i numeri positivi, perchè un numero preceduto dal segno meno non ha alcun significato in quella particolare branca della matematica.

Definiamo ora questi nuovi numeri che prendono il nome di *numeri negativi,* come il risultato di una sottrazione cui il sottraendo sia maggiore del minuendo.

$$(3 - 4) = -1 .$$

Nella contabilità di una azienda si indicano i crediti col segno + ed i debiti col segno —. L'insieme dei numeri positivi e dei numeri negativi costituisce i *numeri relativi.*

Risolvendo un problema di elettrotecnica, possiamo ottenere come risultato un numero negativo di ampere o di volt: ciò sta a significare che il verso della corrente è opposto al verso scelto come positivo.

Studiamo il comportamento dei numeri negativi nelle varie operazioni, premettendo che valore assoluto di un numero relativo è il valore del numero privato del segno —. Per indicare il valore assoluto, si chiude il numero fra due segni varticali

$$|-3| = 3 .$$

a) Somma La somma di due numeri relativi è un numero che ha per valore assoluto la somma o la differenza dei valori assoluti, secondochè i due numeri abbiano o no lo stesso segno. Il segno è quello dell'addendo che ha il maggiore valore assoluto.

Per esempio:

$$7 + (-3) = 7 - 3 = 4$$
$$a + (-b) = a - b$$

Per sottrarre due numeri relativi, si aggiunge al primo il secondo cambiato di segno. Le operazioni di somma e sottrazione in algebra prendono quindi il nome comune di *somma algebrica.*

Quando il segno meno precede una espressione chiusa fra parentesi, bisogna cambiare di segno tutti i termini contenuti dentro la parentesi.

$$-(a - b) = -a + b$$
$$-(2a + 3b - 5c) = -2a - 3b + 5c .$$

b) Moltiplicazione Il prodotto di due numeri relativi è un numero che ha per valore assoluto il prodotto dei valori assoluti e il segno +, se i due fattori hanno lo stesso segno, il segno —, se i due fattori hanno segno contrario.

Cioè:

$$+ \times + = + \qquad - \times + = -$$
$$- \times - = + \qquad + \times - = -$$

c) Divisione Il quoziente della divisione di due numeri relativi è un numero che ha per valore assoluto il rapporto dei valori assoluti.

Per il segno valgono le regole del prodotto e cioè:

$$+ : + = + \qquad - : - = +$$
$$+ : - = - \qquad - : + = -$$

d) Potenza Le potenze di un numero negativo sono positive se l'esponente è pari, negative se l'esponente è dispari.

Le potenze di un numero positivo sono tutte positive.

Esempi:

$$(-2)^2 = (-2) \times (-2) = +4$$
$$(-2)^3 = (-2) \times (-2) \times (-2) = \\ = +4 \times (-2) = -8 .$$

e) Radice Poichè il quadrato di un numero negativo è un numero positivo, ed il quadrato di un numero positivo è ancora positivo, è evi-

dente che un numero positivo ha due radici quadrate. La radice quadrata di 4 può essere 2 oppure — 2, poichè:

$$(+2)\times(+2)=+4$$
$$(-2)\times(-2)=+4\,.$$

Addizione e sottrazione Il prodotto o il rapporto di due o più simboli letterali, preceduti o no da numeri, prendono il nome di monomi.

Sono quindi monomi

$$ab=a\times b\,;\quad \frac{a}{b}=a:b\,;\quad 2ab=2\times a\times b\,;$$
$$\frac{a}{2b}a:(2\times b)\,.$$

I simboli prendono il nome di parte letterale del monomio, il numero è il coefficiente.

La somma algebrica di due o più monomi prende il nome di polinomio: i monomi possono essere chiamati i termini del polinomio.

Per esempio:

$$3ab+4ab-7ab\,.$$

I monomi hanno tutti una diversa parte letterale.

Somma di polinomi Per sommare due polinomi si sommano i termini aventi la stessa parte letterale.

Ad esempio, la somma dei due polinomi:

$$(7a^3+8ab^2+3a^2b+3)+(a^3-5ab^2-b^3)$$

si può effettuare scrivendo:

$$\begin{array}{l} 7a^3+8ab^2+3a^2b \qquad +3 \\ \underline{\;a^3-5ab^2 \qquad -b^3\;} \\ 8a^3+3ab^2+3a^2b-b^3+3 \end{array}$$

Prodotto di polinomi Per moltiplicare un polinomio per un monomio, si moltiplica ogni termine del polinomio per il monomio.

Si indica ciò scrivendo il polinomio fra parentesi, come segue:

$$a(b+c+d)=ab+ac+ad\,.$$

Per moltiplicare due polinomi, bisogna moltiplicare ogni termine di uno per tutti i termini dell'altro e sommare i prodotti ottenuti.

Esempio:

$$(a+b)(c+d)=ac+ad+bc+db\,.$$

Nei vari prodotti bisogna naturalmente tener conto dei segni dei fattori come nell'esempio che segue:

$$(a+b)(a-b)=a^2-b^2+ab-ab=$$
$$=a^2-b^2$$

$$(a+b)(a+b)=a^2+ab+b^2=$$
$$=a^2+2ab+b^2$$

$$(a-b)(a-b)=a^2-ab-ab+b^2=$$
$$=a^2-2ab+b^2.$$

Divisione di polinomi La divisione fra polinomi è molto più complessa che la divisione fra numeri. Raramente si esegue l'operazione, come per i numeri; più spesso la si lascia indicata sotto forma di frazione. Tuttavia, il procedimento è il seguente: si ordinano sia il polinomio dividendo che il polinomio divisore secondo le potenze decrescenti della stessa variabile.

Per esempio, per dividere:

$$5a^2b+21b^3+2a^3-26ab^2$$
$$\text{per}\quad 2a-3b$$

si ordinano come segue i due polinomi e si opera come in aritmetica:

$$
\begin{array}{l|l}
2a^3+5a^2b-26ab^2+21b^3 & 2a-3b \\
\cline{2-2}
-2a^3+3a^2b & a^2+4ab-7b^2 \\
\cline{1-1}
\quad 8a^2b-26ab^2 & \\
\quad -8a^2b+12ab^2 & \\
\cline{1-1}
\qquad -14ab^2+21b^3 & \\
\qquad +14ab^2-21b^3 & \\
\cline{1-1}
\qquad\quad - \; - \; - &
\end{array}
$$

Altro esempio:

dividere x^3-y^3 per $x-y$

$$
\begin{array}{l|l}
x^3+0\;+0\;-y^3 & x-y \\
\cline{2-2}
-x^3+x^2y & x^2+xy+y^2 \\
\cline{1-1}
\quad +x^2y & \\
\quad -x^2y+xy^2 & \\
\cline{1-1}
\qquad +xy^2-y^3 & \\
\qquad xy^2+y^3 & \\
\cline{1-1}
\qquad\quad - \quad - &
\end{array}
$$

Raccoglimento a fattore comune Molto spesso si possono semplificare le operazioni raccogliendo, fra alcuni o fra tutti i termini di un polinomio, uno o più fattori comuni. I termini in questione, naturalmente, devono contenere il medesimo gruppo di fattori che si mette in evidenza.

I termini si chiudono fra parentesi, il fattore o gruppo di fattori si mettono fuori parentesi come moltiplicatore.

Esempio:

$$6ab+3ac=3a(2b+c).$$

Nei quadrinomi (polinomi a 4 termini), se opportuno, si possono considerare due termini per volta e mettere in evidenza il fattore conveniente nell'uno e nell'altro gruppo, allo scopo di rendere uguali le quantità entro parentesi.

Esempio:

$$30ac-18bc+10ad-6bd=$$
$$=6c(5a-3b)+2d(5a-3b).$$

A questo punto si può mettere in evidenza il fattore:

$$(5a-3b)$$

ottenendo:

$$(5a-3b)(6c+2b).$$

Naturalmente, questa operazione non è sempre possibile, e non sempre un polinomio si può ridurre ad una espressione monomia come sopra.

Un esempio notevole è costituito dal trinomio del tipo:

$$x^2-7xy+12y^2=$$

il cui secondo termine può essere scomposto nella somma di

$-3xy$ e $-4xy$, per cui:

$$=x(x-3y)-4y(x-3y)=$$
$$=(x-4y)(x-3y).$$

Non abbiamo però scomposto a caso il $-7xy$ in $-4xy$ e $-3xy$, ma abbiamo osservato la regola seguente:

i due monomi devono avere una somma uguale al termine da cui derivano, mentre il loro prodotto deve essere uguale al prodotto degli altri due termini del trinomio. Infatti

$$-3xy-4xy=-7xy$$
$$(-3xy)\cdot(-4xy)=+12x^2y^2.$$

Nel caso in cui non si possano soddisfare queste condizioni, il trinomio non si può scomporre nel modo indicato.

Operazioni con potenze e radici

a) Potenze Quando si moltiplicano due potenze dello stesso numero si ottiene una potenza ancora dello stesso numero (base) che ha per esponente la somma degli esponenti:

$$a^2 \times a^3 = a \times a \times a \times a \times a = a^5$$
$$a^{(2+3)}$$

ovvero

$$b^3 \times b = b^4$$
$$c^5 \times c^7 = c^{12}.$$

Similmente, per dividere potenze della stessa base si sottraggono gli esponenti:

$$\frac{a^3}{a^2} = a \quad \text{ovvero} \quad \frac{a^3}{a^2} = a^{(3-2)} = a^1 = a$$

$$\frac{b^5}{b^3} = b^2 \quad \text{ovvero} \quad \frac{b^5}{b^3} = b^{(5-3)} = b^2 .$$

Per dividere due potenze della stessa base, bisogna dunque sottrarre dall'esponente del dividendo quello del divisore. Quando quest'ultimo è maggiore del primo risulterà, come esponente della potenza quoziente, un numero negativo.

Seguendo lo stesso procedimento indicato sopra, è facile dimostrare che un numero (a) elevato ad un esponente negativo, è uguale all'inverso del numero (1/a) elevato allo stesso esponente, ma con segno cambiato. Inoltre ogni numero elevato a 0 è sempre uguale a 1.

$$a^5 \qquad a^2 \qquad a^{-1} = \frac{1}{a}$$

$$a^4 \qquad a^1 = a \qquad a^{-2} = \frac{1}{a^2}$$

$$a^3 \qquad a^0 = a \qquad a^{-3} = \frac{1}{a^3}$$

Più generalmente:

$$a^0 = 1 \qquad a^{-n} = \frac{1}{a^n} .$$

b) Radici Il prodotto di due radici dello stesso indice è uguale alla radice del prodotto dei radicandi, con lo stesso indice:

$$\sqrt{a} \times \sqrt{b} = \sqrt{ab} .$$

Il quoziente di due radici dello stesso indice è uguale alla radice del quoziente dei due radicandi

$$\frac{\sqrt{a}}{\sqrt{b}} = \sqrt{\frac{a}{b}}$$

La somma o la differenza di due radici *non è* uguale alla radice della somma o della differenza dei due radicanti e quindi

$$\sqrt{9} - \sqrt{4} = 3 - 2 = 1 ,$$

mentre

$$\sqrt{9-4} = \sqrt{5} = 2{,}2361 .$$

In generale:

$\sqrt{a} + \sqrt{b}$ **non** è lo stesso di $\sqrt{a+b}$.

La radice può essere indicata con una potenza ad esponente frazionario.

$\sqrt{a}$ si può scrivere $a^{1/2}$,
perchè $\sqrt{a} \times \sqrt{a} = a$
ed $a^{1/2} \times a^{1/2} = a^{1/2+1/2} = a^1 = a$.

Qualsiasi radice si può scrivere in questa forma:

$$\sqrt{b} = b^{1/2} \qquad \sqrt[3]{b} = b^{1/3} \qquad \sqrt[4]{b^3} = b^{3/4}$$

La stessa notazione si estende agli esponenti negativi:

$$b^{-1/2} = \frac{1}{b^{1/2}} = \frac{1}{\sqrt{b}} ; \quad c^{-1/3} = \frac{1}{c^{1/3}} = \frac{1}{\sqrt[3]{c}}$$

c) Potenze di potenze Per elevare a potenza una potenza si moltiplicano gli esponenti

$$(a^2)^3 = a^6 \qquad (b^{-1})^3 = b^{-3}$$
$$(a^3)^4 = a^{12} \qquad (b^{-2})^{-4} = b^8$$

La stessa regola si applica alla radice di radice, alla potenza di radice ed alla radice di potenza, poichè tutti i casi si possono ricondurre a quello della elevazione a potenza di una potenza.

E così:

$$\sqrt[3]{\sqrt{a}} = \sqrt[6]{a} \quad \text{perchè} \quad (a^{1/2})^{1/3} = a^{1/6}.$$

d) Razionalizzazione Una radice al denominatore di una frazione complica notevolmente i calcoli. E' preferibile quindi che il numeratore della frazione, piuttosto che il denominatore contenga un radicale. Moltiplicando sia il numeratore che il denominatore per un fattore opportuno si può eliminare dal denominatore il radicale e « razionalizzare » la frazione.

$$\frac{1}{\sqrt{a}} = \frac{\sqrt{a}}{\sqrt{a} \times \sqrt{a}} = \frac{\sqrt{a}}{a}$$

in questo caso il fattore razionalizzante è $\sqrt{a}$.

Se si deve razionalizzare

$$\frac{3a}{\sqrt{a} + \sqrt{b}}$$

si moltiplica numeratore e denominatore per $\sqrt{a} - \sqrt{b}$ e si ottiene l'espressione:

$$\frac{3a(\sqrt{a} - \sqrt{b})}{(\sqrt{a} + \sqrt{b})(\sqrt{a} - \sqrt{b})} = \frac{3a(\sqrt{a} - \sqrt{b})}{a - b}$$

il cui denominatore non contiene più radicali.

I numeri immaginari Poichè il quadrato di un numero positivo è positivo, ed il quadrato di un numero negativo è ancora positivo, la radice quadrata di un numero negativo non può essere nè positiva nè negativa. Una tale radice quadrata è un numero *immaginario*.

Il più comune numero immaginario ($\sqrt{-1}$) è rappresentato dalla lettera *i*, sia nei calcoli matematici, sia in quelli di elettrotecnica. E quindi:

$$\sqrt{-1} = i \quad \text{e} \quad i^2 = -1.$$

Non si può in alcun modo concepire una corrispondenza fra i numeri immaginari e gli oggetti reali; malgrado ciò, la loro importanza non è solamente teorica, essendo essi molto utili nei calcoli riguardanti le correnti alternate.

La radice quadrata di ogni numero negativo può essere trasformata nel prodotto di due radici, una con radicando negativo e di valore unitario, l'altra con radicando positivo.

Per esempio:

$$\sqrt{-57} = \sqrt{-1} \times \sqrt{57} = i\sqrt{57}$$

e più generalmente

$$\sqrt{-a} = i\sqrt{a}.$$

Poichè $i = \sqrt{-1}$, le potenze di *i* hanno i seguenti valori:

$$i^2 = -1 \qquad i^3 = i^2 \times i = -i$$
$$i^4 = i^2 \times i^2 = 1 \qquad i^5 = i^4 \times i = i.$$

I numeri immaginari differiscono sia dai numeri negativi che dai positivi; nell'addizione e nella sottrazione essi devono sempre essere considerati separatamente. Risultano così dei numeri formati da una parte reale e da una parte immaginaria, che sono chiamati *numeri complessi*.

Esempi:

$$3 + 4i = 3 + 4\sqrt{-1}$$
$$a + bi = a + b\sqrt{-1}.$$

Perchè due numeri complessi siano eguali, bisogna che la parte reale dell'uno eguagli la parte reale dell'altro e lo stesso deve accadere per le parti immaginarie e quindi:

$$a + bi = c + di$$

se è $a = c, \quad bi = di,$

ovvero $b = d$.

I numeri complessi sono adoperati in algebra come ogni altro simbolo, considerando *i* una quantità nota.

Se in qualche espressione si presentano le potenze di *i*, esse possono essere sostituite dai corrispondenti valori dati nella precedente tabella. I numeri complessi costituiti da due parti distinte (reale ed immaginaria), hanno trovato una applicazione caratteristica nella rappresentazione vettoriale.

I vettori saranno trattati successivamente in questo capitolo.

Equazione di primo grado Le espressioni algebriche si trovano frequentemente in forma di equazioni; cioè un gruppo di termini è uguagliato ad un altro gruppo di termini.

Un semplice esempio è la espressione della legge di Ohm, che qui scriviamo con riferimento ai valori assoluti:

$$E = IR.$$

Se una delle tre quantità è incognita, può essere prontamente determinata, se sono note le altre due, sostituendo i loro valori nella equazione.

La risoluzione è molto evidente se si richiede il valore di E, noti I ed R. Se invece la incognita è I, noti E ed R, dobbiamo trasformare l'equazione in modo che I rimanga sola nel primo membro, ovvero dobbiamo risolvere l'equazione rispetto ad I. La risoluzione è data semplicemente dallo spostamento di R da un membro all'altro, valendosi delle seguenti proprietà: se due quantità sono uguali, esse saranno eguali anche moltiplicate o divise per lo stesso numero. Dividiamo quindi ambo i membri per R

$$\frac{E}{R} = \frac{IR}{R} \quad \text{da cui} \quad I = \frac{E}{R}.$$

Quando invece si vuole risolvere la equazione rispetto ad R, basta dividere i due membri per I

$$\frac{E}{I} = R \qquad R = \frac{E}{I}.$$

Un esempio un po' più complesso è dato dalla equazione per ricavare la reattanza di un condensatore

$$X = \frac{1}{2\pi f C}$$

X = reattanza, in ohm; f = frequenza, in cicli; C = capacità, in farad.

Per risolvere rispetto a C, dobbiamo moltiplicare ambo i membri per C e dividerli per X:

$$X \times \frac{C}{X} = \frac{1}{2\pi f C} \times \frac{C}{X}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X}.$$

Questa soluzione richiede una buona pratica nel disporre la virgola decimale, quando si esegue la divisione indicata al secondo membro.

Diamo ora qualche esempio:

Qual'è la reattanza di un condensatore da 25 pF a 1000 Kc/s?

Nel sostituire nella espressione i valori, dobbiamo tener presente che essi

vanno espressi in farad, cicli/s ed ohm, rispettivamente. E quindi, poichè:

$$25\ pF = 25 \times 10^{-12}\ F$$
$$1000\ Kc/s = 10^6\ c/s$$

$C = 25 \times 10^{-12}$ farad ed $f = 10^6$ cicli/s sono i valori da sostituire nella equazione:

$$X = \frac{1}{2 \times 3{,}14 \times 25 \times 10^{-12} \times 10^6} =$$
$$= \frac{10^6}{6{,}28 \times 25} = 6360\ ohm\ .$$

Un altro esempio può essere il seguente.

Una resistenza di polarizzazione di 1000 ohm deve essere shuntata da un condensatore che per la più bassa frequenza presenti una reattanza pari ad 1/10 del valore della resistenza, cioè una reattanza di 100 ohm.

Se la frequenza più piccola da considerare è di 50 cicli/s, la capacità richiesta avrà il valore di:

$$C = \frac{1}{2 \times 3{,}14 \times 50 \times 100}\ farad =$$
$$\frac{10^6}{6{,}28 \times 5000}\ microfarad = 32\ \mu F\ .$$

Consideriamo ora un esempio in cui sia da determinare la frequenza. Questo accade, ad esempio, in alcuni problemi riguardanti il controllo di tono.

Supponiamo che sia richesto a quale frequenza un condensatore da 0,03 μF ha una reattanza di 100.000 ohm.

Risolviamo innanzitutto l'espressione della reattanza rispetto a f, moltiplicando ambo i membri per f e dividendoli per X:

$$X = \frac{1}{2\pi f C} \qquad f = \frac{1}{2\pi C X}\ .$$

Sostituendo i valori noti:

$$f = \frac{1}{6{,}28 \times 0{,}03 \times 10^{-} \times 100.000} =$$
$$= 53\ cicli/s\ .$$

Le equazioni degli esempi precedenti sono di primo grado ad una incognita, perchè l'incognita figura alla prima potenza Una tale equazione ha una sola soluzione, o radice.

Se le incognite sono due, una sola equazione non è sufficiente per determinare univocamente i loro valori e le possibili soluzioni sono in numero infinito. Se vogliamo una soluzione sola, occorrono due equazioni indipendenti, considerate simultaneamente, cioè formanti, come si suol dire, un sistema.

Ad esempio:

$$\begin{cases} 3x + 5y = 7 \\ 4x - 10y = 3\ . \end{cases}$$

Per determinare le due incognite x ed y, possiamo usare, p. e., il « metodo di sostituzione » o il « metodo di riduzione ».

Applicando il primo, risolviamo una delle equazioni rispetto alla x, p. e. la prima, ed otteniamo:

$$x = \frac{7 - 5y}{3}\ .$$

Sostituiamo il valore di x ricavato nell'altra equazione:

$$4\,\frac{7 - 5y}{3} - 10y = 3\ .$$

Otteniamo in tal modo una equazione con una sola incognita, che può essere risolta col solito procedimento.

Nel caso in esame, tuttavia, è più semplice l'applicazione del « *metodo di riduzione* ».

Al fine di rendere uguali i coefficienti della incognita y nelle due equazioni, moltiplichiamo ambo i membri della prima equazione per 2, e sommiamo le due equazioni:

$$\begin{array}{l} 6x + 10y = 14 \\ 4x - 10y = 3 \\ \hline 10x \qquad = 17 \end{array} \quad \text{da cui } x = 1{,}7 .$$

Sostituendo questo valore in una delle due equazioni date, ricaviamo la y:

$$5{,}1 + 5y = 7 \qquad 5y = 7 - 5{,}1 = 1{,}9$$
$$y = 0{,}38 .$$

Analogamente si procede se si vuole eliminare la x, anzichè la y.

Diamo ora un esempio di applicazione di un sistema a due equazioni lineari. Dato il circuito di figura 3, si vogliono determinare i valori I_1 e I_2 delle correnti circolanti nei due rami in parallelo.

Di solito, per risolvere tali problemi, si assegnano arbitrariamente i sensi delle correnti incognite. Quando la scelta è errata, non sarà pregiudicata la soluzione numerica del problema: l'equazione darà un risultato negativo, mettendo così in evidenza l'errore.

Il caso in esame è molto semplice e non presenta difficoltà sotto questo aspetto.

Scriviamo le equazioni in base alla seconda legge di Kirchhoff, considerando positive le correnti nel senso della freccia (senso orario) e negative quelle in senso opposto:

$$1000\,(I_1 + I_2) + 2000\,I_1 = 6$$
$$-2000\,I_1 + 3000\,I_2 = 0 .$$

Dalla prima abbiamo:

$$3000\,I_1 + 1000\,I_2 = 6 .$$

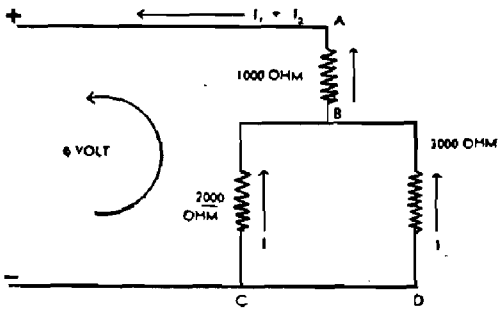


Figura 3.

La corrente si suddivide nei due rami in parallelo, contenenti ciascuno una resistenza. Per calcolare il valore delle correnti possiamo fare uso di un sistema di due equazioni a due incognite. Le frecce indicano i sensi del movimento degli elettroni nei vari rami.

Moltiplichiamo questa equazione per 3 e sottraiamo da essa la seconda:

$$\begin{array}{l} 9000\,I_1 + 3000\,I_2 = 18 \\ 2000\,I_1 - 3000\,I_2 = 0 \\ \hline 11000\,I_1 \qquad = 18 \end{array}$$

$$I_1 = \frac{18}{11.000} = 0{,}00164 \text{ amp.}$$

Sostituendo questo valore nella seconda equazione, si ha:

$$3000\,I_2 = 3{,}28 \qquad I_2 = 0{,}00109 \text{ amp.}$$

Un problema simile, che però richiede tre equazioni, è quello del circuito di figura 4, nel quale si voglia determinare la corrente nel ramo BC. Le fem nelle maglie ABC e BDC sono nulle, mentre la differenza di potenziale applicata fra i punti A e D è 10 volt. Assegniamo anzitutto i sensi delle correnti e descriviamo le maglie in senso orario.

(1) $-1000\,I_1 + 2000\,I_2 - 1000\,I_3 = 0$
maglia ABCA

(2) $-1000(I_1 - I_3) + 1000\,I_2 + 3000(I_2 + I_3) = 0$ - **maglia BCDB**

(3) $+1000\,I_1 + 1000\,(I_1 - I_3) - 10 = 0$
circuito ABD

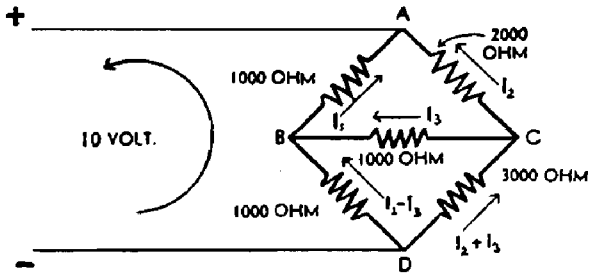


Figura 4.

LA FIGURA RAPPRESENTA UN CIRCUITO ANALOGO A QUELLO DELLA FIGURA 3

Per trovare il valore delle correnti nei vari rami è necessario risolvere un sistema di 3 equazioni a 3 incognite.

Sottraiamo la (2) dalla (1):

(a) $\quad -1000\, I_2 - 6000\, I_3 = 0\,.$

Moltiplichiamo la (2) per 2 e sommiamola alla (3):

(b) $\quad 6000\, I_2 + 9000\, I_3 - 10 = 0\,.$

Abbiamo così ottenuto due equazioni che contengono solo due incognite.

Moltiplicando la (a) per 6 e sommandola alla (b), si ottiene:

$$-27000\, I_3 - 10 = 0\,,$$

da cui:

$$I_3 = \frac{-10}{27000} = -0{,}00037 \text{ amp.}$$

La soluzione negativa significa, come è noto, che nella figura 4 abbiamo fissato il verso della corrente I_3 in modo errato.

Equazioni di secondo grado Un problema di secondo grado è, p. e., quello di trovare la tensione e la corrente, conoscendo la potenza e la resistenza di un circuito.

Se, accesa con normale luminosità, una lampada da 100 watt ha una resistenza di 49 ohm, a quale tensione deve essere alimentata e quale corrente assorbe?

Per la soluzione dobbiamo usare un sistema costituito dalle due relazioni note, che danno rispettivamente la potenza e la f.e.m., e che qui trascriviama prescindendo dal segno, cioè con riferimento solo ai valori assoluti:

$$P = EI \quad \text{ed} \quad E = IR\,.$$

Sostituendo i valori noti:

$$P = EI = 100 \text{ watt} \qquad E = IR = I \times 49\,.$$

Ponendo nella prima il valore di E, ricavato dalla seconda, si ha:

$$(1)\ I^2 \times 49 = 100 \quad \text{da cui} \quad I^2 = \frac{100}{49}$$

$$I = \sqrt{\frac{100}{49}} = \frac{10}{7} = 1{,}43 \text{ amp.}$$

Conosciuto così il valore di I, dalla prima equazione ricaviamo E:

$$E = \frac{100}{1{,}43} = 69{,}9 \text{ volt}\,.$$

Da notare che la (1) è una equazione di 2° grado, perchè la incognita I è alla seconda potenza.

Abbiamo tralasciato la radice quadrata negativa di 100/49 (— 10/7), perchè la corrente, in questo caso, può essere solo positiva.

Per essere esatti, però, vi sono ancora due valori che soddisfano entrambe le equazioni e cioè:

$$-1{,}43 \quad \text{e} \quad -69{,}3\,.$$

In generale un'equazione di secondo grado ad una incognita ha due radici: un'equazione di terzo grado ha tre radici, ecc. ecc.

Le equazioni di secondo grado con una sola incognita possono essere ridotte alla forma generale:

$$ax^2+bx+c=0,$$

dove x è l'incognita, a, b e c sono costanti. Questo tipo di equazione può essere risolta mediante scomposizione, come segue:

La equazione

$$2x^2+7x+6=0,$$

si può scrivere:

$$2x^2+4x+3x+6=0.$$

Mettendo in evidenza 2 x fra i primi due termini e 3 fra gli altri due, otteniamo:

$$2x(x+2)+3(x+2)=0,$$

da cui, raccogliendo x + 2:

$$(2x+3)(x+2)=0.$$

Abbiamo così scomposto il primo membro della equazione in un prodotto di due fattori.

Quando un prodotto di due fattori è uguale a zero vi sono due possibilità: o è zero un fattore, o è zero l'altro fattore.

Le soluzioni sono quindi due:

$$2x_1+3=0 \qquad x_1=-\frac{3}{2}$$

$$x_2+2=0 \qquad x_2=-2.$$

La scomposizione, però, non risulta sempre semplice, come nel nostro esempio. Dobbiamo quindi fare uso di una formula generale per la risoluzione delle equazioni di 2° grado, che è la seguente:

$$x=\frac{-b\pm\sqrt{b^2-4ac}}{2a},$$

dove a, b e c sono i coefficienti della equazione.

Applicando questa formula all'esempio precedente abbiamo:

$$X=\frac{-7\pm\sqrt{49-48}}{4}=\frac{-7+1}{4}$$

$$X_1=\frac{-7+1}{4}=\frac{-3}{2}$$

$$X_2=\frac{-7-1}{4}=-2.$$

Un esempio che richiede l'uso di relazioni di 2° grado è dato dalla espressione per ricavare la impedenza nei circuiti a corrente alternata:

$$Z=\sqrt{R^2+(X_L-X_C)^2}.$$

Questa espressione può essere risolta rispetto ad R, elevando dapprima al quadrato i due membri:

$$Z^2=R^2+(X_L-X_C)^2$$

e poi operando come segue:

$$R^2=Z^2-(X_L-X_C)^2$$

$$R=\pm\sqrt{Z^2-(X_L-X_C)^2}.$$

Poichè R deve essere positivo, scartiamo la soluzione negativa.

Se invece volessimo ricavare la reattanza X_L-X_C, dovremmo operare come segue:

$$(X_L-X_C)^2=Z^2-R^2$$

$$\pm(X_L-X_C)=\sqrt{Z^2-R^2}.$$

In questo caso, però, non sappiamo quale segno scegliere, a meno che non vi siano altri dati che indichino quale delle due reattanze prevale.

Logaritmi

Definizione ed uso *Logaritmo* di un numero in una data *base* è l'esponente al quale si deve elevare la base per ottenere il numero dato. I logaritmi si usano principalmente per semplificare calcoli che, altrimenti, potrebbero risultare molto laboriosi.

Abbiamo visto che in aritmetica ogni operazione può essere invertita. Così, p. e., la somma

$$a+b=c$$

si può invertire in due modi, che danno, rispettivamente, b ed a:

$$b=c-a$$
$$a=c-b.$$

Queste due inversioni prendono il nome di *sottrazione,* senza alcuna distinzione fra i due tipi.

Anche la moltiplicazione

$$ab=c$$

si può invertire nelle divisioni:

$$b=\frac{c}{a} \qquad a=\frac{c}{b}.$$

Nel caso di elevamento a potenza, possiamo ancora invertire l'operazione in due modi, che però non sono equivalenti.

L'equazione

$$a^b=c$$

se a è l'incognita e b e c sono noti, si può risolvere, invertendo l'operazione:

$$a=\sqrt[b]{c},$$

cioè estraendo la radice b-esima di c. Vi è però un'altra possibilità: che a e c siano noti, e b incognita. Si richiede cio l'esponente da dare ad a per ottenere c. La soluzione si ottiene appunto applicando il calcolo logaritmico, in quanto, dalla definizione data, risulta che b è il logaritmo in base a di c.

L'operazione si indica così:

$$\log_a c=b.$$

Consideriamo un esempio numerico. Poichè $2^3=8$ si ha $\log_2 8=3$, cioè 3 rappresenta il logaritmo di 8 in base 2.

Prendendo come base 2, possiamo scrivere una serie di tutte le potenze della base, e riportare in corrispondenza i loro logaritmi in base 2.

$n=$	2	4	8	16	32	64	128	256	512	1024
$\log_2 n=$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10

Possiamo estendere questa tavola, trovando i termini intermedi della riga superiore. Per esempio, se noi incrementiamo i vari logaritmi, aggiungendo ogni volta 1/2, i termini nella serie di sopra si ottengono moltiplicando successivamente per $\sqrt{2}$.

Ad esempio, se 3 è il $\log_2 8$, $3+1/2$ e il $\log_2(8\times\sqrt{2})$.

Analogamente, se incrementiamo i logaritmi di 1/10, i numeri vanno moltiplicati per $\sqrt{2}$.

Così, se è $5=\log_2 32$, sarà

$$5+1/10=\log_2 (32\times\sqrt{2}).$$

Questo esempio costituisce una piccola tavola di logaritmi. Naturalmente si può trovare il logaritmo in base 2 di ogni numero.

Basi dei logaritmi La scelta del numero 2 come base dei logaritmi è puramente arbitrario: qualsiasi numero può essere usato a questo scopo, e quindi esiste un numero indefinito di sistemi di logaritmi. In

pratica si usano soltanto due basi: il numero 10, ed il numero di Nepero, che si indica con la lettera *e* ed ha il valore di 2,71828.

Il sistema che adotta la base 10 prende il nome di sistema dei logaritmi *decimali,* o di Briggs; il sistema in base *e,* prende il nome di sistema dei logaritmi *naturali,* o di *Nepero.* Generalmente la scrittura loga, tralasciando la base, indica il logaritmo decimale di a; il logaritmo naturale s' indica invece con

$$\log_e a \quad \text{oppure} \quad l_n a .$$

Il sistema più usato è quello dei logaritmi decimali e perciò lo esamineremo più in particolare.

Logaritmi decimali Nel sistema decimale, il logaritmo di 10 è eguale ad 1, log 100 è uguale a 2, ecc., come viene dimostrato nella seguente tabella:

$$\log 10 = \log 10^1 = 1$$
$$\log 100 = \log 10^2 = 2$$
$$\log 1.000 = \log 10^3 = 3$$
$$\log 10.000 = \log 10^4 = 4$$
$$\log 100.000 = \log 10^5 = 5$$
$$\log 1.000.000 = \log 10^6 = 6$$

in generale

$$\log 10^n = n .$$

Questa tavola può essere estesa alle potenze negative del 10, come segue:

$$\log 1 = \log 10^0 = 0$$
$$\log 0{,}1 = \log \frac{1}{10} = \log 10^{-1} = -1$$
$$\log 0{,}01 = \log \frac{1}{100} = \log 10^{-2} = -2$$
$$\log 0{,}001 = \log \frac{1}{1.000} = \log 10^{-3} = -3$$
$$\log 0{,}0001 = \log \frac{1}{10.000} = \log 10^{-4} = -4$$
$$\log 0 = \log \frac{1}{\infty} = \log 10^{-\infty} = -\infty$$

Da questi esempi si deducono molte regole:

a) il logaritmo di un numero compreso fra 0 ed 1 è un numero negativo;

b) il logaritmo di zero è meno infinito (il segno ∞ significa infinito);

c) il logaritmo di un numero maggiore di 1 è positivo;

d) non esistono i logaritmi dei numeri negativi, perchè non esiste un esponente che dato ad una base positiva dia un numero negativo, qualunque sia la base positiva.

Il logaritmo di un numero che non sia potenza di 10 è un numero irrazionale. Numero irrazionale è un numero che ha infinite cifre decimali, senza essere periodico. Per esempio, il logaritmo di 20, deve essere compreso fra 1 e 2, poichè 20 è compreso fra 10 e 100 e vale 1,30103... (numero decimale aperiodico).

La parte intera del logaritmo, prende il nome di « caratteristica »; la parte decimale si chiama « mantissa ».

Nel caso del logaritmo di 20, la caratteristica è 1, la mantissa è 30103...

Proprietà dei logaritmi Se la base del nostro sistema è 10, per la definizione di logaritmo, abbiamo:

$$10^{\log a} = a$$

cioè elevando dieci al logaritmo di un numero, otteniamo quel numero.

TAVOLA DI LOGARITMI A QUATTRO CIFRE

N	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
10	0000	0043	0086	0128	0170	0212	0253	0294	0334	0374
11	0414	0453	0492	0531	0569	0607	0645	0682	0719	0755
12	0792	0828	0864	0899	0934	0969	1004	1038	1072	1106
13	1139	1173	1206	1239	1271	1303	1335	1367	1399	1430
14	1461	1492	1523	1553	1584	1614	1644	1673	1703	1732
15	1761	1790	1818	1847	1875	1903	1931	1959	1987	2014
16	2041	2068	2095	2122	2148	2175	2201	2227	2253	2279
17	2304	2330	2355	2380	2405	2430	2455	2480	2504	2529
18	2553	2577	2601	2625	2648	2672	2695	2718	2742	2765
19	2788	2810	2833	2856	2878	2900	2923	2945	2967	2989
20	3010	3032	3054	3075	3096	3118	3139	3160	3181	3201
21	3222	3243	3263	3284	3304	3324	3345	3365	3385	3404
22	3424	3444	3464	3483	3502	3522	3541	3560	3579	3598
23	3617	3636	3655	3674	3692	3711	3729	3747	3766	3784
24	3802	3820	3838	3856	3874	3892	3909	3927	3945	3962
25	3979	3997	4014	4031	4048	4065	4082	4099	4116	4133
26	4150	4166	4183	4200	4216	4232	4249	4265	4281	4298
27	4314	4330	4346	4362	4378	4393	4409	4425	4440	4456
28	4472	4487	4502	4518	4533	4548	4564	4579	4594	4609
29	4624	4639	4654	4669	4683	4698	4713	4728	4742	4757
30	4771	4786	4800	4814	4829	4843	4857	4871	4886	4900
31	4914	4928	4942	4955	4969	4983	4997	5011	5024	5038
32	5051	5065	5079	5092	5105	5119	5132	5145	5159	5172
33	5185	5198	5211	5224	5237	5250	5263	5276	5289	5302
34	5315	5328	5340	5353	5366	5378	5391	5403	5416	5428
35	5441	5453	5465	5478	5490	5502	5514	5527	5539	5551
36	5563	5575	5587	5599	5611	5623	5635	5647	5658	5670
37	5682	5694	5705	5717	5729	5740	5752	5763	5775	5786
38	5798	5809	5821	5832	5843	5855	5866	5877	5888	5899
39	5911	5922	5933	5944	5955	5966	5977	5988	5999	6010
40	6021	6031	6042	6053	6064	6075	6085	6096	6107	6117
41	6128	6138	6149	6160	6170	6180	6191	6201	6212	6222
42	6232	6243	6253	6263	6274	6284	6294	6304	6314	6325
43	6335	6345	6355	6365	6375	6385	6395	6405	6415	6425
44	6435	6444	6454	6464	6474	6484	6493	6503	6513	6522
45	6532	6542	6551	6561	6571	6580	6590	6599	6609	6618
46	6628	6637	6646	6656	6665	6675	6684	6693	6702	6712
47	6721	6730	6739	6749	6758	6767	6776	6785	6794	6803
48	6812	6821	6830	6839	6848	6857	6866	6875	6884	6893
49	6902	6911	6920	6928	6937	6946	6955	6964	6972	6981
50	6990	6998	7007	7016	7024	7033	7042	7050	7059	7067
51	7076	7084	7093	7101	7110	7118	7126	7135	7143	7152
52	7160	7168	7177	7185	7193	7202	7210	7218	7226	7235
53	7243	7251	7259	7267	7275	7284	7292	7300	7308	7316
54	7324	7332	7340	7348	7356	7364	7372	7380	7388	7396

N	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
55	7404	7412	7419	7427	7435	7443	7451	7459	7466	7474
56	7482	7490	7497	7505	7513	7520	7528	7536	7543	7551
57	7559	7566	7574	7582	7589	7597	7604	7612	7619	7527
58	7634	7642	7649	7657	7664	7672	7679	7686	7694	7701
59	7709	7716	7723	7731	7738	7745	7752	7760	7767	7774
60	7782	7789	7796	7803	7810	7818	7825	7832	7839	7846
61	7853	7860	7868	7875	7882	7889	7896	7903	7910	7917
62	7924	7931	7938	7945	7952	7959	7966	7973	7980	7987
63	7993	8000	8007	8014	8021	8028	8035	8041	8048	8055
64	8062	8069	8075	8082	8089	8096	8102	8109	8116	8122
65	8129	8136	8142	8149	8156	8162	8169	8176	8182	8189
66	8195	8202	8209	8215	8222	8228	8235	8241	8248	8254
67	8261	8267	8274	8280	8287	8293	8299	8306	8312	8319
68	8325	8331	8338	8344	8351	8357	8363	8370	8376	8382
69	8388	8395	8401	8407	8414	8420	8426	8432	8439	8445
70	8451	8457	8463	8470	8476	8482	8488	8494	8500	8506
71	8513	8519	8525	8531	8537	8543	8549	8555	8561	8567
72	8573	8579	8585	8591	8597	8603	8609	8615	8621	8627
73	8633	8639	8645	8651	8657	8663	8669	8675	8681	8686
74	8692	8698	8704	8710	8716	8722	8727	8733	8739	8745
75	8751	8756	8762	8768	8774	8779	8785	8791	8797	8802
76	8808	8814	8820	8825	8831	8837	8842	8848	8854	8859
77	8865	8871	8876	8882	8887	8893	8899	8904	8910	8915
78	8921	8927	8932	8938	8943	8949	8954	8960	8965	8971
79	8976	8982	8987	8993	8998	9004	9009	9015	9020	9025
80	9031	9036	9042	9047	9053	9058	9063	9069	9074	9079
81	9085	9090	9096	9101	9106	9112	9117	9122	9128	9133
82	9138	9143	9149	9154	9159	9165	9170	9175	9180	9186
83	9191	9196	9201	9206	9212	9217	9222	9227	9232	9238
84	9243	9248	9253	9258	9263	9269	9274	9279	9284	9289
85	9294	9299	9304	9309	9315	9320	9325	9330	9335	9340
86	9345	9350	9355	9360	9365	9370	9375	9380	9385	9390
87	9395	9400	9405	9410	9415	9420	9425	9430	9435	9440
88	9445	9450	9455	9460	9465	9469	9474	9479	9484	9489
89	9494	9499	9504	9509	9513	9518	9523	9528	9533	9538
90	9542	9547	9552	9557	9562	9566	9571	9576	9581	9586
91	9590	9595	9600	9605	9609	9614	9619	9624	9628	9633
92	9638	9643	9647	9652	9657	9661	9666	9671	9675	9680
93	9685	9689	9694	9699	9703	9708	9713	9717	9722	9727
94	9731	9736	9741	9745	9750	9754	9759	9763	9768	9773
95	9777	9782	9786	9791	9795	9800	9805	9809	9814	9818
96	9823	9827	9832	9836	9841	9845	9850	9854	9859	9863
97	9868	9872	9877	9881	9886	9890	9894	9899	9903	9908
98	9912	9917	9921	9926	9930	9934	9939	9943	9948	9952
99	9956	9961	9965	9969	9974	9978	9983	9987	9991	9996

Figura 5. TAVOLA DI LOGARITMI A 4 CIFRE

Il logaritmo di un prodotto è uguale alla somma dei logaritmi dei fattori:

$$\log(a \times b) = \log a + \log b .$$

Ciò si dimostra facilmente, ricordando che per moltiplicare potenze aventi la stessa base si sommano gli esponenti:

$$a \times b = 10^{\log a} \times 10^{\log b} = 10^{(\log a + \log b)}$$

e quindi

$$\log(a \times b) = \log a + \log b .$$

Analogamente, il logaritmo di un quoziente è uguale alla differenza fra il logaritmo del dividendo e il logaritmo del divisore:

$$\log \frac{a}{b} = \log a - \log b .$$

Infatti, per la stessa regola degli esponenti:

$$\frac{a}{b} = \frac{10^{\log a}}{10^{\log b}} = 10^{(\log a - \log b)} .$$

Abbiamo così stabilito una regola, secondo la quale una moltiplicazione o una divisione possono essere trasformate, rispettivamente, nella somma o nella sottrazione di due logaritmi. Con l'uso dei logaritmi si possono quindi semplificare notevolmente i calcoli.

Il logaritmo di una potenza di un numero è uguale al logaritmo di quel numero, moltiplicato per l'esponente della potenza.

$$\log a^2 = 2 \log a ; \quad \log a^3 = 3 \log a .$$

In generale:

$$\log a^n = n \log a .$$

La stessa regola porta al risultato che il logaritmo della radice di un numero è uguale al log di quel numero diviso per l'indice della radice:

$$\log \sqrt[n]{a} = \frac{1}{n} \log a .$$

Dalla regola del logaritmo di un prodotto, segue che numeri formati dalle stesse cifre, ma divise in modi diversi dalla virgola decimale, hanno i logaritmi con la stessa mantissa.

$$\begin{aligned} \log 829 &= 2{,}91\,8555 \\ \log 82{,}9 &= 1{,}91\,8555 \\ \log 8{,}29 &= 0{,}91\,8555 \\ \log 0{,}829 &= \bar{1}{,}91\,8555 \\ \log 0{,}0829 &= \bar{2}{,}91\,8555 \end{aligned}$$

Infatti, p. e.:

$$\log 829 = \log(8{,}29 \times 100) = \log 8{,}29 + \\ + \log 100 = 0{,}91\,8555 + 2 .$$

Sulle tavole si trovano soltanto le mantisse dei logaritmi; la caratteristica è data dal numero di cifre alla sinistra della virgola diminuito di 1.

Se il numero è minore di 1, la caratteristica è negativa ed è eguale in valore assoluto al numero di zeri che precedono la prima cifra significativa alla destra della virgola, più uno.

Per ragioni di opportunità, nell'uso delle tavole dei logaritmi si è convenuto di mantenere sempre positiva la mantissa. Gli ultimi due logaritmi del nostro esempio, hanno caratteristica negativa e mantissa positiva; la scrittura

$$\bar{1}{,}91\,8555 ,$$

significa

$$-1 + 0{,}91\,8555$$

e

$$\bar{2}{,}91\,8555 ,$$

significa

$$-2 + 0{,}91\,8555 .$$

Quando, in seguito a qualche operazione, una mantissa risulta negativa, non si può trovare, mediante l'uso del-

le tavole, il numero corrispondente. Per prima cosa bisogna rendere positiva la mantissa, aggiungendo e sottraendo un opportuno numero. Esempio: suppiniamo di sapere che il logaritmo di un numero sia — 0,34569.

In questo caso possiamo rendere positiva la mantissa aggiungendo e sottraendo 1, e quindi

$$(1 - 0{,}34569 - 1) = (0{,}65431 - 1) = \bar{1}{,}065431 .$$

Messo sotto questa forma il logaritmo, possiamo risalire al numero mediante le tavole.

Uso delle tavole dei logaritmi

I logaritmi si usano nei calcoli in cui figurano moltiplicazioni, divisioni, potenze e radici.

Specialmente quando le potenze hanno esponente frazionario e le radici hanno indice diverso da 2, mediante l'uso dei logaritmi si semplificano notevolmente le operazioni.

Vi sono tavole di logaritmi a tre, quattro, cinque e sei cifre. La tavola da usare dipende dalla precisione richiesta nel calcolo. Quella a quattro cifre, riportata in questo capitolo, consente di ottenere le soluzioni dei problemi con numeri di quattro cifre; la approssimazione che così si ha è sufficiente per la maggior parte dei casi che ci interessano. Se si richiede una maggiore approssimazione, si usa la tavola a cinque cifre, che è la più comune di tutte.

Riferendoci alla nostra tavola a quattro cifre, proponiamo di trovare il logaritmo decimale del numero 5576. Per prima cosa determiniamo la caratteristica: le cifre sono 4 e quindi la caratteristica è 3 e costituisce la parte intera del logaritmo cercato. Per trovare la mantissa, scorriamo la colonna N, fino a leggervi le prime due cifre del numero dato, cioè 55. Ci spostiamo quindi a destra, mantenendoci allineati con il 55 della prima colonna, fino a giungere alla colonna intestata 7 (terza cifra del numero dato); qui leggiamo, 7455, che è la mantissa voluta.

Il logaritmo è quindi 3,7459.

Quando si cerca la mantissa nelle tavole a quattro cifre, non si deve considerare la quarta, e nel nostro caso ultima, cifra del numero dato, cioè 6. In generale, se le cifre sono più di tre, si trascurano tutte le successive alla terza. Se si desidera una maggiore approssimazione, si può fare uso dell'interpolazione, secondo la regola esposta in seguito.

Per trovare il numero corrispondente ad un dato logaritmo (antilogaritmo), si usa in senso contrario la tavola. Se, per esempio, si cerca l'antilogaritmo di 1,272, si trova sulla tavola la mantissa più vicina a 272. Il valore più vicino a 272 è 2718, che si trova nella prima metà della tavola. Cominciamo a scrivere le prime due cifre significative dell'antilogaritmo, assumendo come tali le cifre che si trovano allineate con 2718 nella colonna intestata N, cioè 18. Aggiungiamo ad esse la cifra scritta sulla colonna nella quale è stato trovato 2718 cioè 7. Il numero così trovato è 187; dobbiamo ora collocare la virgola. Poichè la caratteristica del logaritmo dato è 1, le cifre della parte intera del numero sono 2, perciò il numero cercato è 18,7.

N	L.	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	P.P.
250	39	794	811	829	846	863	881	898	915	933	950	
251		967	985	*002	*019	*037	*054	*071	*088	*106	*123	18
252	40	140	157	175	192	209	226	243	261	278	295	1 1.8
253		312	329	346	364	381	398	415	432	449	466	2 3.6
254		483	500	518	535	552	569	586	603	620	637	3 5.4
												4 7.2
255		654	671	688	705	722	739	756	773	790	807	etc.

Figura 6.

PARTE DI UNA TAVOLA DI LOGARITMI A 5 CIFRE

Con tavole di questo tipo è possibile determinare il valore dei logaritmi con una approssimazione maggiore di quella data dalle tavole a 4 cifre. Una maggiore approssimazione può essere ottenuta per numeri compresi fra due della tavola, ricorrendo alla interpolazione.

Per completare l'argomento, dobbiamo ora descrivere l'uso di una tavola a cinque cifre, che riporta anche la colonna delle *parti proporzionali* per facilitare l'operazione dell'interpolazione.

Perciò riproduciamo una piccola sezione di una tavola di logaritmi a cinque cifre (fig. 6) e proponiamoci di determinare il logaritmo di 0,025013. La caratteristica è —2. Cerchiamo poi le prime tre cifre del numero dato (nel nostro caso, 250) nella colonna intestata N; nella colonna successiva intestata L, leggiamo 39, che rappresentano le prime due cifre della mantissa. La quarta cifra del numero dato è 1; ci portiamo quindi nella colonna intestata 1; in questa colonna leggiamo le tre cifre allineate con 250 e cioè 811. Il logaritmero 0,025010, che differisce dal numero 0,025010, ch edifferisce dal numero dato per l'ultima cifra. Possiamo ora fare uso della interpolazione. Dalla tavola rileviamo che il logaritmo del numero immediatamente successivo a 0,025010, cioè di 0,025020, è 2,39829 e operiamo come segue:

calcoliamo la differenza fra i logaritmi dei due numeri 0,025010 e 0,025020 fra i quali è compreso il N. dato; essa risulta 0,00018, ovvero 18 nelle ultime due cifre. Poichè il numero dato e 0,025010 differiscono solo per l'ultima cifra dividiamo la differenza 18 per 10 e la moltiplichiamo per 3, ultima cifra del numero dato, che era stata trascurata. Il valore che così si ottiene va aggiunto al logaritmo di 0,025010, per ottenere il log di 0,025013.

$$18 : 10 = 1{,}8 \qquad 1{,}8 \times 3 = 5{,}4$$

$$\begin{array}{r} 2{,}39811 + \\ 5 \\ \hline 2{,}39816 = \log 0{,}02513 \end{array}$$

La tavola delle parti proporzionali serve per eseguire più rapidamente questa operazione. Infatti, se noi leggiamo, nella colonna delle parti proporzionali (P.P.), riportata nella tabella a sinistra, il numero allineato col 3, nella colonna intestata 18, troviamo direttamente 5,4 senza eseguire i calcoli.

Poichè la nostra tavola è valida solo per cinque cifre, dobbiamo eliminare l'ultima cifra data dalle tavole delle parti proporzionali, sopprimendola se è minore di 5, aggiungendo 1 alla precedente se è maggiore di 5.

Per trovare il numero corrispondente ad un dato logaritmo, dobbiamo seguire la stessa via in senso inverso.

Ad esempio, si voglia trovare il numero il cui logaritmo è 0,40100.

Cerchiamo le prime due cifre della mantissa, cioè 40, nella colonna intestata L, quindi cerchiamo le successive tre cifre (cioè 100), assumendo quelle più vicine ad esse nelle altre colonne, intestate 0, 1, 2..., e sulle righe fra 40 e 41.

I numeri più vicini a 100 sono fra quelli segnati con asterisco, nella riga

superiore a 40. Però è da tener presente che l'asterisco significa che, invece di 39 come prime due cifre, queste mantisse hanno 40.

Il logaritmo 0,40100, è compreso fra i logaritmi 0,40088 e 0,40106; il numero corrispondente è quindi compreso fra 2517 e 2518. Per trovare questo numero osserviamo che 0,40106 e 0,40088, differiscono di 18 nelle ultime due cifre e che il logaritmo dato differisce dal minore dei due rilevati dalla tabella di 12, nelle ultime due cifre.

Cerchiamo nella tavola P.P. intestata 18, il numero più vicino a 12, esso è 12,6 e si trova in corrispondenza del 7 ($7 \times 1{,}8 = 12{,}6$). Aggiungiamo 7 come ultima cifra al numero 2517 ed otteniamo così 25177.

Negli esempi seguenti sull'impiego dei logaritmi, useremo le tavole riprodotte in questo capitolo, poichè nei nostri calcoli non è necessario un più alto grado di precisione.

In una resistenza di 375 ohm circola una corrente di 41,5 milliampere; quanti watt vengono dissipati nella resistenza? Scriviamo la formula che dà la potenza:

$$P = I^2R$$

e sostituiamo in essa i valori noti, usando le unità watt, ampere, ohm e abbiamo:

$$P = 0{,}0415^2 \times 375 \text{ watt}.$$

Introducendo i logaritmi:

$$\log P = 2 \log 0{,}0415 + \log 375$$
$$\log 0{,}0415 = \bar{2}{,}618$$

e quindi

$$2 \log 0{,}0415 = 2(-2 + 0{,}618) =$$
$$= -4 + 1{,}236 = \bar{3}{,}236$$
$$\log 375 = 2{,}574$$

$$\begin{array}{r} 2{,}574 + \\ \bar{3}{,}236 \\ \hline \end{array}$$

$$\log P = \bar{1}{,}810$$

$$P = \text{antilog } \bar{1}{,}810 = 0{,}646 \text{ watt}.$$

Bisogna ricordare che il segno meno sopra la caratteristica sta ad indicare che solo la caratteristica è negativa, mentre la mantissa è positiva. Per non essere indotti in errore, si può usare un altro procedimento

$$\log 0{,}0415 = -2 + 0{,}618 =$$
$$= -2 + 0{,}618 = -2 + 0{,}618 + 3 - 3 =$$
$$= 1{,}618 - 3$$

$$2 \log 0{,}0415 = 3{,}236 - 6$$
$$\log 375 = 2{,}574$$

$$\log P = 5{,}810 - 6$$

$$5{,}810 = \log x$$
$$6 = \log 10^6,$$

si ha dalle note regole:

$$\log P = \log \frac{x}{10^6}$$

e quindi

$$P = x \times 10^{-6}.$$

Poichè dalle tabelle di figura 5 risulta

$$x = \text{antilog } 5{,}810 = 646000,$$

sarà

$$P = 0{,}646 \text{ watt}.$$

Ecco un altro esempio che mostra quanto sia utile l'uso dei logaritmi nel calcolo di potenze e radici.

Si deve costruire un apparecchio radio ricevente per tutte le lunghezze d'onda della banda di frequenza compresa fra 550 Kc/s e 60 Mc/s.

Tale apprecchio può essere costruito con cinque gamme d'onda; si vuole conoscere quale deve essere il rapporto di

sintonia per ciascuna gamma, se non si vuole avere sovrapposizione.

Indichiamo con x il rapporto di sintonia di una banda; il totale rapporto di sintonia per 5 bande sarà x^5. Poichè conosciamo il valore di questo rapporto, 60/0,55, vogliamo determinare x:

$$x^5 = \frac{60}{0{,}55} \quad \text{ovvero} \quad x = \sqrt[5]{\frac{60}{0{,}55}}$$

Passando ai logaritmi:

$$\log x = \frac{\log 60 - \log 0{,}55}{5}$$

$$\begin{array}{l} \log 60 \quad = 1{,}778 - \\ \log \ 0{,}55 = 1{,}740 \\ \hline \quad\quad\quad 2{,}038 \end{array}$$

Ricordiamo ancora che solo la caratteristica è negativa e quindi

$$-(\bar{1}{,}740) = -(-1 + 0{,}740) = \\ = +1 - 0{,}740$$

$$\log x = \frac{2{,}038}{5} = 0{,}408$$

$$x = \text{antilog } 0{,}408 = 2{,}56 \, .$$

Il rapporto di sintonia deve essere 2,56.

Il Decibel

Il *decibel* è l'unità di misura usata per il confronto di livelli di potenza e di tensione in acustica e in elettrotecnica.

La sensazione del nostro udito provocata dalle onde dipende dal logaritmo dell'energia dell'onda anzichè dall'energia. Quindi una misura della sensazione dell'udito si ha usando una unità logaritma.

db	Rapporti di potenza
0	1.00
1	1.26
2	1.58
3	2.00
4	2.51
5	3.16
6	3.98
7	5.01
8	6.31
9	7.94
10	10.00
20	100
30	1,000
40	10,000
50	100,000
60	1,000,000
70	10,000,000
80	100,000,000

Figura 7.

LA TAVOLA PERMETTE DI CALCOLARE IL GUADAGNO IN DECIBEL DEL RAPPORTO DELLE POTENZE DI UN DATO APPARECCHIO

Il decibel è l'unità con la quale si rappresenta un rapporto di due potenze che differiscono per il guadagno o la perdita di potenza, in un amplificatore o in altri circuiti. Esso è definito dalla relazione:

$$N_{db} = \log \frac{P_u}{P_e}$$

in cui

P_u indica la potenza di uscita e

P_e la potenza di entrata nel circuito in esame.

Quando N_{db} è positivo, si ha un guadagno di potenza, quando è negativo, una perdita.

Per esprimere in decibel il guadagno di potenza di un amplificatore è necessario quindi misurare le potenze di entrata e di uscita. Per fare un esempio, supponiamo che in un amplificatore, ad una potenza di entrata di 0,2 watt corrisponda una potenza di uscita di 6 watt.

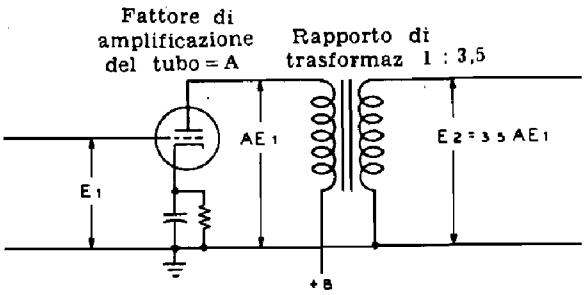


Figura 8.

STADIO DI AMPLIFICAZIONE

Il guadagno di tensione in decibel è dato dall'amplificazione della valvola e da quello dovuto al rapporto del trasformatore, espressi in decibel.

Si ha:

$$\frac{P_u}{P_e} = \frac{6}{0,2} = 30$$

$$\log 30 = 1,48 \qquad 10 \times 1,48 = 14,8 \text{ decibel}.$$

Il guadagno di potenza è di 14,8 decibel.

Poichè il decibel è una unità logaritmica, se la potenza di uscita è 30 volte la potenza di entrata, come nel nostro esempio, il livello di potenza espresso in decibel subisce un incremento di 14,8 unità.

Se esistono più stadi amplificatori, la potenza di uscita dell'ultimo amplificatore, vale la potenza di entrata nel primo, moltiplicata per il prodotto dei rapporti di amplificazione dei vari stadi. Il guadagno totale in decibel è dato invece dalla somma dei guadagni dei singoli amplificatori. Così, p. es., se un amplificatore che ha un rapporto di amplificazione di 10^6 è preceduto da un preamplicatore avente un rapporto di amplificazione di 10^3, il guadagno totale vale 10^9. Lo stesso guadagno espresso in decibel vàle:

$$10 \log 1.000.000 + 10 \log 1.000 = \\ = 10 \times 6 + 10 \times 3 = 90 \text{ decibel}.$$

Questi calcoli sono validi per il caso in cui i due amplificatori siano opportunamente accoppiati in cascata; in caso contrario, si ha una riflessione nella sezione di passaggio dal primo al secondo, che determina una perdita di guadagno della quale bisogna tener conto.

La conversione dei rapporti di amplificazione in decibel è molto semplice se si adopera la tavola riportata in figura 9. Si può usare tuttavia una normale tavola di logaritmi.

A volte è più conveniente calcolare il guadagno in decibel dal rapporto e dal guadagno della tensione o della corrente, anzichè dal rapporto fra le potenze. Tale calcolo si usa specialmente per gli amplificatori di tensione, in base alla relazione:

$$N_{db} = 20 \log \frac{E_u}{E_e} = 20 \log \frac{I_u}{I_e},$$

L'indice *u* sta ad indicare la tensione e la corrente di uscita, l'indice *e* la tensione e la corrente di entrata.

Bisogna tener presente che la relazione scritta sopra è valida solo nel caso in cui il guadagno in potenza derivi da un incremento della tensione o della corrente, e non quando il guadagno sia dovuto ad una variazione di impedenza. Ciò risulta molto chiaro se si considera che un trasformatore di accoppiamento di un altoparlante ad una linea, od all'uscita di una valvola amplificatrice non produce nè guadagno nè perdita di potenza (se si prescinde dalle perdite di trasformazione). Si ha infatti una variazione del valore della tensione ed una variazione inversa del valore della corrente così che la po-

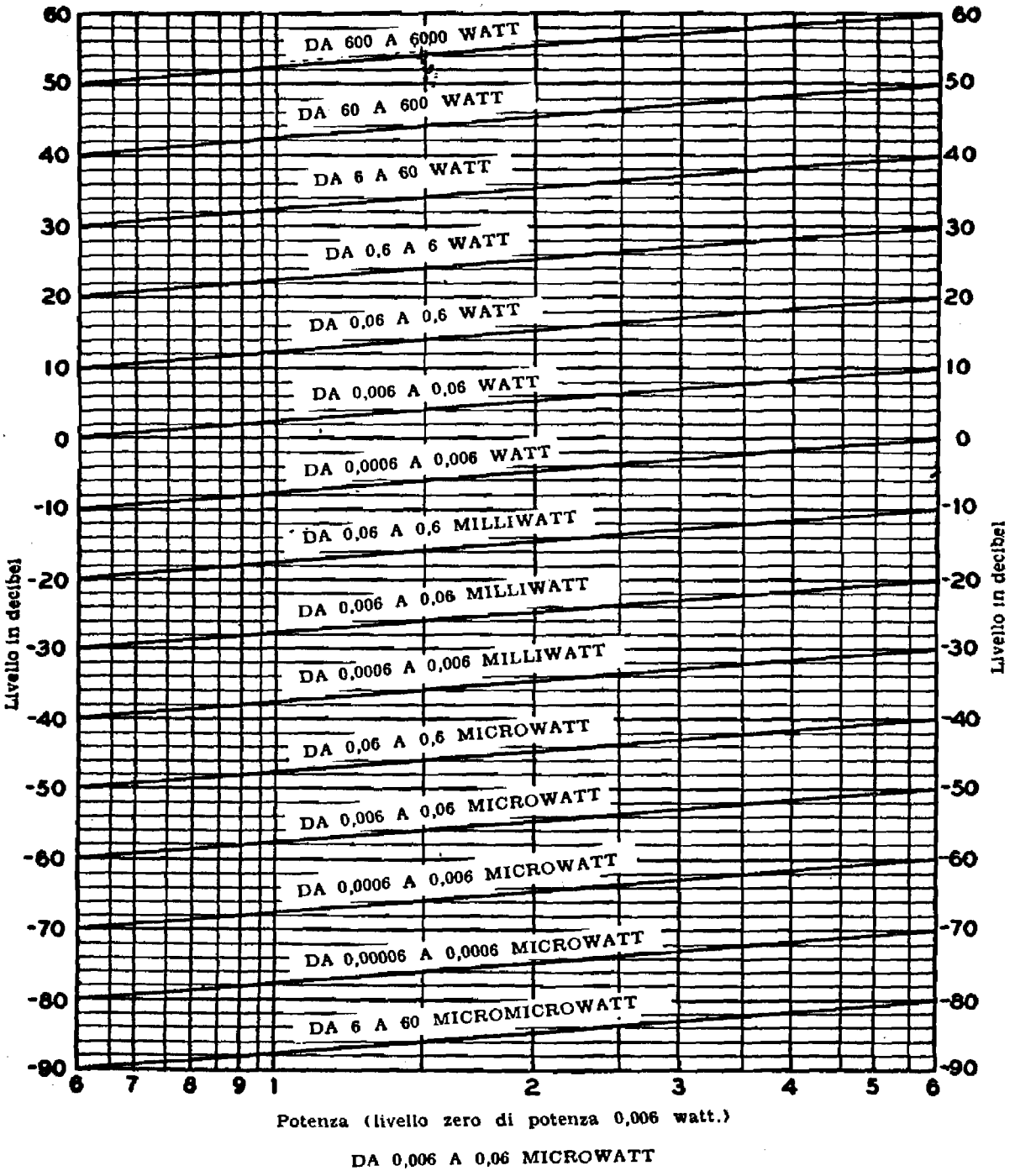


Figura 9.

TABELLA DI CONVERSIONE DELLE POTENZE IN DECIBEL CON LIVELLO ZERO DI POTENZA PARI A 0,006 WATT

I livelli di potenza compresi fra 6 micromicrowatt e 6000 watt espressi in decibel sono compresi fra — 90 e 60 decibel e viceversa. La conversione può essere facilmente effettuata mediante la tabella, sulla quale si hanno 15 curve. Il punto iniziale della prima rappresenta la coppia di valori 6 micromicrowatt e — 90 decibel; il punto finale rappresenta invece la coppia 60 microm-microwatt e -80 decibel. La seconda curva ha il punto iniziale coincidente col punto finale della prima e così via. E' così possibile con una sola tavola coprire un campo di livelli di potenza molto ampio.

tenza rimane costante dall'entrata all'uscita, sempre se si prescinde dalle perdite proprie del trasformatore.

D'altra parte, se dobbiamo studiare un amplificatore di tensione, possiamo calcolare il guadagno in un singolo stadio trovando il rapporto fra il potenziale di griglia della prima valvola ed il potenziale di griglia della valvola seguente.

Nel circuito di figura 8, ad esempio, il guadagno nello stadio rappresentato è dovuto all'amplificazione effettuata della valvola ed al rapporto del trasformatore di uscita.

Se l'amplificazione nella valvola è 10, ed il rapporto del trasformatore è 3,5, il guadagno di tensione è 35 e lo stesso guadagno espresso in decibel vale:

$$20 \times \log 35 = 20 \times 1{,}54 = 30{,}8 \text{ db}.$$

Il decibel come livello di potenza In un primo tempo si usò il decibel esclusivamente per esprimere il rapporto fra due potenze e non per esprimere la potenza stessa. Possiamo però usare il decibel come unità di potenza, fissando arbitrariamente un « *livello zero* » e misurando ogni potenza col numero che esprime il logaritmo fra il livello da misurare ed il livello zero, moltiplicato per 10.

Avremo pertanto che la misura di una potenza P_o è espressa da

$$N_{db} = 10 \log \frac{P_u}{P_{rif}},$$

in cui N_{db} è la misura cercata, P_o la potenza da esprimere (p. es. la potenza di uscita di un amplificatore) e P_{rif} il livello di riferimento scelto. Il livello zero usato più frequentemente è 6 milliwatt, ovvero 0,006 watt.

La relazione sopra scritta può allora mettersi nella forma:

$$N_{db} = 10 \log \frac{P_u}{0{,}006}.$$

Per esempio:

Un amplificatore che usa valvole 6F6 è capace di dare una potenza di uscita di 3 watt. Come possiamo esprimere ciò in decibel?

$$\frac{P_u}{P_{rif}} = \frac{3}{0{,}006} = 500$$

$$10 \times \log 500 = 10 \times 2{,}70 = 27.$$

Quindi il livello della potenza di uscita della 6F6 è di 27 decibel.

Quando il livello di potenza da misurare è minore di 6 milliwatt, otterremo un numero negativo, ricordando che i logaritmi dei numeri minori dell'unità hanno caratteristica negativa e mantissa positiva.

Esempio:

Un amplificatore per microfono fornisce 1,5 milliwatt ad una linea, o ad un normale altoparlante. Per esprimere in decibel il livello di potenza, scriviamo:

$$N_{db} = 10 \log \frac{P_u}{0{,}006} = 10 \log \frac{0{,}0015}{0{,}006}$$

$$= 10 \log 0{,}25 = \bar{1}{,}398$$

Dalle tavole ricaviamo: log 0,25 = = $\bar{1}$,398 e quindi:

$$N_{db} = 10 \times (\bar{1}{,}398) =$$

$$= 10 \times (-1) + 10 \times 0{,}398 =$$

$$= -10 + 3{,}98 = -6{,}02.$$

La tabella riportata in questo paragrafo (figura 9) serve per convertire i decibel in watt e viceversa.

Spesso si usa come livello di riferimento 1 milliwatt.

Trasformazione dei decibel in unità di potenza

Spesso è utile poter ricavare dai decibel che esprimono una potenza riferita alla potenza base, il valore della potenza corrispondente espresso in watt, facendo uso dell'espressione

$$P = 0{,}006 \text{ antilog} \frac{N_{db}}{10} \text{ watt}.$$

Dividiamo cioè il numero di decibel per 10, troviamo il numero di cui tale rapporto è il logaritmo, e lo moltiplichiamo per 0,006.

Volendo convertire in watt un numero negativo di decibel, se accade che questo numero non sia divisibile per 10, si opera come nell'esempio seguente: Sia

$$N_{db} = -38.$$

Per rendere N_{db} divisibile per 10, aggiungiamo e togliamo 2, ottenendo così

$$N_{db} = -40 + 2.$$

Se si divide ora per 10 si ottiene:

$$\frac{N_{db}}{10} = -4 + 0{,}2 = \bar{4}{,}2,$$

si ottiene cioè il raporto nella forma in cui la parte intera è negativa, mentre la parte decimale è positiva. E' allora facile trovare l'antilogaritmo di questo numero sulla tavola.

Gli esempi seguenti illustreranno il procedimento da seguire nei problemi pratici.

a) La potenza di uscita di un determinato apparecchio, espressa in decibel, vale —74: qual'è la potenza in watt?

Poichè N_{db} non è divisibile per 10, lo rendiamo tale aggiungendo e togliendo 6:

$$N_{db} = -74 - 6 + 6 = -80 + 6.$$

Da cui:

$$\frac{N_{db}}{10} = \frac{-80}{10} + \frac{6}{10} = -8 + 0{,}6 = \bar{8}{,}6$$

$$\text{antilog } \bar{8}{,}6 = 0{,}00000004$$

$$P = 0{,}006 \times 0{,}00000004 =$$
$$= 0{,}00000000024 \text{ watt} =$$
$$= 240 \text{ micro-microwatt}.$$

b) un amplificatore a bassa potenza ha un segnale di entrata di - 17,3 db. A quanti milliwatt corrisponde tale valore?

$$N_{db} = -17{,}3 - 2{,}7 + 2{,}7 = -20 + 2{,}7$$

$$\frac{N_{bd}}{10} = \frac{-20}{10} + \frac{2{,}7}{10} = \bar{2}{,}27$$

$$\text{antilog } \bar{2}{,}27 = 0{,}0186$$

$$P = 0{,}006 \times 0{,}0186 = 0{,}000116 \text{ watt} =$$
$$= 0{,}116 \text{ milliwatt}.$$

Tensioni di entrata

Allo scopo di determinare la tensione di entrata, consideriamo la tensione di cresta necessaria per ottenere la massima erogazione dell'ultimo tubo amplificatore in classe A e dividiamo il suo valore per il guadagno di tensione totale degli stadi precedenti.

Da quanto precede è possibile calcolare col grado di approssimazione voluto i seguenti parametri:

1) Amplificazione di tensione;

2) Totale guadagno in decibel;

3) Livello del segnale di uscita in decibel;

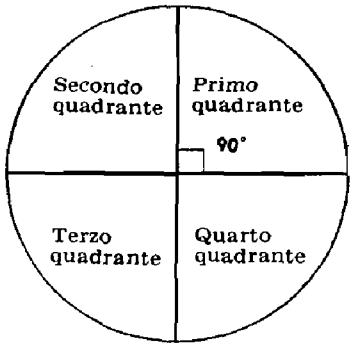


Figura 10.

IL CIRCOLO E' DIVISO IN QUATTRO QUADRANTI PER MEZZO DI DUE DIAMETRI PERPENDICOLARI FRA DI LORO.

Il quadrante nord est si chiama primo quadrante; gli altri qadranti sono numerati consecutivamente in senso antiorario.

4) Livello del segnale di entrata in decibel;

5) Livello del segnale di entrata in watt;

6) Tensione del segnale di entrata.

Quando si ha una potenza che deve essere portata ad un altro livello, il guadagno richiesto nell'amplificatore è eguale alla differenza fra i due livelli in decibel.

Se il segnale richiesto per un amplificatore, affinchè si abbia la massima potenza di uscita, è — 30 decibel, e l'uscita da un dato dispositivo è — 45 decibel, l' amplificatore richiesto dovrebbe avere un guadagno di 15 decibel. Come già detto, questo è vero solo se i due amplificatori sono opportunamente accoppiati, e nessuna perdita viene introdotta in conseguenza dell'accoppiamento stesso.

Amplificatore in controfase Per raddoppiare l'uscita di un amplificatore a più stadi, è sufficiente collegare in controfase l'ultimo stadio e sostituire i trasformatori di accoppiamento e finale, con trasformatori per controfase.

Allo scopo di determinare il guadagno di tensione di un amplificatore in controfase, prendiamo il rapporto di una metà dell'avvolgimento secondario del trasformatore e lo moltiplichiamo per il μ di una delle valvole di uscita dello stadio in controfase. Il prodotto così ottenuto, raddoppiato, darà la tensione amplificata.

Altre unità e livelli zero Quando si hanno le potenze espresse in decibel, non si può senz'altro ritenere che il livello di riferimento (livello zero) sia 6 milliwatt.

Nelle stazioni di radio-diffusione è adesso usato un nuovo sistema. Le misure nel campo acustico sono oggi fatte con il livello zero di 10^{-16} watt/cm^2.

I microfoni sono spesso tarati con riferimento al seguente livello zero:

1 *volt a circuito aperto quando la pressione del suono è 1 millibar* (1 bar = 1 dina/cm^2).

In ogni caso la taratura di un microfono deve tener conto dell'altezza del suono. È ovvio che questo livello zero non si presti per calcoli rapidi di guadagno di amplificatori.

L'unità Neper Nella definizione delle unità logaritmiche del suono, potremmo usare i logaritmi naturali in luogo di quelli decimali. L'unità che così si ottiene è chiamata *neper* o *napier*.

1 neper = 8,686 decibel

1 decibel = 0,1151 neper .

Apparecchi a corrente alternata con scala in decibel Parecchi strumenti di misura sono oggi dotati di scale tarate in decibel, le quali sono più comode per effettuare misure di guadagno. Questi sono generalmente tarati collegandoli con un circuito di 500 ohm di resistenza e con livello di riferimento di 6 milliwatt. Quando essi sono collegati con una impedenza di diverso valore, l'indicazione non è corretta per un livello zero di 6 milliwatt, ed occorre applicare una correzione aggiungendo o sottraendo un valore costante a tutte le letture sull'apparecchio. Questo valore di correzione è dato dalla relazione:

$$\textbf{decibel} \text{ da aggiungere} = \mathbf{10 \log \frac{500}{Z}}$$

in cui Z è la impedenza del circuito sul quale si effettua la misura.

Trigonometria

Definizioni e uso La trigonometria è scienza della misura dei triangoli. A prima vista potrebbe sembrare che i triangoli abbiano poca attinenza coi fenomeni elettrici; invece, nel campo delle correnti alternate, molte correnti e tensioni seguono una legge conforme alle relazioni trigonometriche, che abbiamo precedentemente in questo libro esaminate brevemente. Esempi di tali applicazioni al campo delle correnti alternate sono costituiti dai calcoli sui vettori.

Gli angoli vengono misurati in *gradi* oppure in *radianti*. Il cerchio viene diviso in 360 gradi; ogni grado in 60 minuti; ogni minuto in 60 secondi. La suddivisione decimale dei gradi viene usata piuttosto frequentemente, data la maggiore semplicità di calcoli che con tale suddivisione si ottiene.

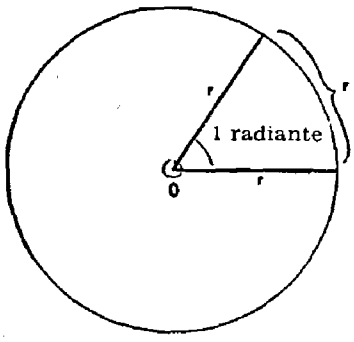


Figura 11.

IL RADIANTE

Il radiante è un angolo che sottende sopra una circonferenza avente centro nel vertice un arco uguale al raggio. Si noti che l'angolo è costante, indipendentemente dal raggio della circonferenza considerata. Un radiante è uguale a 57,2958°.

I gradi, i minuti e i secondi vengono indicati con i seguenti simboli: °, ' e ". Esempio: 6° 5' 23" significa sei gradi, cinque minuti e ventitre secondi. Nella suddivisione decimale si considerano invece i decimi e i centesimi di grado, per cui ad es. 8° 47 significa otto gradi e quarantasette centesimi di grado.

Quando un cerchio viene diviso in quattro quadranti da due linee perpendicolari fra loro, passanti entrambe per il centro (figura 10), l'angolo determinato dalle due linee è di 90°, ed è anche detto *angolo retto*.

Due angoli retti sommati fra loro costituiscono un angolo di 180°, che chiamasi anche *angolo piatto*.

Il *radiante*: Se consideriamo il raggio di un circolo e lo disponiamo in modo che esso copra una parte della circonferenza, l'angolo sotteso da tale arco viene chiamato *radiante* (figura 11). Poi-

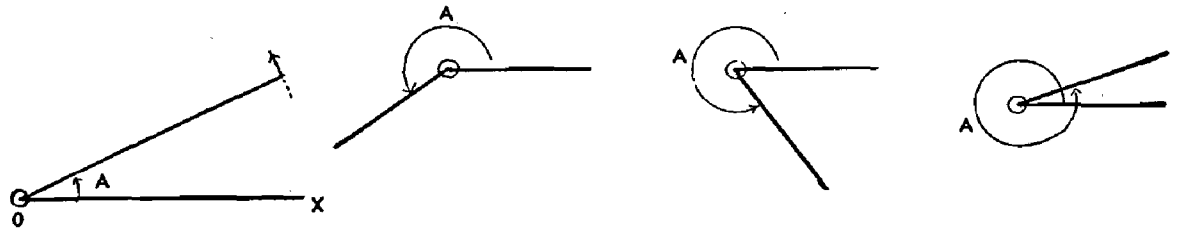


Figura 12.

UN ANGOLO SI PUO' CONSIDERARE GENERATO DA UNA SEMIRETTA CHE RUOTA INTORNO AL SUO ESTREMO FINITO RISPETTO AD UN'ALTRA SEMIRETTA FISSA

La semiretta OX è fissa, la semiretta indicata dalla piccola freccia ruota in senso antiorario. Nella posizione indicata a sinistra della figura la semiretta rotante forma un angolo A minore di 90° e pertanto essa cade nel primo quadrante. Nella seconda posizione l'angolo è maggiore di 180° e quindi la semiretta rotante cade nel terzo quadrante. Nella terza posizione la semiretta è nel quarto quadrante. Nella quarta posizione la semiretta rotante ha descritto un angolo maggiore di 360° (un giro completo) e quindi essa cade ancora nel primo quadrante

chè la lunghezza di una circonferenza è uguale a 2π volte il raggio, in 360° si hanno 2π radianti.

Pertanto abbiamo le relazioni seguenti:

1 radiante = 57° 17' 45" = 57°, 2958,

$\pi = 3{,}14159$,

1 grado = 0,01745 radianti,

π radianti = 180°,

$\pi/2$ radianti = 90°,

$\pi/3$ radianti = 60°.

In trigonometria si considera l'angolo formato da due linee, una fissa e l'altra che ruota attorno ad un punto, che in figura 12 è indicato con 0. Come indica tale figura, un angolo può essere maggiore di 360°.

Due angoli si dicono complementari quando la loro somma è 90° ossia un angolo retto. Si dirà che A è il complemento di B, o che B è il complemento di A, quando

$$A = (90° - B)$$

e quando

$$B = (90° - A)$$

Due angoli si dicono supplementari l'uno all'altro quando la loro somma è un angolo piatto, ossia 180°. Un angolo A è il supplemento di B, e B è il supplemento di A, quando

$$A = (180° - B)$$

e

$$B = (180° - A)$$

Nell'angolo A di fig. 13 A), tracciamo una linea perpendicolare al lato *b* e che parta dal punto P. Qualunque sia il punto P prescelto, il rapporto *a/c* sarà sempre lo stesso, per un determinato angolo A. Analogamente tutte le altre relazioni di proporzionalità che vigono per le lunghezze di *a, b, c,* rimangono valide qualunque sia il punto P prescelto su *c*.

I sei rapporti che possono essere effettuati fra *a, b* e *c* vengono denominati e definiti come segue:

$$\text{seno } A = \frac{a}{c}, \qquad \text{coseno } A = \frac{b}{c},$$

$$\text{tangente } A = \frac{a}{b}, \qquad \text{cotangente } A = \frac{b}{a},$$

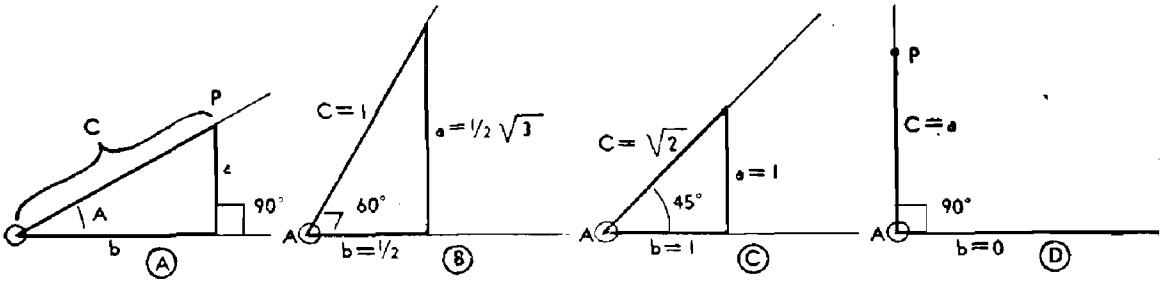


Figura 13.

LE FUNZIONI TRIGONOMETRICHE

Nel triangolo rettangolo rappresentato in (A) il lato opposto all'angolo A si indica con a; gli altri due lati si indicano rispettivamente con b e c. Le funzioni trigonometriche dell'angolo A sono completamente definite dai rapporti dei lati a, b, c. In (B) sono indicate le lunghezze dei lati nel caso in cui A sia uguale a 60°. In (C) l'angolo A è 45°: se i cateti a b sono uguali ad 1 l'ipotenusa è uguale a $\sqrt{2}$. In (D) c=a e b=0.

$$\text{secante } A = \frac{c}{b}, \qquad \text{cosecante } A = \frac{c}{a}.$$

Riportiamo un esempio.

Nella figura 13 B) si è supposto che l'angolo A sia di 60 gradi. Allora le relazioni fra i lati *a*, *b* e *c* divengono come in figura e le sei funzioni risultano:

$$\text{sen } 60° = \frac{a}{c} = \frac{\frac{1}{2}\sqrt{3}}{1} = \frac{1}{2}\sqrt{3},$$

$$\cos 60° = \frac{b}{c} = \frac{\frac{1}{2}}{1} = \frac{1}{2},$$

$$\text{tg } 60° = \frac{a}{b} = \frac{\frac{1}{2}\sqrt{3}}{\frac{1}{2}} = \sqrt{3},$$

$$\text{cotg } 60° = \frac{\frac{1}{2}}{\frac{1}{2}\sqrt{3}} = \frac{1}{\sqrt{3}} = \frac{1}{3}\sqrt{3},$$

$$\sec 60° = \frac{c}{b} = \frac{1}{\frac{1}{2}} = 2,$$

$$\text{cosec } 60° = \frac{c}{a} = \frac{1}{\frac{1}{2}\sqrt{3}} = \frac{2}{3}\sqrt{3}.$$

Supponiamo invece che l'angolo sia di 45°, come quello A della figura 13 C). Le relazioni fra le lunghezze *a*, *b* e *c*, riportate nella figura 13 C) stessa, danno per le funzioni i seguenti valori

$$\text{sen } 45° = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2}\sqrt{2},$$

$$\cos 45° = \frac{1}{\sqrt{2}} = \text{——} = \frac{1}{2}\sqrt{2},$$

$$\text{tg } 45° = 1,$$

$$\text{cotg } 45° = \frac{1}{1} = 1,$$

$$\sec 45° = \frac{\sqrt{2}}{1} = \sqrt{2},$$

$$\text{cosec } 45° = \frac{\sqrt{2}}{1} = \sqrt{2}.$$

Vi è qualche particolare considerazione da tener presente quando l'angolo è di zero gradi o di 90 gradi. Nella figura 13 D) è rappresentato un angolo di 90°; tracciando dal punto P una linea per-

angolo	sen	cos	tg	cotg	sec	cosec
0	0	1	0	∞	1	∞
30°	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}\sqrt{3}$	$\frac{1}{3}\sqrt{3}$	$\sqrt{3}$	$\frac{2}{3}\sqrt{3}$	2
45°	$\frac{1}{2}\sqrt{2}$	$\frac{1}{2}\sqrt{2}$	1	1	$\sqrt{2}$	$\sqrt{2}$
60°	$\frac{1}{2}\sqrt{3}$	$\frac{1}{2}$	$\sqrt{3}$	$\frac{1}{3}\sqrt{3}$	2	$\frac{2}{3}\sqrt{3}$
90°	1	0	∞	0	∞	1

Figura 14.
Valori delle funzioni trigonometriche per gli angoli più comuni compresi nel primo quadrante.

pendicolare a b essa giace interamente su c, per cui in questo caso è $c = a$ e $b = 0$. I sei rapporti divengono allora

$$\text{sen } 90° = \frac{a}{c} = 1,$$

$$\cos 90° = \frac{b}{c} = \frac{0}{c} = 0,$$

$$\text{tg } 90° = \frac{a}{b} = \frac{a}{0} = \infty,$$

$$\text{cotg } 90° = \frac{0}{a} = 0,$$

$$\sec 90° = \frac{c}{b} = \frac{c}{0} = \infty,$$

$$\text{cosec } 90° = \frac{c}{a} = 1.$$

Quando l'angolo è zero, risultano $a = 0$ e $b = 0$. I valori risultano quindi:

$$\text{sen } 0° = \frac{a}{c} = \frac{0}{c} = 0,$$

$$\cos 0° = \frac{b}{c} = 1,$$

$$\text{tg } 0° = \frac{a}{b} = \frac{0}{b} = 0,$$

$$\text{cotg } 0° = \frac{b}{a} = \frac{b}{0} = \infty,$$

$$\sec 0° = \frac{c}{b} = 1,$$

$$\text{cosec } 0° = \frac{c}{a} = \frac{c}{0} = \infty.$$

In generale, a ciascun angolo corrispondono determinati valori per le sei funzioni. Inversamente, quando si conosce il valore di una delle sei funzioni trigonometriche, viene definito in maniera inequivocabile l'angolo.

Sono state calcolate le tabelle che danno, per ogni angolo, il valore delle relative funzioni trigonometriche. Di queste tabelle possiamo compilare un piccolo estratto, che fornisce i valori delle funzioni trigonometriche per alcuni angoli che più frequentemente si incontrano in pratica (figura 14).

Relazione fra le funzioni

Dalle definizioni date precedentemente seguono le seguenti relazioni:

$$\text{sen } A = \frac{1}{\text{cosec } A},$$

$$\cos A = \frac{1}{\sec A},$$

$$\text{tg } A = \frac{1}{\text{cotg } A}.$$

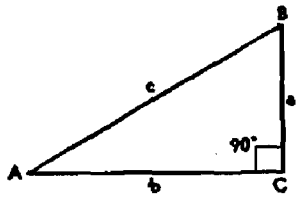


Figura 15.
Le funzioni trigonometriche di un angolo espresse mediante rapporti dei lati di un triangolo rettangolo.

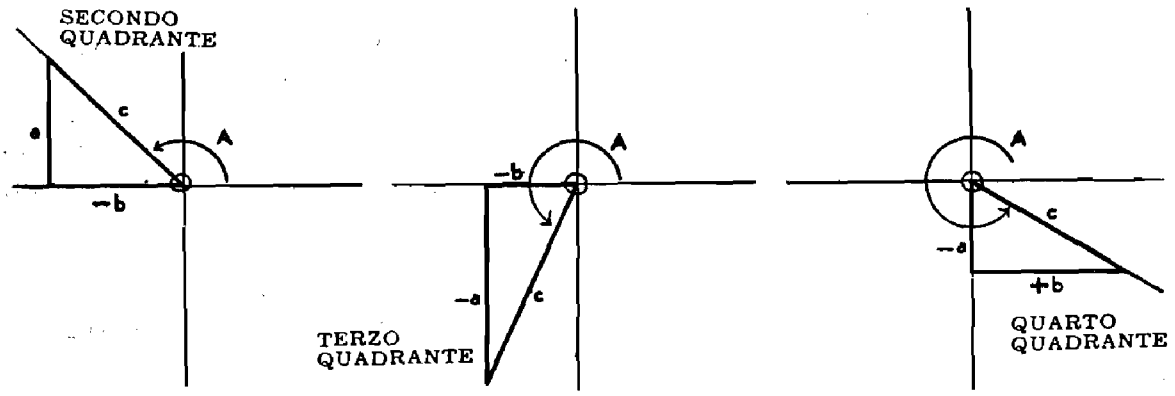


Figura 16.

FUNZIONI TRIGONOMERICHE NEL SECONDO, TERZO E QUARTO QUADRANTE
I valori delle funzioni trigonometriche in questi quadranti sono gli stessi di quelli del primo quadrante, salvo i segni, che sono indicati nel testo e nella figura 17.

Dalle stesse definizioni segue altresì la seguente relazione:

$$\cos A = \text{sen (complemento di A)} = \\ = \text{sen } (90° - A),$$

dato che nel triangolo rettangolo della fig. 15,

$$\cos A = \frac{b}{c} = \text{sen } B$$

e

$$B = 90° - A,$$

ossia B è il complemento di A.

Per la stessa ragione

$$\text{cotg } A = \text{tg } (90° - A),$$

$$\text{cosec } A = \sec (90° - A).$$

Relazioni nei triangoli rettangoli

Nel triangolo rettangolo della figura 15, è

$$\text{sen } A = \frac{a}{c}.$$

Trasponendo si ha

$$a = c \text{ sen } A.$$

Analogamente, si può scrivere, per le altre funzioni trigonometriche

$$\text{tg } A = \frac{a}{b},$$

da cui

$$a = b \text{ tg } A$$

e

$$\text{cotg } A = \frac{b}{a},$$

da cui

$$b = a \text{ cotg } A.$$

Possiamo inoltre scrivere analoghe relazioni per le funzioni trigonometriche dell'angolo B dello stesso triangolo

$$\text{sen } B = \frac{b}{c},$$

da cui

$$b = c \text{ sen } B;$$

$$\cos B = \frac{a}{c}$$

e quindi

$$a = c \cos B;$$

$$\text{tg B} = \frac{b}{a},$$

da cui

$$b = a \text{ tg B};$$

$$\text{cotg B} = \frac{a}{b}$$

e quindi

$$a = b \text{ cotg B}.$$

Funzioni trigonometriche di angoli maggiori di 90° Per gli angoli maggiori di 90 gradi, i valori di *a* e *b* possono divenire negativi in conformità con le regole sulle coordinate cartesiane. Quando nella misura di *b* si va da zero verso sinistra, esso verrà considerato negativo e analogamente quando nella misura di *a* si va sotto lo zero, anch'esso verrà considerato negativo.

Riferendoci alla figura 16, un angolo terminante nel 2° quadrante, ossia compreso fra 90 gradi e 180 gradi, ha alcune delle sue funzioni trigonometriche, negative.

Più particolarmente sono

$$\text{sen A} = \frac{a}{c} = \text{positivo},$$

$$\cos A = \frac{-b}{c} = \text{negativo},$$

$$\text{tg A} = \frac{a}{-b} = \text{negativo},$$

$$\text{cotg A} = \frac{-b}{c} = \text{negativo},$$

$$\sec A = \frac{c}{-b} = \text{negativo},$$

$$\text{cosec A} = \frac{c}{a} = \text{positivo}.$$

Per un angolo nel terzo quadrante, ossia compreso fra 180 gradi e 270 gradi, le funzioni trigonometriche sono:

$$\text{sen A} = \frac{-a}{c} = \text{negativo},$$

$$\cos A = \frac{-b}{c} = \text{negativo},$$

$$\text{tg A} = \frac{-a}{-b} = \text{positivo},$$

$$\text{cotg A} = \frac{-b}{-a} = \text{positivo},$$

$$\sec A = \frac{c}{-b} = \text{negativo},$$

$$\text{cosec A} = \frac{c}{-a} = \text{negativo}.$$

Infine per un angolo terminale nel quarto quadrante, ossia fra 270 e 360 gradi, saranno:

$$\text{sen A} = \frac{-a}{c} = \text{negativo},$$

$$\cos A = \frac{b}{c} = \text{positivo},$$

$$\text{tg A} = \frac{-a}{b} = \text{negativo},$$

$$\text{cotg A} = \frac{b}{-a} = \text{negativo},$$

$$\sec A = \frac{c}{b} = \text{positivo},$$

$$\text{cosec A} = \frac{c}{-a} = \text{negativo}.$$

Riepilogando, il segno delle funzioni trigonometriche può essere determinato facilmente in base alla figura 17, nella quale per ciascun quadrante sono scritti i nomi delle funzioni trigonometriche che sono positive, mentre non sono scritti i nomi di quelle negative.

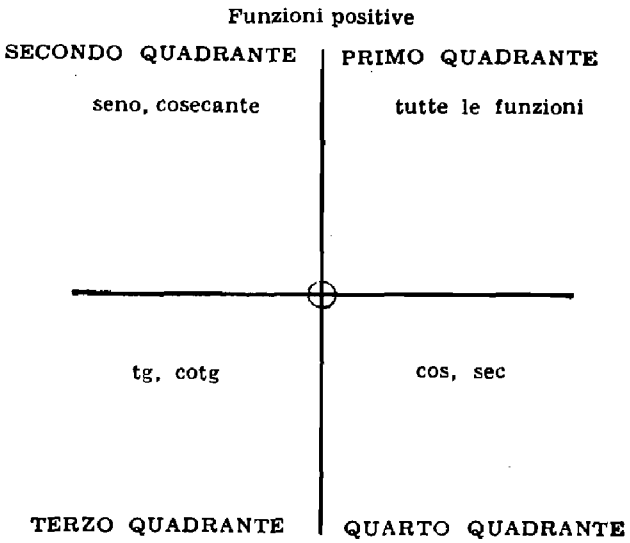


Figura 17.
SEGNI DELLE FUNZIONI TRIGONOMETRICHE
Le funzioni indicate nella figura nei vari quadranti sono positive; le altre sono negative.

Rappresentazione grafica delle funzioni trigonometriche

L' onda seno. — Quando si ha la relazione

$$y = \text{sen } x$$

nella quale x sia un angolo misurato in radianti o in gradi, si può tracciare una curva dei valori di y rispetto ad x, dando a questa variabile indipendente tutti i valori possibili. In tal modo si può eseguire la rappresentazione grafica del modo con cui il seno varia al variare dell'ampiezza dell'angolo.

Nella figura 18 A viene rappresentata tale variazione.

Su questa curva possiamo rilevare quanto segue:

1) la funzione seno è sempre compresa fra $+1$ e -1;

2) essa è una funzione periodica, dato che si ripete per ogni multiplo di 2π ossia di $360°$;

3) $\text{sen } x = \text{sen}(180° - x)$ ossia $= \text{sen}(\pi - x)$;

4) $\text{sen } x = -\text{sen}(180° + x)$ ossia $= -\text{sen}(\pi + x)$.

L'onda coseno. — Eseguendo la rappresentazione grafica della funzione $y = \cos x$, si ottiene una curva analoga a quella relativa alla funzione $y = \text{sen } x$, eccetto che essa è spostata di $90°$ ossia di $\pi/2$ radianti rispetto all'asse y. La funzione $y = \cos x$ (figura 18 B) è anch'essa periodica ma al tempo zero il valore della funzione è diverso da zero.

Dalla curva di figura 18 B si vede che:

1) il valore della funzione coseno è sempre compreso fra $+1$ e -1;

2) essa è una funzione periodica, dato che si ripete dopo ogni multiplo intero di 2π radianti ossia di $360°$;

3) $\cos x = -\cos(180° - x)$ ossia $= -\cos(\pi - x)$;

4) $\cos x = \cos(360° - x)$ ossia $= \cos(2\pi - x)$.

La rappresentazione grafica della funzione tangente è riportata in figura 19. Essa è una curva discontinua e illustra il modo con cui la tangente varia da zero ad infinito quando l'angolo varia

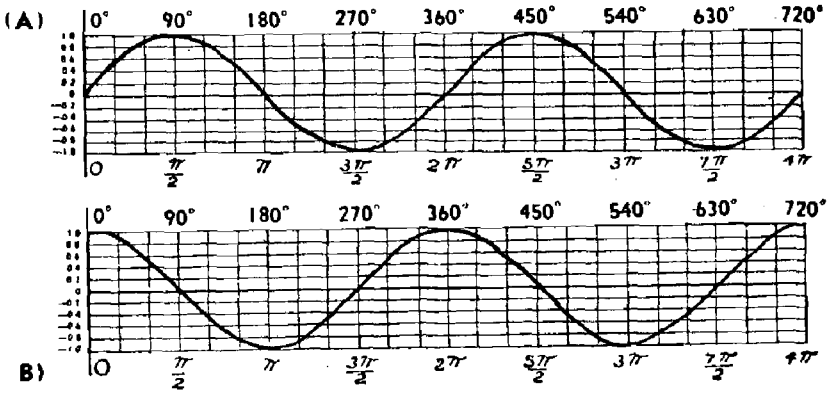


Figura 18.

RAPPRESENTAZIONE GEOMETRICA DEL SENO E DEL COSENO

In (A) è rappresentata la curva del seno in coordinate cartesiane ortogonali. Questa è la rappresentazione comunemente usata per una corrente alternativa senza armoniche (e quindi sinusoidale). In (B) è rappresentata la curva del coseno, che è identica a quella del seno; ma spostata rispetto a questa di 90°.

da zero a 90 gradi. Successivamente, quando l'angolo diviene maggiore di 90 gradi, la tangente riprende da meno infinito per tendere a zero nel secondo quadrante, raggiungendo nuovamente l'infinito nel terzo quadrante.

Si rileva cioè che:

1) la tangente può assumere qualsiasi valore compreso fra $-\infty$ e $+\infty$;

2) la funzione è periodica con periodo π, ossia si ripete ogni π radianti, cioè 180° e non 2π radianti, come per le funzioni seno e coseno;

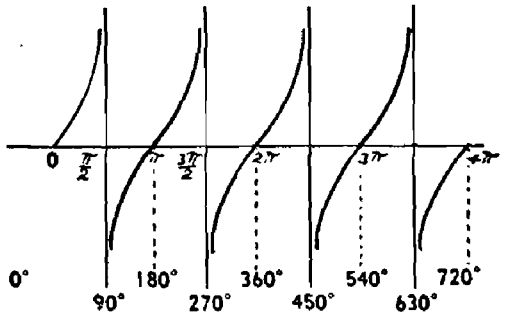


Figura 19.

CURVA DELLA FUNZIONE TANGENTE

Per angoli di valore molto vicino a 90°, la tangente ha valore positivo o negativo infinitamente grande, a seconda che l'angolo sia minore o maggiore di 90°.

3) $\operatorname{tg} x = \operatorname{tg}(180° + x) = \operatorname{tg}(\pi + x)$;

4) $\operatorname{tg} x = -\operatorname{tg}(180° - x) = -\operatorname{tg}(\pi - x)$.

La rappresentazione grafica della funzione cotangente è l'inverso di quella della tangente ed è riportata in figura 20. Essa ci porta alle seguenti deduzioni:

1) la cotangente può assumere qualsiasi valore compreso fra $-\infty$ e $+\infty$;

2) essa è una funzione periodica, il cui periodo è di π radianti ossia di 180°;

3) $\operatorname{cotg} x = \operatorname{cotg}(180° + x) = \operatorname{cotg}(\pi + x)$;

4) $\operatorname{cotg} x = -\operatorname{cotg}(180° - x) = -\operatorname{cotg}(\pi - x)$.

Le rappresentazioni grafiche delle funzioni *secante* e *cosecante* sono di minore importanza e quindi possono venire trascurate in questo libro. Le due funzioni sono rispettivamente l'inverso delle funzioni seno e coseno e quindi esse possono assumere qualunque valore compreso fra + 1 e infinito e fra — 1 e — infinito.

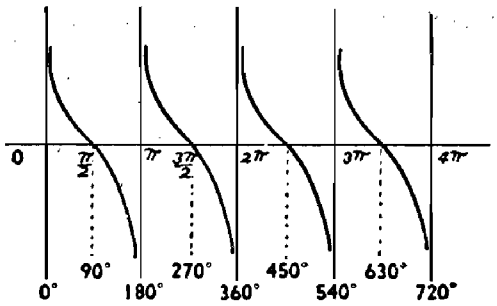


Figura 20.

CURVE DELLA FUNZIONE COTANGENTE

Si possono ottenere invertendo le curve della tangente.

La figura 21 indica un altro modo di rendere evidenti i valori delle funzioni trigonometriche. Se il raggio della circonferenza è lungo un'unità di misura, allora le lunghezze delle linee divengono uguali ai valori delle funzioni trigonometriche indicati sulle linee stesse.

Tavole trigonometriche Vi sono due tipi di tavole trigonometriche. Il primo tipo fornisce il valore delle funzioni trigonometriche per i vari angoli e il secondo il logaritmo di tale valore. Il primo tipo viene denominato anche tavola delle funzioni trigonometriche *naturali.*

Queste tavole forniscono normalmente il valore delle funzioni trigonometriche per tutti gli angoli compresi fra zero gradi e 45°. Con esse è possibile avere il valore delle funzioni per angoli compresi fra 45° e 90°. Basti considerare che tali funzioni possono sempre essere scritte come co-funzioni di angoli compresi fra zero gradi e 45°.

Ad esempio si voglia trovare il seno di 48°. Siccome possiamo scrivere

$$\text{sen } 48 = \cos(90° - 48°) = \cos 42°,$$

basterà trovare sulle tavole il coseno di 42°.

Le tavole dei logaritmi delle funzioni trigonometriche forniscono il logaritmo comune (a base 10 ossia $\log_{10}$) delle funzioni stesse. Poichè alcuni di questi logaritmi hanno caratteristica negativa, si dovrà aggiungere — 10 a tutti i logaritmi riportati nelle tavole, aventi caratteristica 6 o maggiore di 6.

Per esempio si farà:

$$\log \text{sen } 24° = 9{,}60931 - 10 .$$

Analogamente:

$$\log \text{tg } 1° = 8{,}24192 - 10 .$$

Invece:

$$\log \text{cotg } 1° = 1{,}75808 .$$

Quando la caratteristica riportata dalla tavola è minore di 6, la si suppone positiva e non si deve allora aggiungere — 10.

Vettori

Una quantità *scalare* ha solo *ampiezza;* una quantità *vettoriale* è caratterizzata contemporaneamente da *ampiezza* e *direzione.*

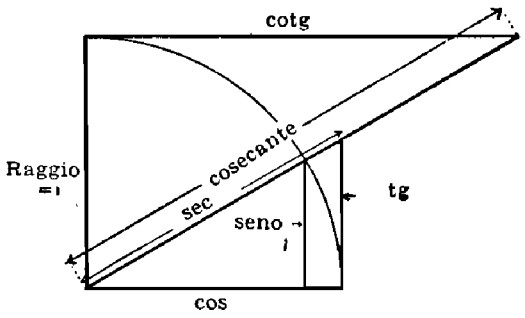


Figura 21.

ALTRA RAPPRESENTAZIONE DELLE FUNZIONI TRIGONOMETRICHE

Se il raggio della circonferenza si assume di lunghezza unitaria, le lunghezze dei vari segmenti rappresentano i valori numerici delle funzioni indicate accanto ad essi.

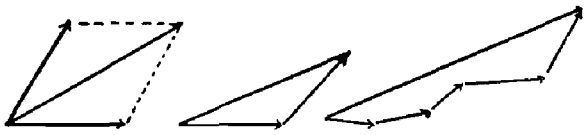


Figura 22.

I vettori si possono sommare come è indicato nei diagrammi di figura. In vari campi dell'ingegneria si utilizza questo metodo che evita lunghi calcoli ottenendo una approssimazione sufficiente.

Quando si dice che un corpo viaggia con la velocità di 50 chilometri all'ora, si usa una quantità scalare; se però si parla di un vento proveniente da Nord e avente una velocità di 50 chilometri all'ora, si esprime una quantità *vettoriale.*

I *vettori* rappresentanti forze, velocità, spostamenti etc., vengono indicati graficamente con frecce. Queste possono essere sommate alla maniera illustrata dalla figura 22. Tale somma si può fare o eseguendo il parallelogramma sulle frecce oppure eseguendone semplicemente la somma triangolare.

La somma di più vettori può essere effettuata graficamente alla maniera anch'essa illustrata dalla stessa figura 22.

Qualora si vogliano sommare, sottrarre, moltiplicare o dividere fra loro algebricamente i vettori, occorre dare a questi una espressione algebrica che consenta di eseguire tali operazioni.

A questo scopo i vettori possono venire definiti mediante i sistemi di coordinate. Questi sistemi possono essere o le coordinate cartesiane oppure le coordinate polari.

Vettori definiti con coordinate cartesiane

In base a quanto è stato detto sul modo di eseguire graficamente la somma di due vettore, nella figura 23 il vettore $\dot{Z}$ è eguale alla somma dei due vettori $\dot{x}$ e y. Infatti ciascun vettore può essere scomposto in due vettori situati lungo l'asse delle x e quello delle y. Si è concordato di attribuire la lettera j solo alla componente lungo l'asse y.

Ad esempio (figura 23)

$$\dot{Z} = 3 + 4j$$

Si noti che il segno delle componenti lungo l'asse x è positivo quando queste stanno nel semiasse positivo (quello che da 0 va verso destra), ed è invece negativo quando stanno nel semiasse che da 0 va verso sinistra. Analogamente le componenti y sono positive quando stanno nel semiasse che da 0 va in alto e sono negative quando stanno nel semiasse che da 0 va verso il basso.

Con tale notazione, il vettore $\dot{R}$ di fig. 23 viene scritto

$$\dot{R} = 5 - 3j$$

Le qualità vettoriali vengono normalmente indicate con particolari segni gra-

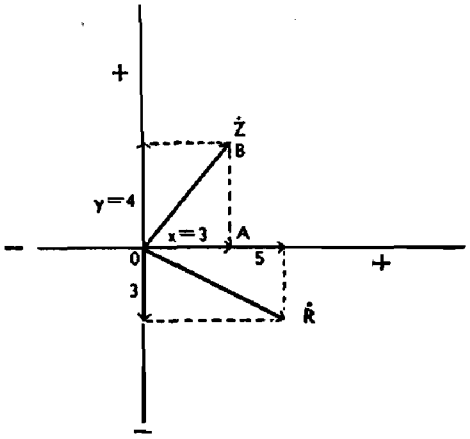


Figura 23.

SCOMPOSIZIONE DEI VETTORI

Un vettore, come z, può essere considerato come somma di due altri vettori (componenti), x ed y, distesi rispettivamente sugli assi X ed Y. La somma di più vettori avrà per componenti la somma delle componenti dei vettori addendi.

fici. Per semplicità tipografica è molto diffuso l'impiego di un punto sulla lettera che indica il vettore, come ad es. $\dot{R}$.

Valore assoluto di un vettore Il valore assoluto o scalare di un vettore (ad esempio $\dot{Z}$ o $\dot{R}$ della figura 23) viene facilmente ricavato in base al teorema di Pitagora, che stabilisce che in ogni triangolo rettangolo il quadrato del lato opposto all'angolo retto (ipotenusa) è uguale alla somma dei quadrati dei lati adiacenti all'angolo retto (cateti).

Nella figura 23, OAB è un triangolo rettangolo; pertanto il quadrato di *OB* (z) è uguale alla somma dei quadrati di *OA* (x) e di *AB* (y).

Quindi il valore assoluto di *Z* e *R* può essere determinato come segue:

$$|Z| = \sqrt{x^2 + y^2}$$
$$|Z| = \sqrt{3^2 + 4^2} = 5$$
$$|R| = \sqrt{5^2 + 3^2} = \sqrt{34} = 5{,}83$$

Somma di vettori Osservando la figura 24 si vede che i due vettori

$$\dot{R} = x_1 + jy_1$$
$$\dot{Z} = x_2 + jy_2$$

possono essere sommati fra loro, sommando separatamente le componenti x e le componenti y.

$$\dot{R} + \dot{Z} = x_1 + x_2 + j(y_1 + y_2)$$

Per la stessa ragione si può eseguire la sottrazione, sottraendo separatamente le componenti orizzontali e le componenti verticali:

$$\dot{R} - \dot{Z} = x_1 - x_2 + j(y_1 - y_2)$$

Esaminiamo ora l'operatore j.

Si abbia un vettore a lungo l'asse delle x e si aggiunga una j dinanzi ad esso

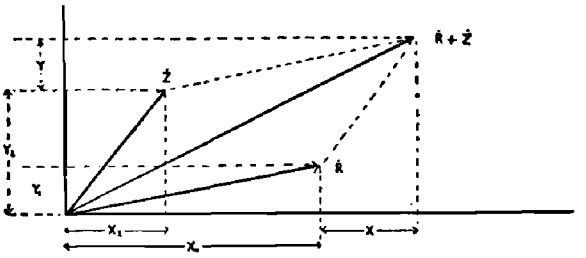


Figura 24.

SOMMA E DIFFERENZA DI VETTORI

Per sommare o sottrarre due vettori, basta sommare o sottrarre le componenti x e le componenti y.

(ossia si moltiplichi per j). Ne risulta una rotazione di 90 gradi del vettore. Se il nuovo vettore lo moltiplichiamo ancora per j, ossia se moltiplichiamo il vettore a per j^2, il vettore viene ruotato di 180 gradi rispetto ad a e assume il valore di $-a$. Pertanto, moltiplicare per j^2 equivale a moltiplicare per -1.

Dunque

$$j^2 = -1$$

ossia

$$j = \sqrt{-1}$$

Questo è il numero immaginario, trattato precedentemente in questo capitolo.

In elettrotecnica la lettera j viene usata con preferenza rispetto alla lettera i, poichè i è normalmente adottato come simbolo per indicare la corrente in un circuito.

Moltiplicazione di vettori Quando si debbono moltiplicare due vettori, si può eseguire l'operazione concordemente a come si è detto sui numeri complessi, ricordando che $j^2 = -1$

$$\dot{R}\dot{Z} = (x_1 + jy_1)(x_2 + jy_2) =$$
$$= x_1x_2 + jx_1y_2 + jx_2y_1 + j^2y_1y_2 =$$
$$= x_1x_2 - y_1y_2 + j(x_1y_2 + x_2y_1)$$

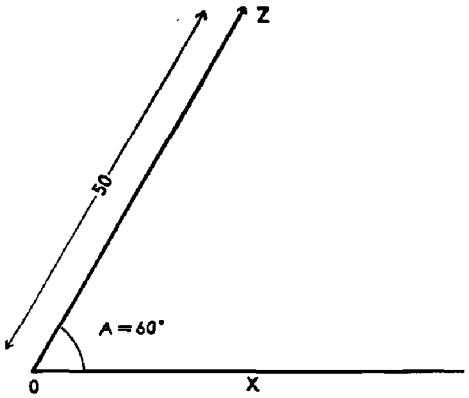


Figura 25.

RAPPRESENTAZIONE DI UN VETTORE IN COORDINATE POLARI

Il vettore è definito dal suo modulo (ampiezza) rappresentato da un segmento e dall'angolo che questo segmento forma con un asse determinato.

Per effettuare la divisione fra due vettori, occorre eliminare il termine j dal denominatore. Si può ottenere ciò moltiplicando tanto il numeratore quanto il denominatore per una quantità che elimini il termine j dal denominatore. Per esempio

$$\frac{\dot{R}}{\dot{Z}} = \frac{x_1 + jy_1}{x_2 + jy_2} = \frac{(x_1 + jy_1)(x_2 - jy_2)}{(x_2 + jy_2)(x_2 - jy_2)} = \frac{x_1x_2 + y_1y_2 + j(x_2y_1 - x_1y_2)}{x_2^2 + y_2^2}$$

Coordinate polari Un vettore può anche essere definito con coordinate polari ,in base alla sua ampiezza e all'angolo che esso fa con un arbitrario asse di riferimento.

Nella figura 25, il vettore Z ha una ampiezza 50 e un angolo vettoriale di 60 gradi.

Ciò può essere scritto

$$\dot{Z} = 50 \angle 60$$

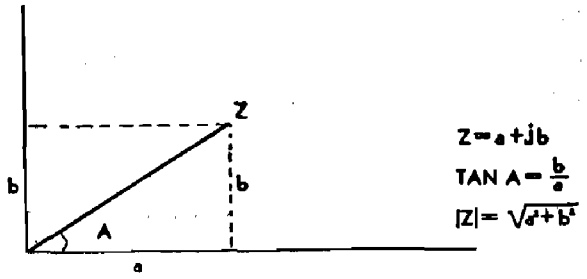


Figura 26.

Sono indicate la rappresentazione e le formule per il passaggio dalla rappresentazione cartesiana a quella polare.

Un vettore $a + jb$ può essere trasformato in notazione polare con estrema facilità (vedasi figura 26)

$$Z = a + jb = \sqrt{a^2 + b^2} \angle \operatorname{tg}^{-1} \frac{b}{a}$$

In questa formula, $tg^{-1}\, b/a$ significa *l'angolo del quale la tangente vale* b/a. Spesso, al suo posto, si usa la notazione *arc tg* b/a. Entrambe le notazioni hanno lo stesso significato.

L'espressione a coordinate polari di un vettore può essere trasformata in espressione a coordinate cartesiane, alla seguente maniera (figura 27)

$$\dot{Z} = p \angle A = p \cos A + jp \operatorname{sen} A$$

Una tensione o una corrente alternata sinusoidale possono essere simbolicamente rappresentate mediante un vettore rotante, che abbia una ampiezza uguale al valore massimo (di picco) della tensione o della corrente e che ruoti con una velocità angolare di $2\pi f$ radianti al secondo, ossia che compia tante rivoluzioni per secondo quanti sono i cicli al secondo della grandezza alternata che si considera.

La tensione istantanea e è sempre uguale al seno dell'angolo del vettore ro-

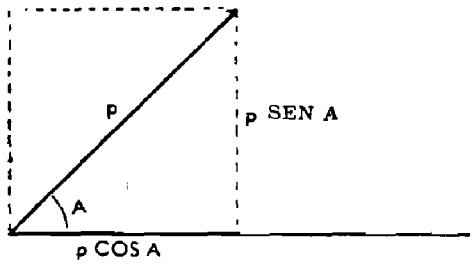


Figura 27.

Trasformazione della rappresentazione dei vettori dalla forma polare a quella cartesiana.

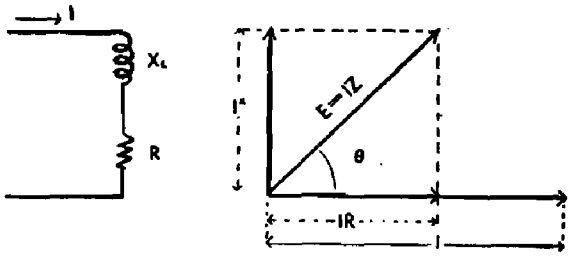


Figura 28.

RAPPRESENTAZIONE VETTORIALE DELLE GRANDEZZE DI UN CIRCUITO L. R SERIE

Nel grafico a destra sono rappresentati i vettori delle tensioni fra gli estremi della induttanza e della resistenza del circuito disegnato a sinistra. Si noti che la tensione ai capi dell'induttanza è sfasata di 90° rispetto a quella ai capi della resistenza.

tante, moltiplicato per la ampiezza del vettore stesso:

$$e = E \text{ sen } 2\pi ft$$

La tensione alternata dunque varia nel tempo allo stesso modo con cui il seno di un angolo varia al variare dell'angolo.

Se si traccia sull'asse orizzontale il tempo e sull'asse verticale la tensione istantanea, si otterrà una curva analoga a quella di figura 18.

La corrente che scorre per effetto di una tensione alternata applicata ad un circuito non sempre è « in passo » con la tensione stessa. Il vettore rotante che rappresenta la corrente può essere in anticipo o in ritardo rispetto a quello che rappresenta la tensione. Si dirà che fra i due vettori esiste una *differenza di fase*.

Per convenienza i due vettori vengono rappresentati come se fossero fermi e il loro angolo definisce così la differenza di fase o *angolo di fase*. Nella figura 28 la corrente è in ritardo rispetto alla tensione, di un angolo θ. Sempre riferendoci alla figura 28 si potrà dire che la tensione è in anticipo sulla corrente per lo stesso angolo θ.

I *diagrammi vettoriali* rappresentano le relazioni di fase fra due o più vettori (tensioni e correnti di un circuito). Questi vettori possono essere sommati o sottratti alla maniera precedentemente descritta. Si tenga però presente che si può sommare un vettore di tensione con un altro vettore di tensione oppure un vettore di corrente con un altro vettore di corrente, ma non si possono sommare fra loro un vettore di tensione con uno di corrente (per la stessa ragione per cui non si può sommare una forza con una velocità).

La figura 28 illustra le relazioni fra tensioni e correnti in un semplice circuito costituito da una induttanza e da una resistenza in serie.

Supponiamo che la corrente che attraversa la induttanza e la resistenza rimanga costante in ampiezza e frequenza, per cui possiamo rappresentare la corrente come un vettore I disposto lungo l'asse x. Sappiamo però che la caduta di tensione sulla resistenza, che è uguale a IR, è in fase con la corrente per cui il vettore IR che rappresenta tale caduta di tensione è anch'esso disposto lungo l'asse x.

La tensione ai capi dell'induttanza è di 90° in anticipo sulla corrente che la attraversa; il vettore IX dovrà quindi essere rappresentato lungo l'asse Y.
$\dot{E}$ è la tensione applicata ed essa deve essere uguale alla somma vettoriale delle due cadute di tensione: IR lungo la resistenza e IX lungo l'induttanza. Pertanto può essere effettuata la rappresentazione grafica di tali tre grandezze.

Esprimendo le tre grandezze suddette con notazione algebrica, si ha

$$\dot{E} = IR + jIX$$

$$I\dot{Z} = IR + jIX$$

Dividendo per I

$$\dot{Z} = R + jX$$

Siccome una *reattanza* sposta il vettore tensione in anticipo o in ritardo di 90 gradi sul vettore corrente, si dovrà, nel calcolo vettoriale, farla precedere da una j.

La reattanza induttiva avrà un segno + poichè essa anticipa il vettore tensione; una reattanza capacitiva avrà il segno — perchè in essa la tensione ritarda sulla corrente.

Pertanto

$$X_L = + j2\pi fL$$

$$X_C = - j\frac{1}{2\pi fC}$$

Nella figura 28 l'angolo θ definisce l'angolo di fase fra E ed I.

Quando si calcola la potenza di un circuito, quello che conta è solo la componente reale.

La potenza nel circuito è quindi

$$P = I(IR)$$

ma

$$IR = E\cos\theta$$

perciò

$$P = EI\cos\theta$$

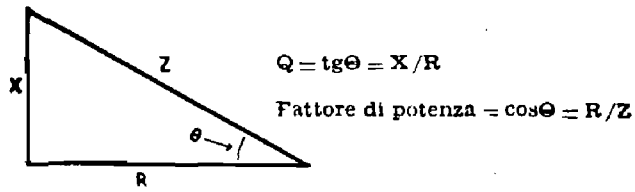


Figura 29.
Il fattore di merito di una bobina è eguale al rapporto fra la sua reattanza induttiva e la resistenza; riferendoci al grafico della figura: $Q = X/R \operatorname{tg}\theta$. Per valori abbastanza elevati di θ (angolo di sfasamento) il fattore di merito è approssimativamente uguale all'inverso del fattore di potenza.

la quantità $\cos\theta$ viene denominata « fattore di potenza » del circuito.

In qualsiasi circuito si tenta sempre di tenere l'angolo θ più piccolo possibile, rendendo così il $\cos\theta$ più prossimo possibile all'unità.

Nei circuiti accordati si usano reattanze che debbono avere il fattore di potenza più basso possibile.

Il fattore di merito o di qualità di una induttanza o di un condensatore, (detto altrimenti il Q di tale componente) viene definito come la tangente del suo angolo di fase:

$$Q = \tan\theta = X/R$$

Perchè una induttanza o un condensatore siano efficienti, occorre che essi abbiano un Q più alto possibile. In tal modo l'angolo di fase risulta molto prossimo a 90 gradi, per cui il fattore di potenza risulterà prossimo a zero.

Q è all'incirca, ma non esattamente, l'inverso del $\cos\theta$.

Si noti che in figura 29 è

$$Q = X/R$$

e

$$\cos\theta = R/Z$$

Quando Q è superiore a 5, il fattore di potenza è minore del 20 %. Possiamo

dire con sicurezza che per tali valori di Q è

$$Q = 1/\cos\theta$$

commettendo un errore massimo di circa il 2,5 %, nel caso più sfavorevole, quando il cos θ è uguale a 0,2. Infatti in questo caso, Q risulterà uguale a 4,89, valore che corrisponde al tg θ. Per più alti valori di Q l'errore diviene minore.

Si noti che dalla figura 29 risulta evidente la semplice relazione

$$\dot{Z} = R + jX_L$$
$$|Z| = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

Rappresentazione grafica

Le formule e le leggi fisiche vengono spesso rappresentate in forma grafica, ciò che consente di formarsi « a colpo d'occhio » un'idea delle varie condizioni possibili che si ottengono apportando variazioni alle quantità interessate. In alcuni casi la rappresentazione grafica ci consente di risolvere problemi e equazioni con una facilità maggiore di quella che si avrebbe impiegando la normale algebra.

Sistemi di coordinate Si può dire che tutti impiegano i sistemi di coordinate, anche senza saperlo. Per esempio in molte città, specialmente americane, le vie sono indicate con numeri. In tal modo si può sapere in quale posizione si trova un punto (una casa etc.) se si conosce la via più vicina che incrocia con la via interessata. Questa non è altro che una applicazione delle coordinate cartesiane.

Nel sistema di coordinate cartesiane (che prende il nome dal matematico Descartes) si definisce la posizione di un punto nel piano dando la sua distanza da due linee perpendicolari fra loro, denominate *assi*. Dalla figura 30 si può avere un'idea immediata di questo sistema di rappresentazione.

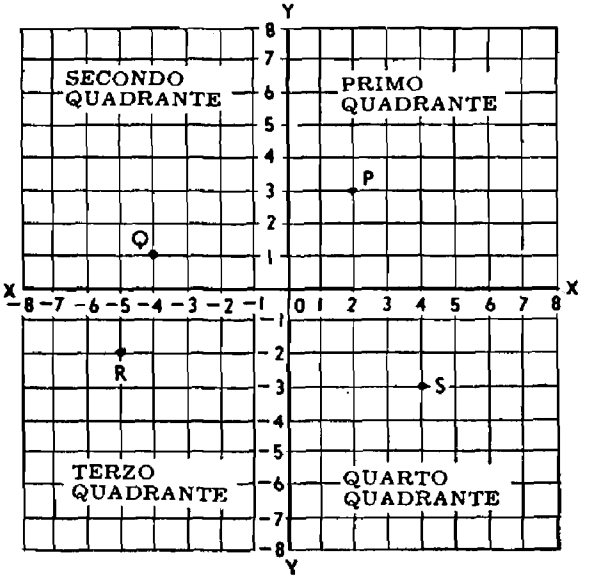


Figura 30.
COORDINATE CARTESIANE ORTOGONALI
La posizione di un punto si determina in maniera univoca mediante le distanze del punto degli assi X ed Y.

L'asse verticale è normalmente chiamato *asse Y* mentre l'asse orizzontale ha il nome di *asse X*. Il punto di intersezione fra questi due assi viene chiamato *origine* del sistema di coordinate.

La posizione di un punto P (figura 30) viene definita misurando le distanze x e y di tale punto dai due assi X e Y. Nell'esempio della figura 30 la distanza lungo l'asse X è di 2 unità di misura e quella lungo l'asse Y è di 3.

In tal modo possiamo definire la posizione del punto P scrivendo P 2,3 oppure possiamo dire che le coordinate del punto P sono $x = 2$ e $y = 3$.

La misura di x è denominata ascissa del punto e la distanza y è denominata *ordinata*.

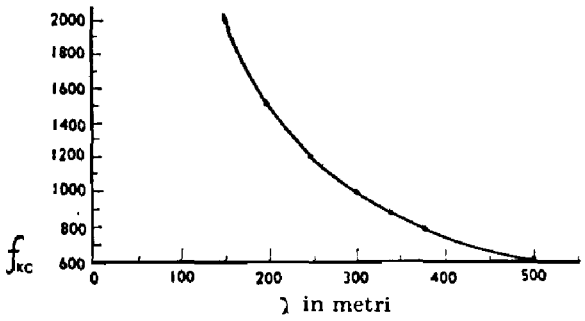


Figura 31.

RAPPRESENTAZIONE DI UNA SEMPLICE FUNZIONE IN COORDINATE CARTESIANE ORTOGONALI

Mediante l'uso della curva che rappresenta la funzione f = 300.000/λ (f = frequenza in K. cicli/sec. λ = lunghezza d'onda in metri) si può trovare immediatamente la frequenza corrispondente ad una data lunghezza d'onda e viceversa.

Si è convenuto che le distanze comprese fra 0 e la destra dell'asse X hanno segno positivo, mentre quelle comprese nella parte di asse X che da O va a sinistra hanno segno negativo.

Analogamente le distanze comprese fra O e la parte superiore dell'asse Y hanno segno positivo e quelle comprese nella parte inferiore dello stesso asse Y hanno segno negativo.

Questa convenzione è illustrata dalla figura 30. I due assi dividono il piano da essi definito in quattro parti, denominate quadranti. I quadranti vengono numerati alla maniera indicata dalla figura 30.

Da quanto detto risulta che un punto che giace nel primo quadrante ha due coordinate x e y positive (come è il caso del punto P).

Un punto sul secondo quadrante ha ordinata y positiva e ascissa x negativa. Questo è il caso del punto Q che ha le coordinate $x = -4$ e $y = -1$.

I punti situati nel terzo quadrante hanno entrambe le coordinate x e y negative. Il punto R di figura 30 ha le coordinate $x = -5$ e $y = -2$.

Il punto S del quarto quadrante ha l'ordinata y negativa e l'ascissa x positiva.

Nelle applicazioni pratiche, si può disegnare solo una piccola parte del piano definito dagli assi X e Y e precisamente quella parte che serve per illustrare il fenomeno che interessa. Per tale ragione le scale lungo gli assi X e Y possono in qualche caso partire da un valore diverso da zero in modo da poter rappresentare efficacemente la parte del piano che interessa.

Rappresentazione delle funzioni

Nell'equazione

$$f = \frac{300.000}{\lambda}$$

si dice che f è una funzione di λ. Per qualsiasi valore di f l'equazione fornisce un valore definito di λ.

Si dice che una variabile è funzione di un'altra variabile quando per ogni possibile valore della prima (detta anche *variabile indipendente*), la seconda variabile (o *variabile dipendente*) assume un determinato valore.

Per esempio nell'equazione

$$y = 5x^2$$

y è una funzione di x ed x è la variabile indipendente. Nell'equazione

$$a = 5b^2 - 25b + 6$$

a è una funzione di b e quest'ultima è la variabile indipendente.

Esaminiamo come si possono rappresentare, nel sistema di coordinate cartesiane, le funzioni.

Si consideri per esempio l'equazione che lega fra loro frequenza e lunghezza d'onda. Dando diversi valori alla varia-

bile indipendente, la variabile dipendente assume corrispondenti valori. Si può quindi compilare una tabella riportante le varie coppie di valori

f_{kc}	λ_{metri}
600	500
800	375
1000	300
1200	250
1400	214
1600	187
1800	167
2000	150

Riportando questi punti sulla figura 31 e collegandoli mediante una curva che li comprenda successivamente, si ottiene la *curva* o il *grafico* dell'equazione.

Questo grafico può servire a trovare i valori di f corrispondenti ad altri valori di λ (purchè compresi fra i valori estremi calcolati e riportati nella tabella).

In tal modo il grafico fornisce la soluzione immediata dell'equazione per tutti i punti compresi fra quelli calcolati e serve meglio di una tabella, la quale ha sempre, per quanto completa possa sembrare, un gran numero di intervalli.

Usando il sistema di coordinate appena descritto, si possono avere vari tipi di approssimazione del grafico tracciato. La precisione ottenibile dipende naturalmente dal tipo di equazione che si deve rappresentare graficamente e dalla abilità di chi la traccia.

Un esperto può tracciare una curva servendosi solo di pochissimi punti, se conosce il tipo di curva che dovrà risultare dalla equazione da rappresentare. Per tale ragione daremo qualche idea sui diversi tipi di curve corrispondenti a varie quazioni che si incontrano più frequentemente in pratica.

Quando l'equazione può essere ridotta alla forma

$$y = mx + b$$

nella quale x e y sono le variabili, la curva che rappresenta y in funzione di x è una linea retta e si dirà che y è una *funzione lineare* o di *primo grado* di x (i matematici chiamano « curva » anche la linea retta).

Quando l'equazione è di secondo grado, cioè quando essa contiene termini come x^2, y^2, oppure xy, la sua rappresentazione grafica appartiene ad un tipo di curve, denominato *coniche*.

Curve di tale tipo sono il cerchio, l'ellisse, la parabola e l'iperbole.

Nell'esempio su riportato, che definisce la frequenza in funzione della lunghezza d'onda, l'equazione assume la forma

$$xy = c$$

con

$$c = 300.000$$

Essa è una equazione di secondo grado e la sua rappresentazione è una iperbole.

Questo tipo di curva non si presta agevolmente alle determinazioni grafiche se non in prossimità del centro poichè verso le estremità, a grandissime variazioni di λ corrispondono piccolissime variazioni della frequenza e viceversa.

Prima di trattare il modo come rimediare a tale fatto, consideriamo ancora altri tipi di curve.

Si supponga di avere una resistenza di 2 ohm e di voler rappresentare la funzione espressa dalla legge di Ohm:

$$E = 2I$$

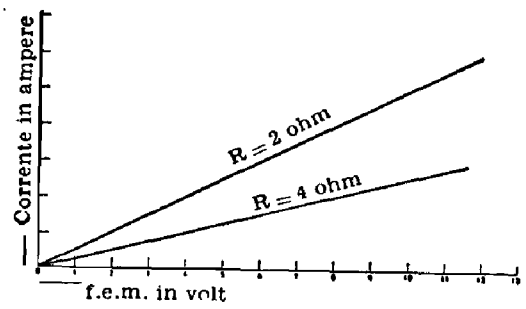


Figura 32.

Bastano due punti per definire l'andamento di una legge lineare, come quella di Ohm riportata in figura.

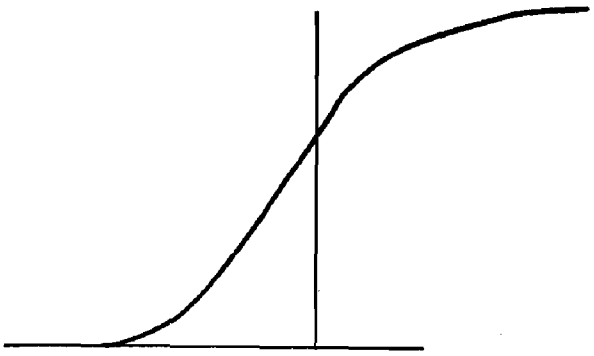


Figura 33.

CURVA CARATTERISTICA CHE DA' LA CORRENTE ANODICA IN FUNZIONE DELLA TENSIONE DI GRIGLIA

La curva rappresenta una equazione tanto complessa che riesce di uso non facile. La caratteristica viene tracciata per punti sperimentalmente; i valori intermedi si possono determinare mediante interpolazione.

Riportando E lungo l'asse delle x e gli ampere (I) lungo l'asse delle y si determinino i punti necessari per tracciare la curva.

Poichè si tratta di una equazione di primo grado, del tipo $y = mx + b$ (nella quale sono $E = y$, $m = 2$, $I = x$ e $b = 0$) la curva che la rappresenta è una retta, per definire la quale bastano solo due punti. Calcoliamo tali due punti:

Per $E = 0$, si ha $I = 0$ ossia la retta passa per l'origine delle coordinate.

Per $E = 10$ si ha $I = 5$.

Congiungendo con una retta i due punti così determinati si ottiene la rappresentazione grafica dell'equazione.

Se la resistenza, invece di 2 ohm, fosse di 4 ohm l'equazione diverrebbe

$$E = 4I$$

e la sua rappresentazione grafica sarebbe un'altra retta, passante anch'essa per l'origine delle coordinate, ma avente una inclinazione differente rispetto alla retta precedente.

Nella figura 32 le inclinazioni delle rette definiscono le resistenze e allora si può tracciare una figura che consenta di convertire gli angoli in resistenze espresse in ohm. Ciò non trova applicazione pratica nella rappresentazione grafica della legge di Ohm, ma viene invece applicato nel tracciamento delle linee di carico sulle caratteristiche dei tubi elettronici.

La figura 33 rappresenta la caratteristica statica di un tipico triodo. In essa le coordinate sono la tensione di griglia e la corrente anodica. L'equazione rappresentata da questa curva è piuttosto complessa, per cui si preferisce ricorrere alla curva. Si noti che tale curva si estende al primo e al secondo quadrante.

Famiglie di curve Come è stato detto, le curve eseguite in un piano servono a rappresentare graficamente la relazione esistente fra due variabili, ossia i valori assunti da una di esse al variare dei valori attribuibili all'altra variabile.

Può avvenire il caso che vi siano tre variabili, legate fra loro in modo che una di esse assuma un determinato valore

per ogni coppia di valori assegnati alle altre due variabili. Si dirà in questo caso che la prima è una *variabile dipendente* mentre le altre due sono *variabili indipendenti.*

La rappresentazione di una tale equazione potrebbe essere effettuata ricorrendo a tre dimensioni, ossia a tre assi fra loro perpendicolari. Ma ciò non sarebbe pratico.

Allora si ricorre alle *famiglie di curve.*

Poco sopra è stata illustrata una particolare equazione rappresentante la legge di Ohm, nella quale il valore della resistenza era fissato. Si può invece eseguire un grafico nel quale siano riportati i valori della tensione per ogni determinato valore della resistenza e della corrente che la attraversa. Ossia si può eseguire la rappresentazione grafica dell'equazione

$$E = IR$$

con tre variabili.

Si potrà tracciare una linea rappresentante una resistenza di 1 ohm, un'altra linea rappresentante 2 ohm, un'altra ancora rappresentante 3 ohm e così via per tutti i valori che si desiderano e limitatamente alle dimensioni del foglio di carta millimetrata di cui si dispone.

Il gruppo di linee così eseguito è ora applicabile a qualunque caso di legge di Ohm che cada entro il rango per il quale è stato eseguito il grafico.

Con un grafico del genere è possibile determinare una qualunque delle tre quantità *E, I, R,* note che siano le altre due.

La figura 34 mostra una tale famiglia di curve che risolve la legge di Ohm. I valori *E, I* ed *R* corrispondenti a qualsiasi punto del grafico, soddisfano l'equazione della legge di Ohm.

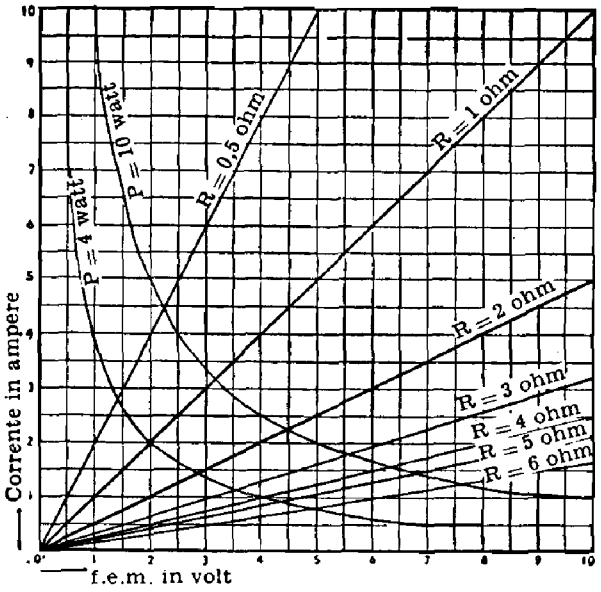


Figura 34.

FAMIGLIA DI CURVE

Una relazione che lega fra loro tre variabili, come la legge di Ohm, può essere rappresentata in un sistema di coordinate cartesiane, da una famiglia di curve. Ad ogni punto del piano corrisponde una terna di valori I, E, R, che soddisfano la Legge di Ohm. Il valore di E è dato dall'ascissa del punto; il valore di I dalla sua ordinata, il valore di R è il parametro angolare della retta che congiunge il punto con l'origine degli assi.

Il valore di *R* rappresentato da un punto che non sia posto su una linea delle *R* può essere trovato per interpolazione.

È anche possibile disegnare sullo stesso grafico una seconda famiglia di curve rappresentanti una quarta variabile. Ma ciò non sempre può essere fatto: occorre che fra le quattro variabili, quelle indipendenti siano più di due.

Nell'esempio su riportato, un tale gruppo di linee può essere quello che rappresenta anche la potenza in watt. Nella figura 34 sono state tracciate soltanto due curve relative alla potenza,

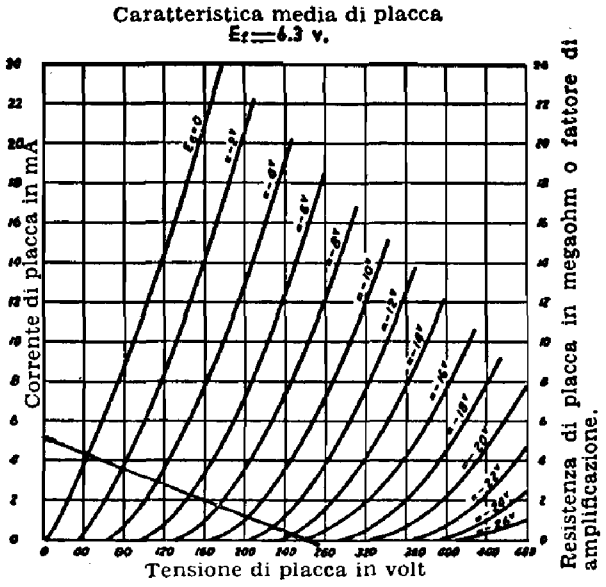


Figura 35.

CURVE CARATTERISTICHE DI UN TUBO A VUOTO

La famiglia di curve illustra la relazione che lega fra loro la corrente di placca, la tensione di placca e la tensione di griglia di una valvola. Ogni punto del piano determina un potenziale di placca ed una corrente di placca, dati rispettivamente dall'ascissa e dall'ordinata del punto; il potenziale di griglia è dato invece dal parametro associato alla curva della famiglia che passa per quel punto. Della linea retta in basso a sinistra si parla nel testo.

ma evidentemente il loro numero potrebbe essere qualsivoglia.

Un punto preso nel piano del grafico indicherà ora i quattro valori di E, I, R, e P, che sono funzione l'uno degli altri, per cui, conoscendone il valore di due, si possono, servendosi del grafico, ottenere gli altri due.

Un altro esempio di famiglia di curve è dato dalla caratteristica dinamica dei tubi elettronici, altrimenti detta caratteristica anodica.

Un tale grafico è costituito da diverse curve che rappresentano la relazione fra tensione anodica, corrente anodica e polarizzazione negativa di griglia del tubo.

Poichè anche in questo caso si hanno tre variabili due delle quali indipendenti, si possono tracciare molte curve, ciascuna corrispondente ad una determinata coppia di valori delle due variabili.

È consuetudine rappresentare la tensione anodica lungo l'asse delle x, la corrente anodica lungo l'asse delle y e tracciare le differenti curve relative ai vari valori della tensione di polarizzazione negativa di griglia.

Un siffatto gruppo di curve è illustrato nella figura 35. Ciascun punto del piano è definito da tre valori, legati l'uno agli altri, che sono la tensione anodica, la corrente anodica e la tensione di polarizzazione di griglia.

Consideriamo ora lo schema di uno stadio amplificatore a resistenza-capacità, come quello illustrato dalla figura 36.

Partendo dalla tensione B di alimentazione anodica noi sappiamo che qualunque corrente anodica deve attraversare la resistenza per cui su questa si dovrà soddisfare la legge di Ohm.

La caduta di tensione sulla resistenza va sottratta dalla tensione di alimentazione anodica e la differenza costituisce l'effettiva tensione anodica del tubo, che è il valore che viene rappresentato sull'asse X della figura 35.

Si può così tracciare sule curve caratteristiche anodiche medie del tubo, la *linea di carico* che è la linea che indica quanta parte della tensione di alimentazione anodica si localizza ai capi della resistenza e quanta parte sul tubo, al variare del valore della corrente anodica.

Nell'esempio relativo allo schema della figura 35, si è supposta la resistenza anodica avente un valore di 50.000 Ω. Sicchè, se la corrente anodica fosse zero, la caduta di tensione sulla resistenza sareb-

be anch'essa nulla e all'anodo del tubo risulterebbe applicata tutta la tensione di alimentazione anodica, ossia 250 volt. Pertanto il nostro primo punto della linea di carico è $E = 250$, $I = 0$.

Successivamente, supponiamo che la corrente anodica abbia il valore di 1 mA. La caduta di tensione sulla resistenza di carico anodico risulta allora di 50 V, per cui la effettiva tensione sull'anodo del tubo risulta di 200 V. Il secondo punto della linea di carico è allora definito da $E = 200$ e $I = 1$.

Si potrebbe continuare ancora per altri valori della corrente anodica, ma ciò non è necessario perchè, siccome la linea di carico è una retta, per definirla bastano due punti, che nel nostro caso sono quelli testè ricavati.

Una tale linea di carico mostra a prima vista cosa accade al variare della tensione di polarizzazione negativa di griglia.

Malgrado vi siano infinite combinazioni possibili di tensione anodica, corrente anodica e polarizzazione negativa di griglia, tali combinazioni vengono limitate ad una sola, definita dal valore della resistenza di carico impiegata, per cui i valori possibili di tensione anodica, corrente anodica e tensione di griglia risultano solo quelli posti sulla linea di carico.

Questa linea quindi rappresenta la tensione anodica istantanea sul tubo e contemporaneamente la caduta di tensione sulla resistenza di carico per i vari valori della tensione di polarizzazione di griglia.

Pertanto, se si conosce l'entità della variazione imposta alla tensione negativa di griglia per effetto del segnale applicato, si potrà ricavare l'entità della variazione della tensione anodica e della corrente anodica e quindi si potranno ricavare l'amplificazione ottenibile col tubo, la potenza di uscita e la distorsione.

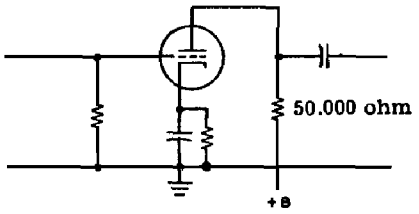


Figura 36.

AMPLIFICATORE CON ACCOPPIAMENTO A RESISTENZA

La caduta di tensione nella resistenza di 50.000 ohm, è data dalla linea retta rappresentata in basso a sinistra in figura 35.

Scale logaritmiche Spesso è conveniente riportate sugli assi del sistema di coordinate i *logaritmi* delle quantità variabili. In commercio si trovano carte con scale logaritmiche, nelle quali le distanze misurate sugli assi sono proporzionali ai logaritmi dei numeri stampati lungo gli assi stessi. Con tali carte è quindi possibile evitare di dover calcolare i logaritmi dei valori che si vogliono rappresentare sul grafico. Oltre alle carte con entrambi gli assi su scala logaritmica, vi sono carte semilogaritmiche, nelle quali i logaritmi sono segnati soltanto su un asse mentre la scala dell'altro asse è lineare.

Impiegando le scale logaritmiche oppure semilogaritmiche, le rappresentazioni grafiche di molte funzioni vengono grandemente semplificate e alcune assumono addirittura l'andamento di una retta.

Ad esempio, consideriamo la relazione esistente fra frequenze e lunghezze d'onda, relazione espressa da

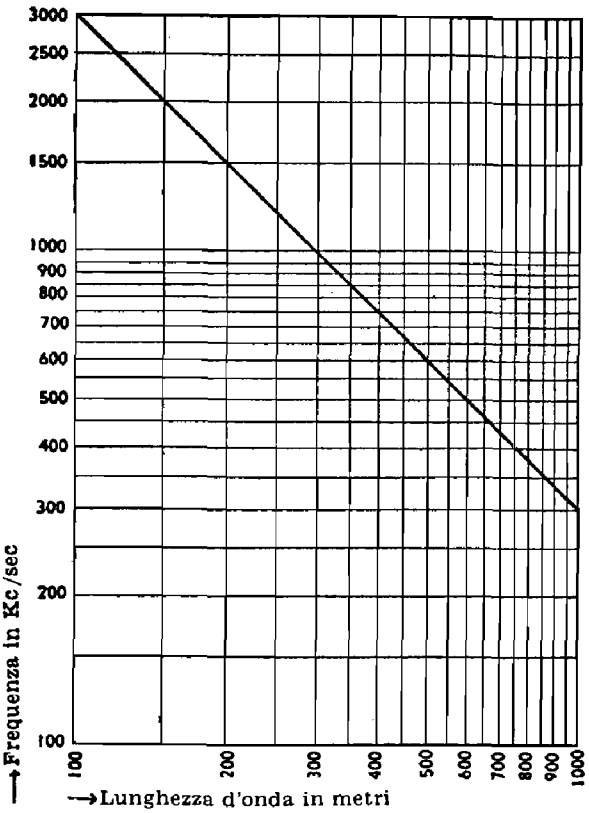


Figura 37.

SISTEMA DI COORDINATE CARTESIANE A SCALE LOGARITMICHE

Usando scale logaritmiche la rappresentazione di molte funzioni viene notevolmente semplificata ed i diagrammi spesso si riducono a linee rette. La relazione lunghezza d'onda - frequenza, ad esempio è rappresentata da una retta, anzichè da una iperbole, (come in figura 31). Per tracciare il diagramma basta quindi determinare due punti.

$$f = \frac{300.000}{\lambda}$$

Come si è detto, tale relazione, quando rappresentata in un sistema di coordinate lineari, assume l'aspetto di una iperbole (figura 31).

Supponiamo, invece, di considerarne i logaritmi. Possiamo scrivere:

$$\log f = \log 300.000 - \log \lambda$$

Se rappresentiamo, su un foglio di carta logaritmica, il *log f* sull'asse delle ordinate (asse *Y*) e il *log* λ sull'asse delle ascisse (asse *X*) la iperbole della figura 31 diviene la retta della figura 37.

Il principale vantaggio che offrono i grafici tracciati su scala logaritmica è la costanza di approssimazione in qualsiasi punto, mentre l'approssimazione ottenibile con i grafici tracciati su scale lineari è maggiore in alcuni punti, ma minore in altri.

Questo vantaggio è di grandissima importanza.

È evidente che se abbiamo 100 piccole divisioni, numerate da 1 a 100 e se siamo in grado di leggere (apprezzare) un decimo di divisione, il possibile errore che noi siamo in grado di commettere e di 1/10 dell'uno per cento, per valori della funzione prossimi a 100. Ma invece al principio della scala, ad esempio verso l' 1, un decimo di una divisione rappresenta un decimo del valore della funzione, ossia per tali valori così bassi l'errore può risultare anche del 10 per cento.

Nelle scale logaritmiche il nostro errore nella misura dell'effettivo valore della funzione o nella lettura della sua rappresentazione grafica è costante, per cui esso costituisce una percentuale costante sul valore della funzione, indipendentemente dal valore stesso della funzione. Ciò deriva dal seguente fatto: supponiamo che la nostra acuità visiva ci consenta di commettere un errore di 1/10 di mm, che possiamo considerare costante. Aggiungendo tale errore al logaritmo del valore della funzione, si ha che l'antilogaritmo viene incrementato di una quantità fissa, indipendentemente dal valore del logaritmo stesso. (Si consideri, per meglio comprendere ciò, che il logaritmo di un

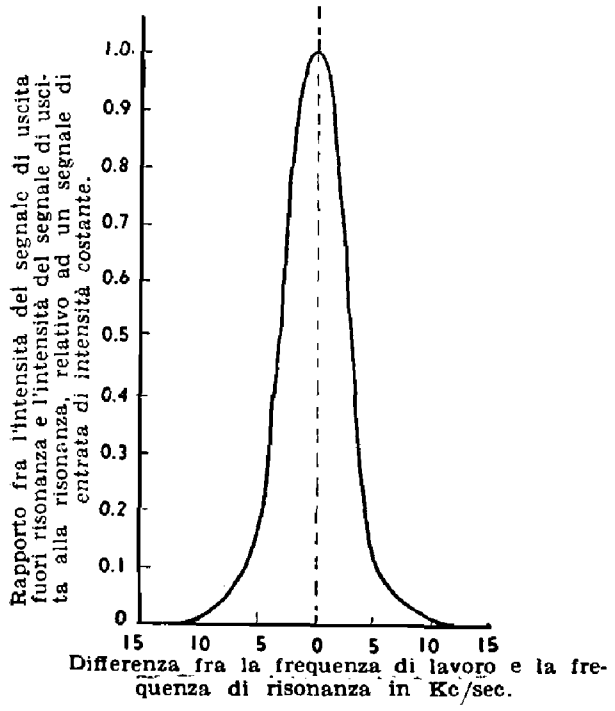


Figura 38.

CURVE DI RISONANZA DI UN RICEVITORE

La curva rappresenta la relazione che lega la potenza di uscita di un ricevitore, alla frequenza del segnale, in un sistema di coordinate cartesiane a scale lineari.

prodotto è uguale alla somma dei logaritmi, per cui l'errore di lettura diviene un errore percentuale costante sul valore della funzione).

Nelle figure 38 e 39 è riportato un esempio che illustra chiaramente il vantaggio conseguibile con l'uso dei grafici semilogaritmici.

Se si rappresenta, su un sistema di coordinate lineari, una curva di risonanza, si ottiene una curva simile a quella rappresentata nella figura 38. Essa nel caso specifico rappresenta il modo con cui varia l'uscita di un radioricevitore quando al suo ingresso viene inviato un segnale avente una ampiezza costante ma la cui frequenza vien fatta variare nei dintorni della frequenza di

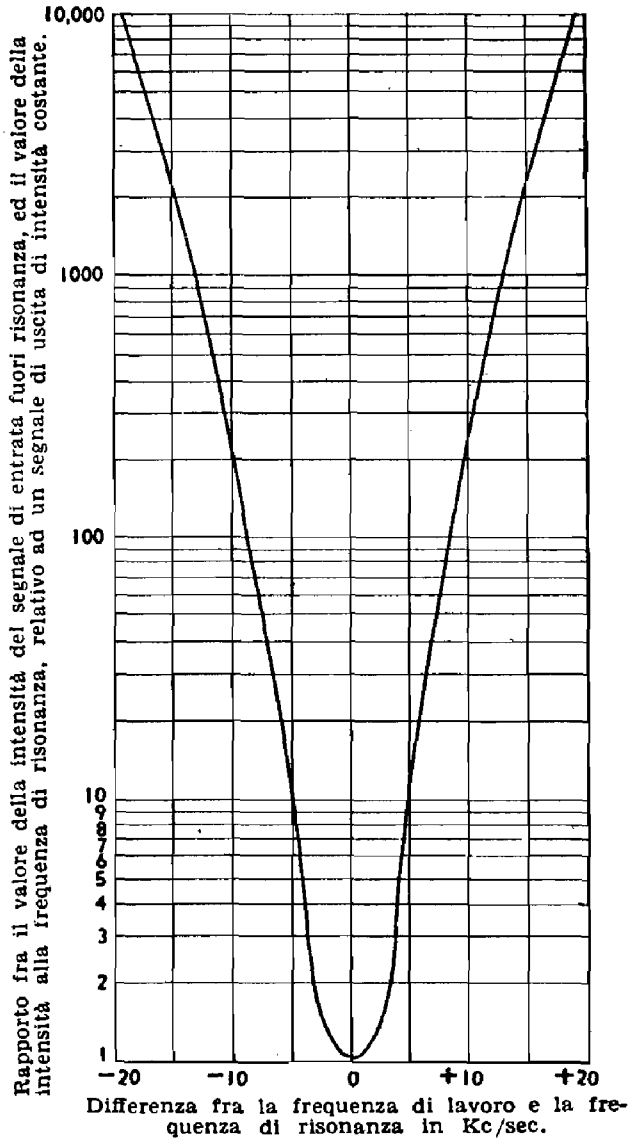


Figura 39.

CURVA DI SELETTIVITA' DI UN RICEVITORE

La curva rappresenta l'andamento delle selettività di un ricevitore in funzione della frequenza, in un sistema di coordinate cartesiane in cui la scala delle ascisse è lineare, quella delle ordinate logaritmica. La ragione per cui la curva appare ribaltata è spiegata nel testo.

accordo del ricevitore. Una curva del genere può, essere ottenuta impiegando un oscilloscopio e un « vobbulatore », ossia un generatore la cui frequenza viene fatta rapidamente variare da un

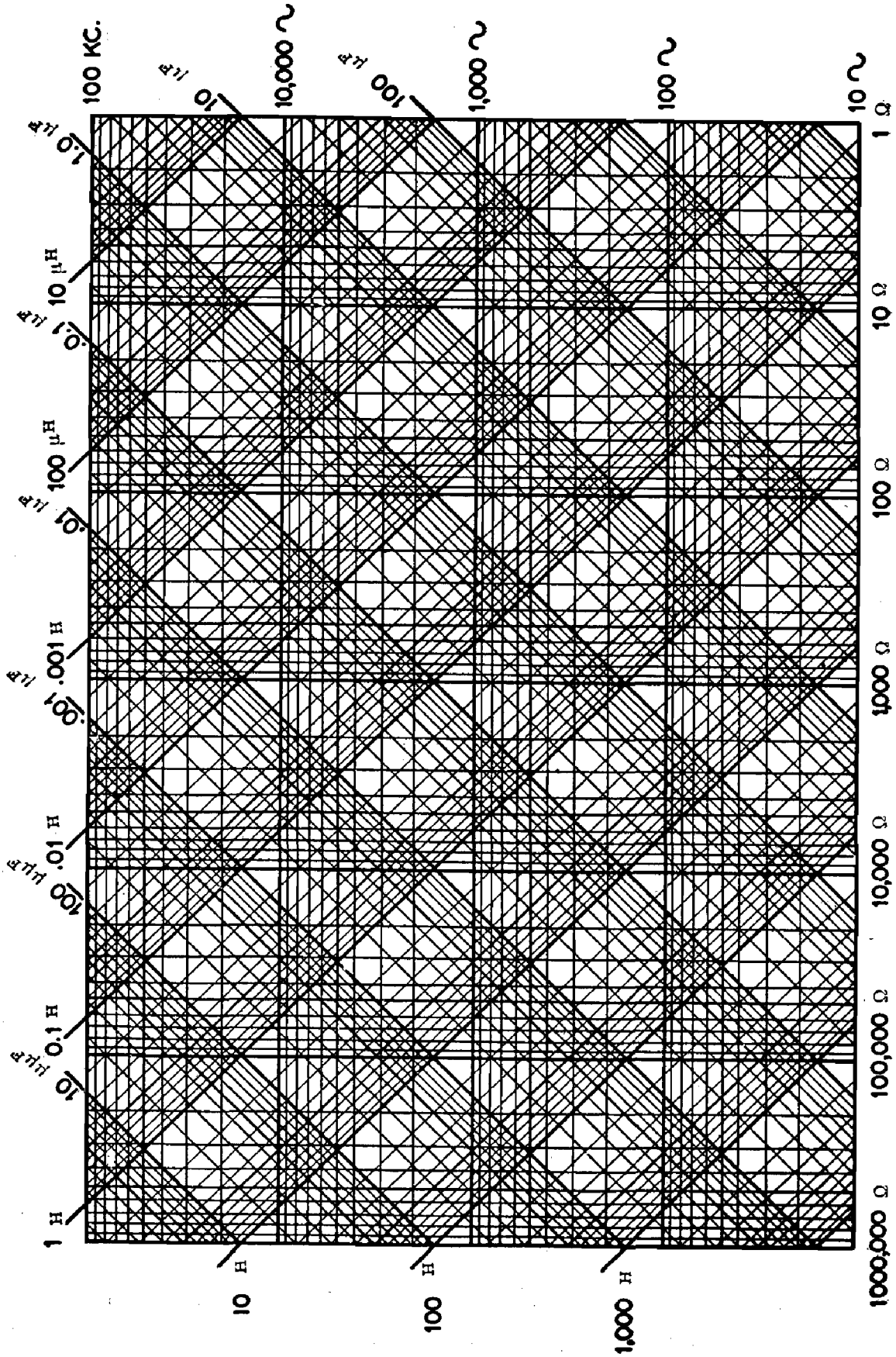
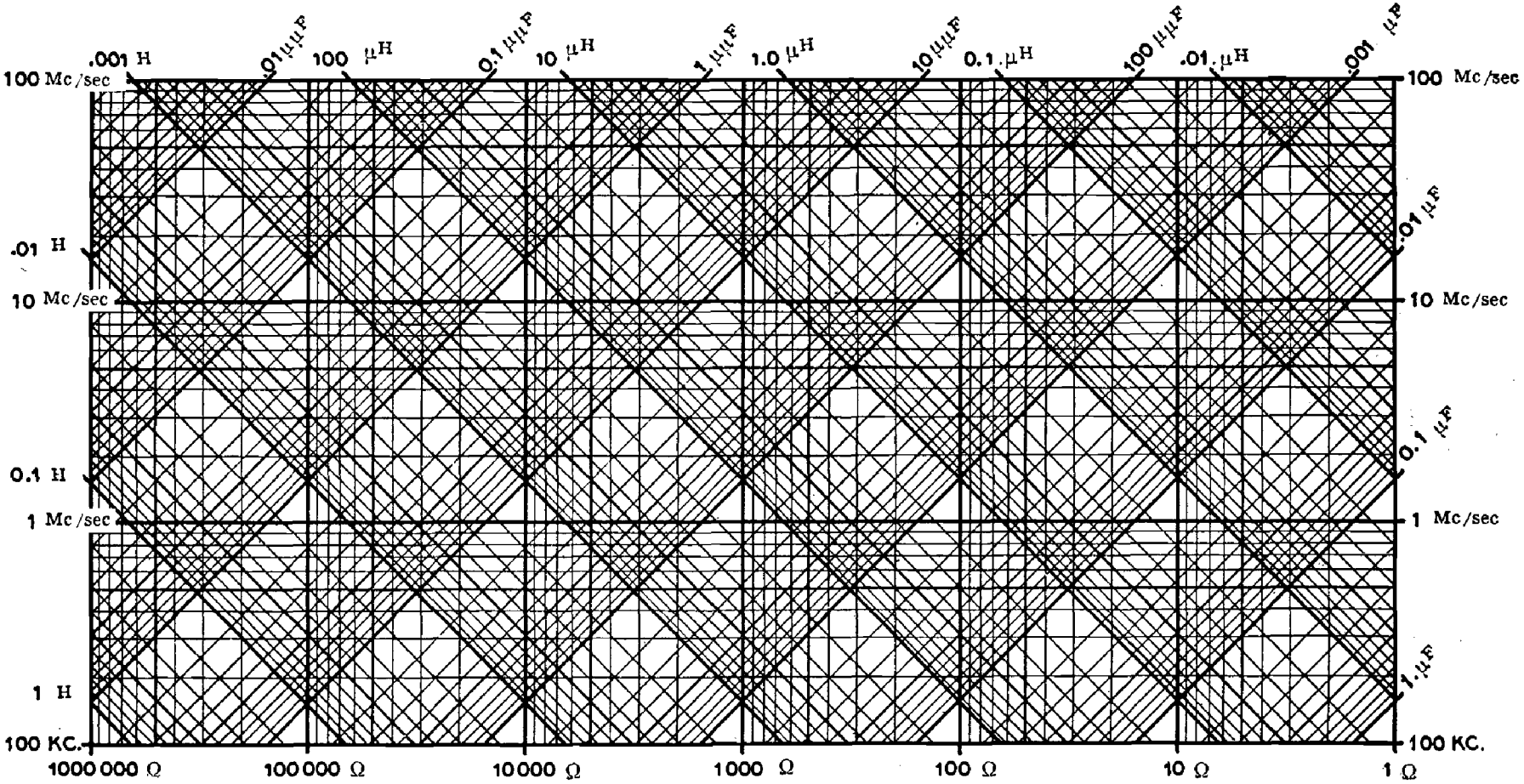


Figura 40.

ABACO CHE DA LA REATTANZA
IN FUNZIONE DELLA FREQUENZA A FREQUENZE RADIO

Figura 41.

ABACO CHE DA LA REATTANZA
IN FUNZIONE DELLA FREQUENZA A FREQUENZE RADIO



certo valore, inferiore alla frequenza di accordo, ad un altro valore, superiore alla frequenza stessa, e viceversa.

Una curva del genere fornisce sufficienti indicazioni in prossimità del picco di risonanza; ma quando il segnale ha una frequenza differente di oltre 10 KHz rispetto alla frequenza di sintonia, la curva non indica praticamente più nulla.

Siccome può accadere che nelle immediante vicinanze (ad esempio 20 KHz) della frequenza sintonizzata dal ricevitore vi sia un segnale avente una ampiezza 1000 volte maggiore, sarà utile sapere come viene attenuato tale segnale interferente e una informazione del genere non può evidentemente essere fornita dal grafico della figura 38, che fornisce indicazioni sufficientemente precise solo per segnali compresi entro ± 5 KHz dalla risonanza del radioricevitore.

Consideriamo invece il grafico della figura 39. In questo grafico la curva di risposta (la corrente) è tracciata in scala logaritmica, con la quale scala è possibile rappresentare chiaramente come viene ottenuto un segnale avente una frequenza anche molto diversa da quella di risonanza per cui venga attenuato di 100, 1000 o anche 10.000 volte.

Si noti che questa curva è « rivolta verso l'alto ». A tali tipi di grafici vien dato il nome di « curva di selettività ». Il motivo per cui la curva è rivolta verso l'alto è che è diverso il metodo di misura impiegato, per ottenere i valori che definiscono la curva stessa.

Per eseguire la curva di selettività si fa variare l'ampiezza del segnale di entrata (corrispondentemente alle varie frequenze di questo segnale) in modo da ottenere sempre lo stesso segnale di uscita, mentre, come si detto, per eseguire la curva di risonanza (fig. 38) si mantiene costante l'ampiezza del segnale di entrata e, variandone la frequenza, si misura il valore del segnale di uscita.

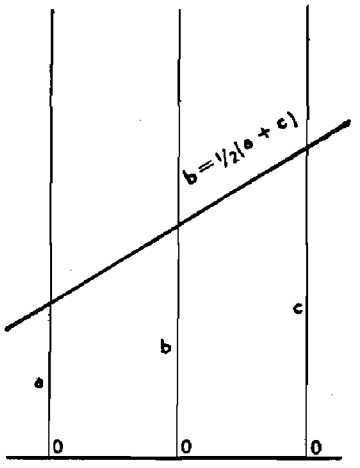


Figura 42.
LA PIU' SEMPLICE FORMA DI NOMOGRAMMA

Se le ordinate vengono espresse in decibel, allora la curva di selettività potrà essere tracciata su carta lineare poichè la trasformazione in logaritmi è implicitamente fatta nel passaggio da rapporti di valori a decibel.

Come esempio di carta logaritmica impiegata per rappresentare una famiglia di curve, vedansi i grafici delle reattanze, riportati nelle figure 40 e 41.

Nomogrammi o abachi Un nomogramma consiste di un complesso di tre o più scale che vengono impiegate per risolvere la formula algebrica per la quale il nomogramma è fatto. In questo tipo di grafici si traccia una retta che congiunge due determinati valori su due delle scale e con tale retta è possibile ricavare il valore incognito sulla terza scala.

Nella sua forma più semplice, il nomogramma assume frequentemente la forma indicata in figura 42.

Se le linee *a*, *b* e *c* sono parallele e equidistanti, sappiamo dalla geometria elementare che è

$$b = 1/2\ (a + c).$$

Quindi se tracciamo una scala unica per tutte e tre le linee, che cioè parta da zero in basso e con i tre zeri allineati. sappiamo che se eseguiamo una retta attraverso il nomogramma per ciascun punto delle tre scale, essa definirà tre valori di *a*, *b* e *c* che soddisfano l'equazione suddetta.

Conoscendo allora due delle tre quantità, la terza può essere ricavata in base al punto di intersezione della retta con la scala relativa alla quantità incognita.

Se nei nomogrammi, invece di scale lineari si fa uso di scale logaritmiche, la relazione su scritta diventerà

$$\log\ b = 1/2\ (\log\ a + \log\ c)$$

ossia

$$b = \sqrt{a\ c}$$

Usando differenti tipi di scale, differenti unità e differenti distanze fra le scale, il nomogramma può consentire di risolvere molti tipi di equazioni.

Se il numero delle variabili è superiore a tre, generalmente è necessario eseguire un nomogramma doppio (detto anche « ad incastro ») nel quale cioè il risultato ottenuto con l' impiego del primo nomogramma serve come quantità nota per il secondo nomogramma.

Nella figura 45 è riportato un esempio di tali nomogrammi, applicato al calcolo delle induttanze delle bobine. Mediante questo nomogramma è possibile determinare l'induttanza in microhenry di una bobina, note che siano le sue dimensioni fisiche e viceversa è possibile determinare le dimensioni di una bobina perchè essa abbia un determinato valore di induttanza in microhenry.

Per impiegare il grafico è necessario uno spillo e una riga. Questo sistema verrà trattato nel paragrafo relativo al calcolo dei circuiti volani a radiofrequenza, in questo stesso capitolo.

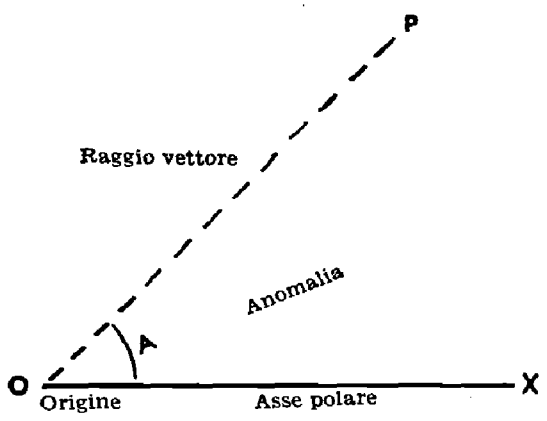


Figura 43.

DETERMINAZIONE DELLA POSIZIONE DI UN PUNTO IN COORDINATE POLARI

In un sistema di coordinate polari, la posizione di ogni punto è determinata univocamente dalla sua distanza dall'origine, e dall'angolo formato con l'asse polare della retta che lo congiunge all'origine (anomalia).

Coordinate polari Oltre al sistema di coordinate cartesiane vi è un altro sistema per definire algebricamente la posizione di un punto o di una linea su un piano. Questo sistema è quello delle coordinate polari.

In esso, un punto viene definito mediante la sua distanza dall'origine 0 e dall'angolo che la congiungente fra il punto e l'origine fa con l'asse O-X.

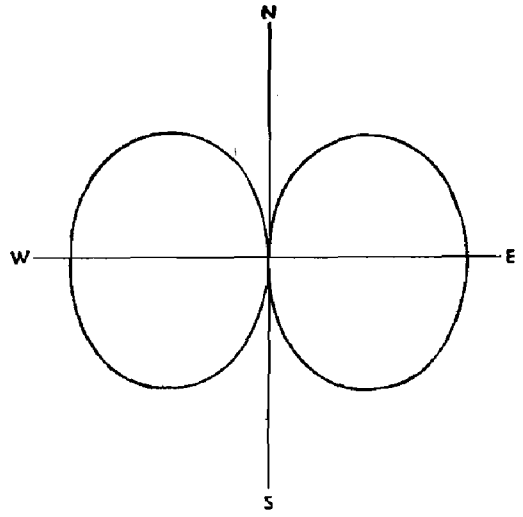


Figura 44.

DIAGRAMMA DI RADIAZIONE DI UN'ANTENNA IN FUNZIONE DELLA DIREZIONE

Le coordinate polari sono usate principalmente in radiotecnica per rappresentare le caratteristiche direzionali delle antenne. Per avere l'intensità della radiazione in una data direzione nel nostro diagramma si traccia per l'origine una semiretta corrispondente a quella direzione e si misura la lunghezza del segmento intercetto su di essa dalla curva.

Nella figura 43 il punto P viene definito dalla lunghezza di OP, noto come raggio vettore e dall'angolo A, detto angolo vettoriale.

I due dati vengono graficamente espressi nella seguente forma

$$P = 3 \angle 60^\circ$$

Le coordinate polari sono impiegate in radiotecnica principalmente per rappresentare le caratteristiche di direzionalità di microfoni e antenne. Un esempio tipico di tali applicazioni è la caratteristica di direzionalità rappresentata in figura 44. In tale figura la radiazione dell'antenna alla quale il grafico si riferisce risulta proporzionale alla distanza fra il punto dell'ellisse e l'origine, per tutte le direzioni possibili.

Calcoli delle reattanze

Nei calcoli necessari per i problemi di audiofrequenza, spesso si richiede una precisione migliore di qualche unità per cento. Quando si debbono eseguire calcoli comprendenti induttanze, capacità, frequenze di risonanza etc... è molto più semplice fare uso di grafici reattanza-frequenza, come quelli riportati nelle figure 40 e 41, piuttosto che dover risolvere sistemi di equazioni piuttosto complesse.

Mediante grafici come quelli delle figure 40 e 41 è possibile determinare la reattanza di un condensatore o di una bobina quando se ne conosca il valore di capacità o di induttanza. Viceversa, noto il valore di reattanza, è possibile determinare la capacità o l'induttanza che, a quella certa frequenza, presentano il dato valore di reattanza.

Da ciò segue che i calcoli di risonanza possono essere eseguiti in base al grafico di figura 40 o di figura 41 poichè la risonanza avviene alla frequenza per la quale le reattanze induttiva e capacitiva risultano uguali.

La capacità necessaria per entrare in risonanza con una data induttanza, o l'induttanza necessaria per risonare con una data capacità, possono essere determinate prontamente mediante il grafico.

A prima vista l'uso di un tale grafico potrà sembrare molto complicato ad una persona che non ne abbia dimestichezza, ma invece la sua applicazione è veramente facile e può essere imparata in breve tempo. Il seguente esempio servirà a chiarire la sua interpretazione e a renderne familiare l'impiego.

Per esempio, seguendo le linee fino alla loro intersezione, si vede che una induttanza da 0,1 H e un condensatore da

0,1 μF si intersecano su una frequenza di circa 1500 Hz e su una reattanza di 1000 Ω. Ciò vuol dire che l'induttanza da 0,1 H e la capacità da 0,1 μF presentano ciascuna una reattanza di 1000 Ω alla frequenza di risonanza, che è appunto 1500 Hz.

Per trovare la reattanza a 10.000 Hz offerta da una induttanza di 0,1 H basta semplicemente seguire diagonalmente la linea della induttanza che parte del valore 0,1 H e che scende inclinata verso destra, fino a che questa interseca la linea orizzontale corrispondente a 10.000 Hz. Tracciando, da tale punto, una linea verticale fino a raggiungere l'asse delle ascisse si leggerà su questo asse il valore di reattanza che, alla frequenza di 10.000 Hz, è di circa 6000 Ω.

Per rendere facile l'uso del grafico ed evitare errori si tenga semplicemente presente quanto segue: le linee verticali indicano la reattanza in ohm; le linee orizzontali indicano sempre la frequenza; le linee diagonali che scendono verso il basso a destra rappresentano le induttanze e le linee diagonali che scendono verso il basso a sinistra indicano le capacità.

Si ricordi inoltre che la scala è logaritmica, per cui la linea orizzontale che segue immediatamente quella dei 1000 Hz è 2000 Hz. Si tenga presente anche che fra due linee grosse successive vi sono 9 divisioni e non 10.

Quando si deve eseguire con la massima precisione possibile una interpolazione fra le linee, si tenga in mente che la mezzeria fra le linee relative a 1000 e a 2000 Hz corrisponde a circa 1200 Hz e che quella relativa alle linee 200 e 300 Hz non corrisponde a 250 Hz ma a 230 Hz; la linea a 250 Hz si trova a circa 0,7 volte la distanza che intercorre fra le linee a 200 e 300 Hz e non nella mezzeria fra tali due linee.

L'impiego del grafico non è limitato alle dimensioni fisiche del grafico stesso. Per esempio la linea relativa a 10 μμF può essere prolungata fino ad intersecare la linea relativa a 100 H. In questo caso la frequenza di risonanza verrà determinata proiettando il punto di intersezione orizzontalmente fino ad incontrare l'asse delle frequenze del grafico. Invece per determinare la reattanza si deve prolungare la scala logaritmica delle reattanze fino a raggiungere la proiezione, sulla scala stessa, del punto di intersezione della linea corrispondente a 10 μμF con la linea dei 100 H.

Calcolo dei circuiti volano a radiofrequenza

Quando si avvolgono le bobine da impiegare nei radioricevitori e nei radiotrasmettitori, è molto utile poter determinare in anticipo tutti i dati costruttivi necessari per realizzare la bobina stessa. Principalmente, spesso si desidera conoscere quale valore di capacità è necessario per fare risuonare una certa bobina sulla frequenza voluta, in modo da stabilire se si può adoperare un condensatore che si ha a disposizione oppure quale tipo di condensatore dovrà essere impiegato.

Fortunatamente non è necessaria una precisione grandissima in tale tipo di determinazioni, eccetto che nel caso in cui siano impiegati, in derivazione sulla bobina del circuito volàno, condensatori fissi e non sia possibile impiegare alcun compensatore che possa accordare esattamente il circuito volàno sulla desiderata frequenza.

Sebbene possa essere necessario valutare la capacità parassita del circuito (che risulta in derivazione sulla capacità di accordo del circuito volano), si può essere certi che impiegando il grafico (invece della formula che è servita a tracciare il grafico stesso) si avranno errori trascurabili, per cui i risultati saranno sufficientemente precisi nella maggior parte dei casi.

Qualora, con i dati calcolati in base al grafico, il circuito volano non dovesse risultare perfettamente accordato, si può essere certi che i valori dei componenti sono così prossimi ai valori ideali, che è possibile ottenere l'accordo perfetto con qualche piccolo ritocco procedendo per tentativi.

Nella figura 41 è riportato un grafico che consente di determinare il valore di induttanza necessario, per risuonare con un certo valore di capacità.

Mediante il grafico di fig. 41 per i circuiti accordati a radiofrequenza si può determinare l'induttanza della bobina, noto il valore di capacità, e viceversa il valore di quest'ultima noto il valore della induttanza.

Eseguendo i calcoli, occorre tener conto delle capacità parassite del circuito, quali la capacità interelettrodica del tubo, quella dei collegamenti, degli zoccoli etc... Tale capacità normalmente si aggira da 5 a 25 $\mu\mu$F, a seconda dei componenti impiegati e del tipo di circuito adottato.

Per convertire l'induttanza in microhenry in dimensioni finite della bobina o viceversa si impiegherà il nomogramma di fig. 45. A tale scopo sarà necessario disporre di uno spillo e una riga.

L'induttanza di una bobina viene calcolata come segue:: si pone la riga in modo da collegare fra loro i due punti corrispondenti al numero di spire, individuato sulla colonna relativa, e al rapporto diametro/lunghezza, rappresentato da un punto sulla relativa colonna. (Quest'ultimo punto corrisponde al quoziente fra il diametro e la lunghezza della bobina).

Si piazza uno spillo nel punto in cui la riga incontra la colonna « asse di riferimento ».

La riga ora verrà disposta in modo da collegare esattamente questo punto con il punto corrispondente al diametro della bobina, riportato sulla colonna relativa ai diametri (ultima colonna a destra). Il punto di intersezione fra la colonna delle « induttanze in microhenry » (terza colonna da sinistra) e la riga indica, con la graduazione ad esso corrispondente, il valore dell'induttanza della bobina.

A titolo di esempio, si vedrà nel nomogramma che una bobina di 30 spire avente un rapporto diametro diviso lunghezza di 0,7 e avente il diametro di 1 pollice (25,4 mm) ha una induttanza di circa 12 microhenry.

Evidentemente, note tre delle quattro grandezze: numero di spire, induttanza in microhenry, rapporto diametro/lunghezza e diametro in pollici, si può determinare, sempre in base al nomogramma di figura 45, la quarta grandezza incognita.

Per esempio per determinare il numero di spire che deve avere una bobina, avente un certo rapporto diametro/lunghezza, un certo diametro e una certa induttanza, si procederà molto semplicemente con successione inversa di quella descritta a proposito dell'esempio riportato poco sopra.

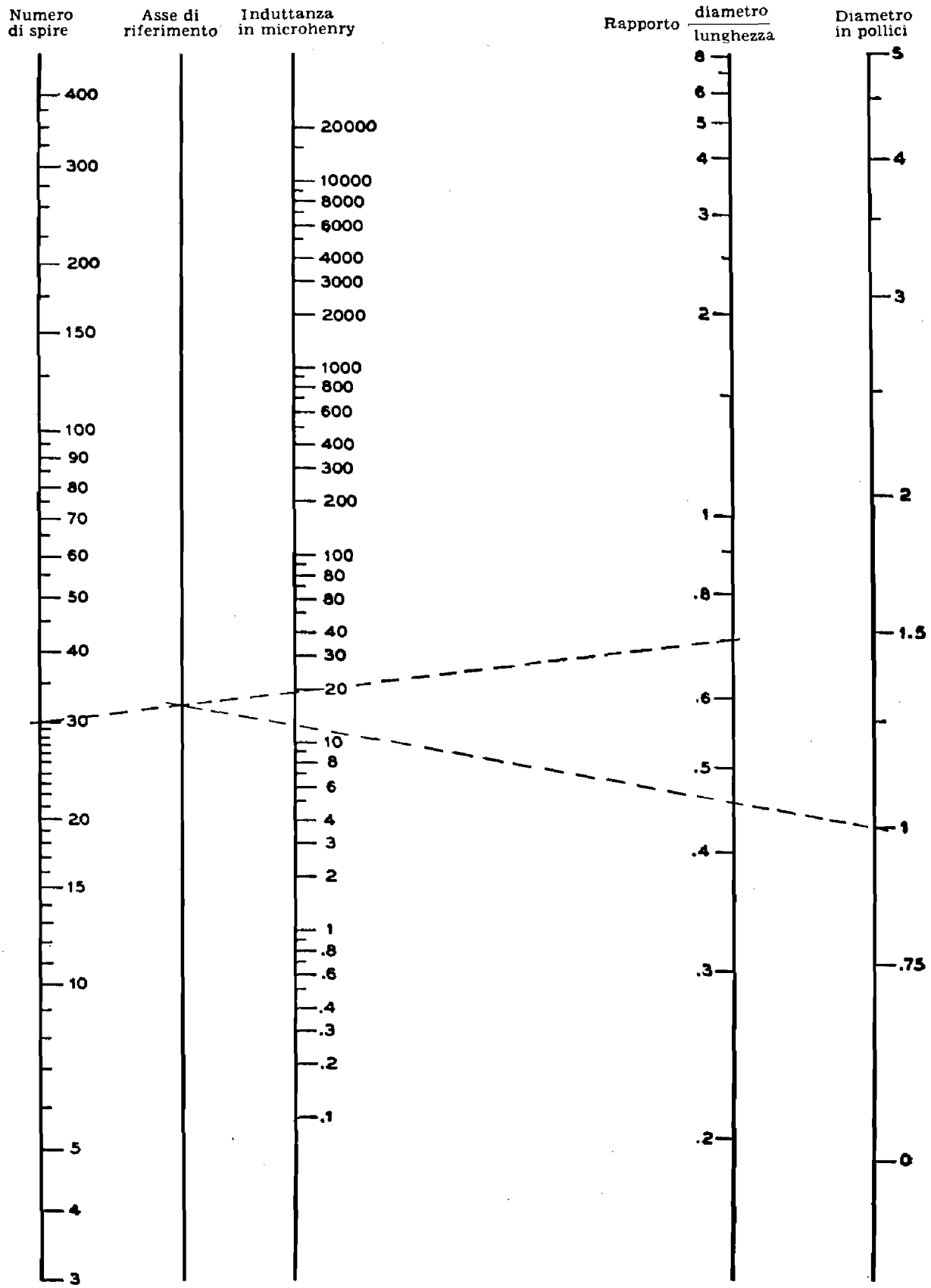


Figura 45.

NOMOGRAMMA PER IL CALCOLO DELLE BOBINE

Per solenoidi ad un solo strato e per vari diametri del conduttore.

Comunque occorre ricordare sempre che la riga deve collegare i punti relativi al numero di spire e al rapporto diametro/lunghezza oppure quelli relativi al diametro e all'induttanza.

Il diametro di filo impiegato nella costruzione della bobina ha una influenza trascurabile sui calcoli eseguiti (beninteso purchè sia contenuto entro valori comunemente usati, ossia da 2,5 mm a 0,25 mm).

Il numero di spire dei conduttori isolati, che è possibile avvolgere per ogni centimetro di lunghezza di avvolgimento, potrà essere determinato in base alla tabella sui fili di rame, riportata nel capitolo 25°.

Cifre significative

In molti calcoli in radiotecnica, i numeri rappresentano quantità misurate a mezzo di strumenti di misura. Poichè nessuna misura fornisce una precisione assoluta, le quantità che si indicano con numeri sono sempre approssimative e il loro valore contiene solo poche cifre significative.

Nei calcoli occorre tenere presenti tali limitazioni e si deve evitare di esprimere i risultati di tali calcoli con un numero di cifre significative superiore a quello che può venire giustificato dalla precisione con la quale sono stati misurate le grandezze che intervengono nel calcolo.

Se si vuole un maggior numero di cifre significative, è necessario aumentare la precisione con la quale si misurano le varie grandezze. Se non è possibile migliorare tale precisione, non serve dare delle cifre significative in numero superiore a quelle consentite dal tipo di misure effettuate.

Un esempio renderà ancora più chiaro tale concetto. Molti ampermetri e voltmetri non consentono di effettuare misure con un grado di precisione superiore ad $^1/_4$ di ampere e ad $^1/_4$ di volt. Se in un circuito a corrente continua circola una corrente di $2,^1/_4$ ampère ad una tensione di $6,^3/_4$ volt, si potrebbe teoricamente dire che la potenza dissipata in tale circuito è di 15,1875 watt. Ma non ha significato esprimere in questo caso la potenza fino ai decimillesimi di watt, quando la corrente e la tensione possono essere misurate solo con l'approssimazione di $^1/_4$.

Nel caso suddetto occorrerà dire che la potenza è di 15 watt. Non si può neppur scrivere 15,0 W poichè ciò presupporrebbe una più esatta misura della tensione e della corrente.

Se l'errore che noi possiamo commettere nella lettura della corrente e della tensione è di $^1/_4$ di ampère e di volt, vuol dire che il valore della corrente e della tensione *realmente esistenti* sul circuito può variare da $^1/_8$ di ampère o di volt in più, ad $^1/_8$ di ampère e di volt in meno. Allora la potenza può variare da un valore di 14,078 W (prodotto di $2,^1/_8$ per $6,^5/_8$) ad un valore di 16,328 W (prodotto di $2,^3/_8$ per $6,^7/_8$). Pertanto, nel valore che indica la potenza nel circuito, potrà essere trascurata la terza cifra significativa, la quale, per potere essere scritta, presupporrebbe una misura effettuata con strumenti molto più precisi.

Analogamente non vi è alcuna giustificazione a spingere i calcoli fino alla 5ª o 6ª cifra significativa, quando le grandezze che intervengono nei calcoli non possono essere misurate con precisione maggiore all'1 per cento.

Per esempio, se in un ohmetro vengono impiegate resistenze aventi un grado di precisione dell'1 % (come avviene normalmente in pratica), non ha significato calcolare fino alla 5ª cifra significativa in valore di una combinazione di resistenze, misurate con l'ohmetro stesso.

Se, ad esempio, combinando in serie o in parallelo un certo numero di resistenze, si ottiene un valore calcolato di 1262,5 ohm, siccome la precisione della misura è dell' 1 % ossia di 12 ohm in più o in meno, la resistenza effettiva della combinazione potrà variare fra 1250 e 1275 ohm, per cui si scriverà brevemente 1260 ohm.

Vi è una tecnica ben stabilita per impiegare le cifre approssimate.

Quando si scrivono valori di grandezze ottenute mediante misure, non si indicano cifre che non possono essere garantite dalla misura. Quindi, se una misura consente di definire due cifre, si scriverà ad esempio 6,9, il che vuol dire che il valore effettivo della grandezza misurata può essere compreso fra 6,85 e 6,95. Se la misura consente di definire tre cifre, si scriverà 6,90 il che vuol dire che l'effettivo valore in questo caso può essere da 6,895 a 6,905.

Purtroppo non esiste un sistema unico e standardizzato di scrivere i valori approssimati con molte cifre a sinistra della virgola per i decimali. Quando si scrive 69000 non vuol dire che il numero abbia 5 cifre significative.

Alcuni usano indicare la approssimazione scrivendo 69.10^3 oppure 690.10^2 etc., ma questo sistema non è adottato universalmente.

Il lettore potrà usare il sistema che preferisce, ma qualunque sia il sistema adottato occorre sempre tener presente il numero di cifre significative.

Quando si deve operare con numeri approssimati, si può avere una indicazione delle cifre non garantite, contrassegnandole, così come verranno contrassegnate anche le cifre non sicure contenute nei prodotti o nelle somme ottenute da esse.

Nell' esempio di somma che segue, sono state sottolineate le cifre non garantite.

```
603     +
 34,6
  0,120
637,720
```

ossia circa 638, che è il valore significativo.

Per la moltiplicazione, valga l'esempio seguente

```
   654 ×
 0,342
 ------
  1308
 -----
 2616
1962
223,668
```

ossia il valore significativo è 224.

Lo stesso risultato si può ottenere eseguendo la moltiplicazione al modo seguente:

```
   654 ×
 0,342
 ------
 196|2
  26|16
 ------
   1|308
224
```

E' consigliabile impiegare questo secondo metodo, nel quale le cifre a destra della linea verticale verranno trascurate. Siccore con questo metodo i pro-

dotti parziali vengono scritti con successione invertita rispetto al metodo di moltiplicazione usuale, le cifre più importanti vengono ad essere le prime.

La divisione può essere eseguita arrotondando, dopo ottenuta ogni cifra del quoziente, la relativa cifra del divisore e cioè

```
          1,28
527 ) 673
      527
 53 ) 146
      106
  5 )  40
       40
```

CAPITOLO VENTOTTESIMO

Dati di riferimento

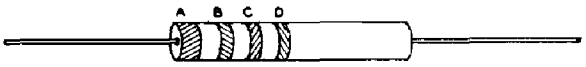
Codice a colori per le resistenze I valori delle resistenze e le loro tolleranze vengono quasi sempre indicate da anelli colorati attorno al loro corpo. Per le resistenze di tipo vecchio, con i reofori uscenti radialmente rispetto al corpo della resistenza, le caratteristiche una volta venivano indicate da punti colorati e dal colore del corpo della resistenza.

Nel caso delle normali resistenze con reofori uscenti sullo stesso asse del corpo delle resistenze stesse, i colori iniziano da una estremità di tale corpo. Il primo colore fornisce la prima cifra significativa. Il secondo colore indica la seconda cifra significativa e il terzo colore dà il moltiplicatore decimale. L'ultimo anello colorato indica la tolleranza e sarà a colore oro oppure argento a seconda che la tolleranza è rispettivamente del 5 o del 10 per cento.

Nel caso di resistenze con terminali radiali, il colore del corpo della resistenza fornisce la prima cifra significativa e il colore applicato all'estremità del corpo stesso denota la seconda cifra significativa. L'anello o punto colorato al centro della resistenza indica il moltiplicatore decimale.

Nel caso di resistenze con reofori radiali, la tolleranza, se indicata, viene fornita da un piccolo anello colorato sulla estremità opposta a quella che porta il colore principale.

CODICE DEI COLORI PER LE RESISTENZE

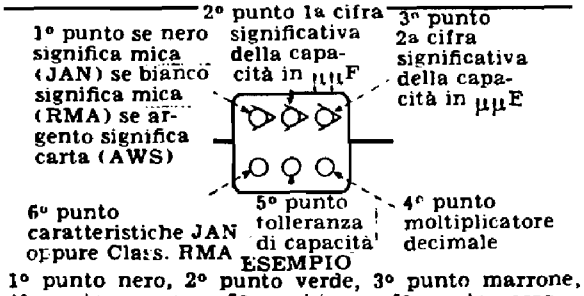


A - prima cifra significativa
B - seconda cifra significativa
C - moltiplicatore decimale
D - tolleranza percentuale

Colore	Cifra significat.	Moltiplicatore decimale	Tolleranza percent.
Nero	0	1	—
Marrone	1	10	—
Rosso	2	100	—
Arancio	3	1000	—
Giallo	4	10000	—
Verde	5	100000	—
Blu	6	1000000	—
Violetto	7	10000000	—
Grigio	8	100000000	—
Bianco	9	1000000000	—
Oro	—	0.1	5
Argento	—	0.01	10
Incolore	—	—	20

Figura 1.

CODICE DI MARCATURA RMA (1948) E JOINT ARMY NAVY Specifica C-5 «condensatori fissi a dielettrico mica»



ESEMPIO

1° punto nero, 2° punto verde, 3° punto marrone, 4° punto marrone, 5° punto oro, 6° punto rosso = 510 μμF + 5 %, caratteristica « C ».

Colore	Cifra significat.	Caratterist.	Moltiplicat. decimale	Tolleranza
Nero	0	A	1	20% (M)
Marrone	1	B	10	
Rosso	2	C	100	2% (G)
Arancio	3	D	1000	
Giallo	4	E		
Verde	5	F		
Blu	6	G		
Violetto	7	—		
Grigio	8	I		
Bianco	9	J		
Oro			0.1	5% (J)
Argento			0.01	10% (K)

Figura 2.

Codice dei colori per i condensatori a mica

Sfortunatamente vi è molta confusione nella interpretazione delle indicazioni a colori dei condensatori a mica.

Questa situazione è derivata dal gran numero di differenti codici che sono stati usati in passato per indicare le caratteristiche dei condensatori a mica.

Però, fin dal 1948 è stato stabilito un solo codice normalizzato dei colori per indicare le caratteristiche dei condensatori a mica del tipo a norme JAN e RMA. Nella figura 2 è illustrato questo codice normalizzato. Da tale figura si vede che la normalizzazione JAN è la stessa di quella AWS del tempo di guerra, eccetto che il primo punto colorato sull'angolo sinistro in alto indica se il condensatore è stato costruito secondo le norme JAN oppure secondo le norme RMA. Se tale punto è colorato in nero il condensatore a mica corrisponde alle norme JAN; se invece è bianco esso corrisponde alle norme RMA. Se il punto è di colore argento, il condensatore è del tipo a carta stampato e risponde alle norme AWS. Una freccia, o un altro tipo di indicazione, serve a stabilire, in maniera inequivocabile, la direzione con la quale vanno letti i punti colorati.

Se i condensatori hanno una custodia rossa, vuol dire che essi sono del tipo a mica argentata. Se la custodia è in bakelite gialla, marrone o nera, vuol dire che si tratta di un classico condensatore a mica.

Il codice di colori illustrato in figura 2 serve per determinare le caratteristiche di tutti i condensatori a norme JAN residuati e di tutti i condensatori a mica costruiti posteriormente al 1948.

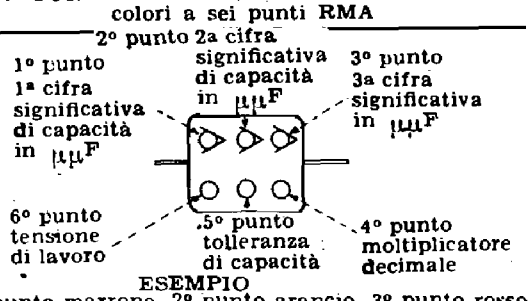
Però esistono ancora sul mercato, o sono impiegati in apparecchiature vecchie, molti condensatori per i quali non può essere applicato il nuovo codice di colori normalizzato.

Le vecchie norme RMA sono illustrate dalle figure 3 e 4.

Il codice originale RMA aveva una marcatura a tre punti colorati ed è illustrato nella figura 4. Esso era in vigore fin dal 1938. Tutti i condensatori marcati a questo modo hanno una tensione di lavoro di 500 V e una tolleranza di capacità di più o meno 20 per cento.

In conseguenza di ciò, quando doveva venire indicata una tolleranza del valore di capacità minore del 20 per cento, si eseguiva un punto colorato adia-

CODICE DEI COLORI PER I CONDENSATORI A MICA Norme RMA Codice dei colori a sei punti RMA



ESEMPIO

1° punto marrone, 2° punto arancio, 3° punto rosso, 4° punto marrone, 5° punto rosso, 6° punto verde = 1320 μμF ± 2 %, 500 VL.

Colore	Cifra significat.	Moltiplicat. decimale	Tolleranza	Tensione di lavoro
Nero	0	1	20%	—
Marrone	1	0	1%	100
Rosso	2	100	2%	200
Arancio	3	1000	3%	300
Giallo	4	10000	4%	400
Verde	5		5%	500
Blu	6		6%	600
Violetto	7		7%	700
Grigio	8		8%	800
Bianco	9		9%	900
Oro		0.1		1000
Argento		0.01	10%	

CODICE DI COLORI RMA A QUATTRO PUNTI

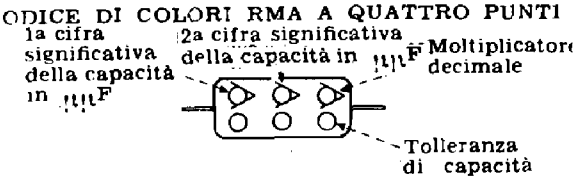


Figura 3.

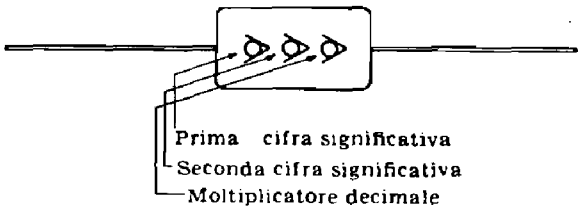
cente ai colori significativi. Il colore di questo punto era argento o oro a seconda che la tolleranza di capacità era rispettivamente del 10 o del 5 per cento.

In qualche caso, invece dei tre punti colorati significativi e dell'eventuale punto colorato per la tolleranza, si faceva uso del codice a quattro punti colorati rappresentato in basso alla figura 3.

Il codice RMA a sei punti colorati era anch'esso ampiamente usato, particolarmente per i condensatori di più grandi dimensioni. Questo codice è illustrato nella parte superiore della figura 3.

Il codice RMA a sei punti colorati può essere identificato, rispetto al codice JAN e al nuovo codice RMA, dal

CODICE DEI COLORI RMA A 3 PUNTI PER CONDENSATORI A MICA



Soltanto 500 V_L, tolleranza 20 %.
I significati dei colori sono gli stessi del vecchio codice RMA a 6 punti.

Figura 4.

fatto che il vecchio codice RMA a sei punti colorati usava, nel primo punto, sempre lo stesso colore mentre il codice JAN e il nuovo codice RMA può impiegare per il primo punto il colore bianco, nero o argento.

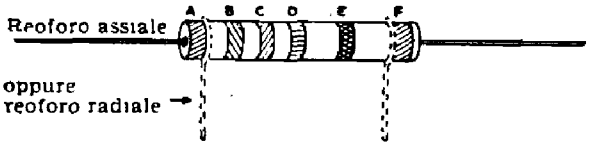
Codice dei colori per i condensatori ceramici

I condensatori ceramici tubolari fissi hanno un codice di colori costituito da una serie da tre a sei anelli colorati o di punti colorati allungati.

Nella figura 5 è illustrata la interpretazione da dare ai punti colorati. Per leggere la marcatura dei condensatori ceramici, si pone sempre a sinistra l'armatura interna del condensatore. Nel caso di condensatori del tipo a reofori uscenti radialmente, l'armatura interna viene individuata dal fatto che il suo reoforo è posto molto più vicino alla estremità del corpo ceramico.

Nel caso di codice a 3 punti colorati, con questi viene espresso soltanto il valore della capacità.

Con il codice di marcatura a 5 punti, che si impiega per i condensatori ceramici aventi coefficiente nullo oppure negativo di variazione della capacità con



A - coeff. di temperatura (anello o punto in corrispondenza all'armatura interna)
B - prima cifra significativa
C - seconda cifra significativa
D - moltiplicatore decimale
E - tolleranza di capacità
F - tensione di lavoro (anello o punto in corrispondenza all'armatura esterna)

Colore	Cifra significativa	Moltiplicatore decimale	Tolleranza di capacità	Coeff. di temperat. UPM/°C	Tens. di lav.
Nero	0	1	±20%	0	—
Marrone	1	10	±1%	-30	150
Rosso	2	100	±2%	-80	—
Arancio	3	1000	—	-150	350
Giallo	4	10000	—	-220	—
Verde	5	—	±5%	-330	500
Blu	6	—	—	-470	—
Violetto	7	—	—	-750	—
Grigio	8	0.01	—	+30	—
Bianco	9	0.1	±10%	+120 Bi-750 (uso gen.)	—
Argento	—	—	—	speciale	—

Figura 5.

la temperatura, non viene indicata la tensione di lavoro. Quando questi condensatori servono prevalentemente come condensatori di fuga o di accoppiamento, non viene indicato il coefficiente di temperatura mentre viene indicato, con un punto effettuato all'estremità opposta del condensatore, il valore della tensione di lavoro.

Trasformatori a frequenza intermedia Il codice dei colori per i terminali uscenti dai trasformatori a frequenza intermedia è il seguente:

blu — terminale che va all'anodo

rosso — terminale che va al polo positivo della tensione anodica: + B

verde — terminale che va alla griglia o al diodo

bianco o nero — terminale di ritorno della griglia o del diodo

violetto o verde-nero — terminale che va all'eventuale secondo diodo.

I colori dati in alternativa, e cioè il nero e il verde-nero si incontrano molto raramente, poichè sono andati in disuso. Solamente nei vecchi trasformatori a frequenza intermedia è possibile trovare ancora tali colori.

Trasformatori ad audiofrequenza Il codice dei colori per i terminali uscenti dai trasformatori ad audiofrequenza è il seguente:

Blu — terminale del primario da collegare all'anodo (estremo dell'avvolgimento).

Rosso — terminale che va al polo positivo della tensione anodica: + B (tanto per i trasformatori per controfase quanto per quelli ad un solo polo caldo).

Marrone — terminale del primario da collegare all'altro anodo (inizio dell'avvolgimento) quando sia importante differenziare fra loro i due estremi dell'avvolgimento primario. In caso contrario, può essere usato il colore blu per entrambe le estremità dell'avvolgimento primario dei trasformatori per controfase.

Nero — terminale che corrisponde all'inizio del secondario, per un trasformatore di

uscita, oppure terminale di ritorno di griglia per un secondario di trasformatore per controfase o ad un solo polo caldo.

Verde — terminale che va alla griglia oppure all'estremo alto della bobina mobile dell'altoparlante.

Giallo — terminale che va alla griglia: indica l'inizio dell'avvolgimento secondario di un trasformatore per controfase; se non è necessario differenziare fra loro i terminali dell'avvolgimento da collegare alle griglie, per entrambi tali terminali si potrà usare il colore verde.

Trasformatori di alimentazione per radioricevitori Il codice dei colori per i terminali uscenti dai trasformatori di alimentazione per radioricevitori è il seguente:

Nero — terminali dell'avvolgimento primario, se privo di prese intermedie. Se invece nel primario esistono prese intermedie, il colore nero corrisponde al terminale comune (inizio) dell'avvolgimento primario.

Nero-giallo — terminale corrispondente ad una presa intermedia sul primario.

Nero-rosso — terminale corrispondente alla fine dell'avvolgimento primario.

Rosso — terminali che vanno agli anodi dei rettificatori.

Rosso-giallo — terminale che corrisponde alla presa centrale dell'avvolgimento che fornisce la tensione da rettificare.

Giallo — terminali che vanno ai filamenti dei tubi rettificatori.

Giallo-blu — terminale che corrisponde alla presa centrale dell'avvolgimento che alimenta i filamenti dei tubi rettificatori.

Verde — terminali che vanno al secondario N. 1 di accensione per i filamenti dei tubi elettronici.

Verde-giallo — terminale che va alla presa centrale del secondario N. 1 di accensione per i filamenti dei tubi elettronici.

Marrone — terminali che vanno al secondario N. 2 di accensione per i filamenti di altri tubi elettronici.

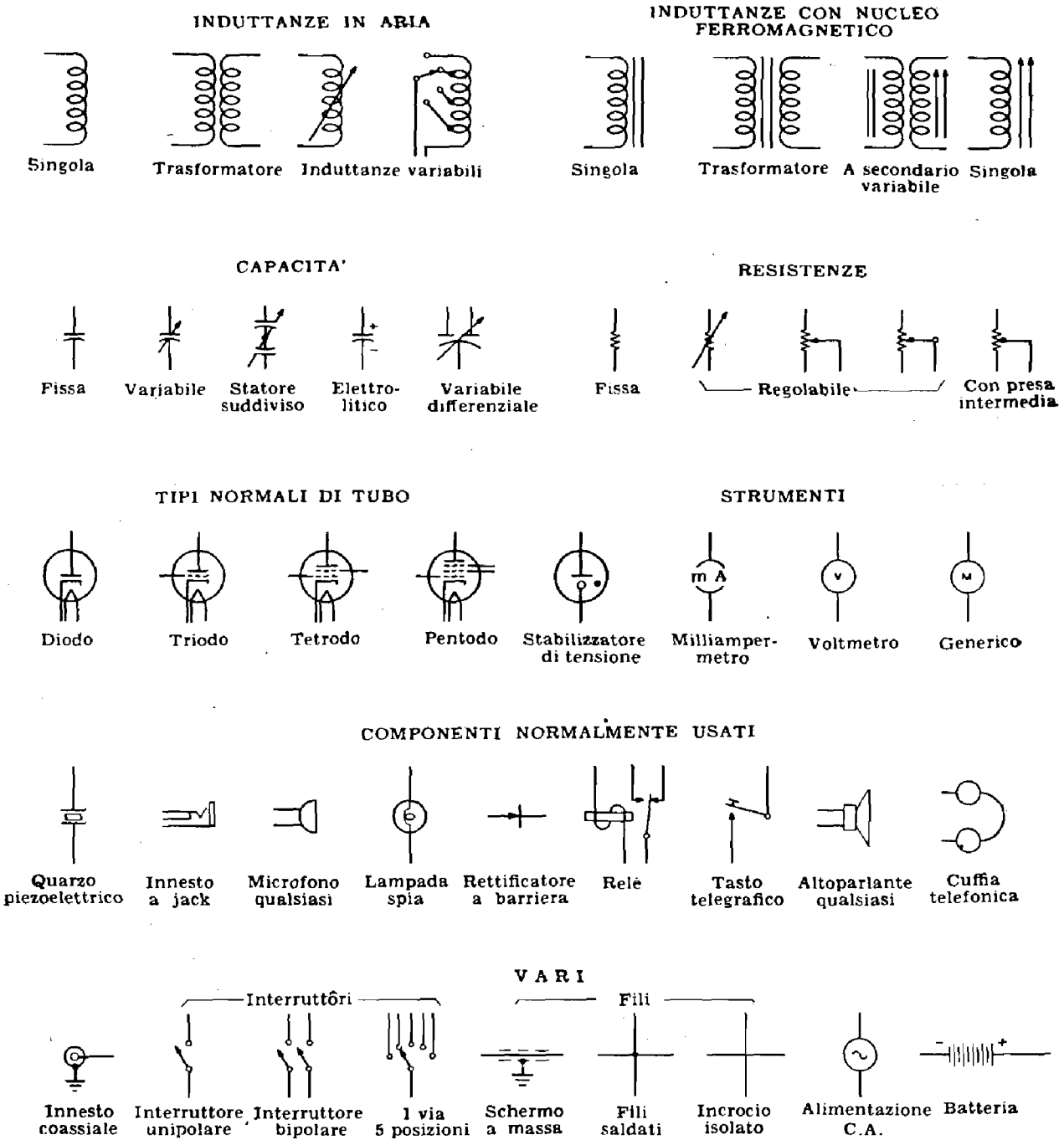
Marrone-giallo — terminale che va alla presa centrale del secondario N. 2 di accensione per i fi-

lamenti di altri tubi elettronici.

Grigio-scuro — terminali che vanno al secondario N. 3 di accensione per i filamenti di tubi elettronici speciali.

Grigio scuro-giallo — terminale che va alla presa centrale del secondario N. 3 di accensione per i filamenti di tubi elettronici speciali.

SIMBOLI USATI NEGLI SCHEMI ELETTRICI RADIO



Nelle pagine che seguono sono riportati i dati caratteristici e di impiego dei tubi elettronici e dei semiconduttori.

I dati che seguono sono suddivisi nelle seguenti tabelle:

Onde facilitare la ricerca, prima delle tabelle è riportato un indice generale, che segue un ordine numerico e alfabetico, il cui scopo è di individuare rapidamente la tabella nella quale sono riportate le caratteristiche del tubo elettronico che interessa.

Nelle tabelle relative ai tubi elettronici riceventi, questi si susseguono con l'ordine derivante dalla tensione di accensione e dalle lettere che seguono la cifra indicante tale tensione.

Nelle tabelle dei tubi elettronici trasmittenti si è seguito l'ordine dei valori di dissipazione anodica ammissibile. Così facendo si rende più evidente il confronto fra tubi diversi aventi uguale dissipazione anodica.

Le condizioni di lavoro riportate per i tubi elettronici trasmittenti sono quelli relativi al Servizio commerciale inter-

mittente (ICAS), di maggiore interesse per i radiodilettanti. Per questi infatti hanno importanza, non tanto la sicurezza di funzionamento degli apparati, quanto le dimensioni, i pesi e i rendimenti, anche a scapito della durata dei tubi.

Pertanto le condizioni di lavoro ICAS sono considerevolmente più spinte di quelle CCS (Servizio commerciale continuativo), che invece prevedono un servizio prolungato, per il quale la sicurezza di funzionamento degli apparati ha importanza determinante.

Tuttavia è sconsigliabile oltrepassare le condizioni di lavoro ICAS, poichè in tal caso i tubi avrebbero durata molto breve e funzionamento poco sicuro.

Per i tubi elettronici trasmittenti, impiegati in stadi amplificatori a radiofrequenza in classe C con modulazione anodica, la dissipazione anodica deve essere contenuta, al livello della portante, a non oltre il 66 % del valore della dissipazione anodica massima.

Così facendo, si è certi di non oltrepassare, in corrispondenza ai picchi positivi di modulazione, la dissipazione anodica massima consentita per quel tubo, dissipazione che non si deve in nessun caso superare, se si vuole evitare il rapido deterioramento del tubo.

Come si vedrà dalle tabelle, per i tubi elettronici trasmittenti vengono indicate le massime tensioni, correnti e dissipazioni ammissibili per i vari elettrodi, a seconda della condizione di lavoro alla quale i tubi vengono fatti funzionare e a seconda delle varie applicazioni dei tubi stessi.

Per i tubi elettronici riceventi, dato il gran numero di tipi, non sarebbe possibile dare varie condizioni di lavoro e pertanto, per ciascun tubo, verranno indicate solo le tensioni di lavoro e le correnti relative ai vari elettrodi. Tali dati sono generalmente i massimi consentibili per i tubi stessi. Evidentemente i tubi possono essere fatti lavorare con tensioni e correnti diverse da quelle riportate nelle tabelle, purchè inferiori ai valori massimi consentiti.

Tabella degli zoccoli per i tubi trasmittenti e speciali

A = ghianda

B = miniatura

J = gigante

L = a baionetta

M = medio

N = nessuno oppure di tipo speciale

O = octal

S = piccolo

W = a piastra

Simboli usati nelle tabelle

E_f = tensione di accensione del filamento o riscaldatore

I_f = corrente di accensione del filamento o riscaldatore

C_{in} = capacità di ingresso

C_{usc} = capacità di uscita

C_{gp} = capacità griglia-anodo

E_{bb} = tensione di alimentazione anodica

E_{c1} = tensione di griglia controllo

E_{c2} = tensione della griglia schermo

I_b = corrente anodica

I_{cg2} = corrente di griglia schermo

r_p = resistenza anodica

g_m = transconduttanza

μ = fattore di amplificazione

R_L = resistenza di carico anodico

P_o = potenza di uscita

Simboli usati negli schemi degli zoccoli

A = anodo

B = fascio

BP = piedino a baionetta

BS = chiavetta

C = raffreddamento esterno

CL = collettore

D = placca deviatrice

F = filamento

FE = elettrodo focalizzatore

G = griglia

H = riscaldatore

IC = coll. interno

IS = schermo interno

K = catodo

NC = non collegato

P = placca (anodo)

P_I = anodo di avv.

P_{BF} = placche per fascio

R_C = elettrodo di controllo del raggio

R_{ef} = riflettore

S = conchiglia

TA = Anticatodo

u = unità

• = tubo a gas

Indice dei tubi elettronici

Tipo	Zoccolo	Pag.
OOA	4D	—
O1A	4D	—
OA2	5BO	1085
OA3	4AJ	1085
OA4G	4V	1085
OA5	fig. 33	1085
OB2	5BO	1085
OB3	4AJ	1085
OC3	4AJ	1085
OD3	4AJ	1085
OG3	5BO	—
OY4	4BU	—
OZ4	4R	—
OZ4A	4R	—
1	4G	—
1A3	5AP	1086
1A4P	4M	—
1A4T	4K	—
1A5GT	6X	1098
1A6	6L	—
1A7GT	7Z	—
1AB5	5BF	—
1AB6	7DH	1086
1AC6	7DH	1086
1AE4	6AR	1086
1AF4	6AR	1086
1AF5	6AU	1086
1AH5	6AU	1086
1AJ4	6AR	1086
1AX2	9Y	—
1B3GT	3C	—
1B4	4M	—
1B5	6M	—
1B7GT	7Z	—
1B8GT	8AW	—
1C3	5CF	1086
1C5GT	6X	—
1C6	6L	—
1C7G	7Z	—
1C21	4V	—
1D5GP	5Y	—
1D5GT	5R	—
1D7G	7Z	—
1D8GT	8AJ	—
1E3	9BG	1086
1E4G	5S	—
1E5GP	5Y	—
1E7G	8C	—
1F4	5K	—
1F5G	6X	—
1F6	6W	—
1F7G	7AD	—
1G4GT	5S	—
1G5G	6X	—
1G6GT	7AB	1098
1H4G	5S	—
1H5GT	5Z	1098
1H6G	7AA	—
1J5G	6X	—
1J6GT	7AB	—
1L4	6AR	1086
1L6	7DC	1086
1LA4	5AD	—
1LA6	7AK	1098
1LB4	5AD	1098
1LB6	8AX	1098
1LC5	7AO	—
1LC6	7AK	1098
1LD5	6AX	1098
1LE3	4AA	1098
1LF3	4AA	1108
1LG5	7AO	1098
1LH4	5AG	1108
1LN5	7AO	1098
1N5GT	5Y	1098
1N6G	7AM	—
1P5GT	5Y	—
1Q5GT	6AF	—
1R4	4AH	1098
1R5	7AT	1086
1S4	7AV	1086
1S5	6AU	1086
1SA6GT	6CA	—

Tipo	Zoccolo	Pag.
1SB6GT	6CB	—
1T4	6AR	1086
1T5GT	6X	1098
1U4	6AR	1086
1U5	6BW	1086
1U6	7DC	1086
1-V	4G	1083
1V2	9U	1083
1W4	5BZ	—
1X2	9Y	—
1X2A	9Y	—
1X2B	9Y	—
1Y2	4P	—
1Z2	7CB	—
2A3	4D	—
2A4G	5S	—
2A5	6B	—
2A6	6G	—
2A7	7C	—
2AF4	7DK	—
2AF4A	7DK	1108
2AP1-11	11B	1106
2AP1-A	11L	1106
2B4	5A	—
2B6	7J	—
2B7	7D	—
2B22	fig. 37	1095
2B25	3T	1083
2BP1-11	12E	1106
2C4	5AS	—
2C21	7BH	—
2C22	4AM	1095
2C25	4D	—
2C26A	4DB	—
2C34	T-7DC	1071
2C36	fig. 36	1070
2C37	fig. 36	1070
2C39	—	1074
2C40	fig. 19	1070
2C43	fig. 19	1071
2C51	8CJ	1086
2C52	8DB	1099
2D21	7BN	1085
2E5	6R	—
2E22	5J	1080
2E24	7CL	1078
2E25	5BJ	1079
2E26	7CK	1078
2E30	7CQ	1078
2E30	7CQ	1086
2G5	6R	—
2S/4S	5D	—
2T4	7DK	1108
2V2	8FV	—
2V3G	4Y	—
2W3	4X	—
2X2	4AB	—
2X2-A	4AB	1083
2Y2	4AB	1083
2Z2	4B	1083
3A2	9DT	—
3A3	8EZ	—
3A4	7BB	1078
3A4	7BB	1086
3A5	7BC	1070
3A5	7BC	1086
3A8GT	8AS	—
3AL5	7BT	1108
3AP1-4	7AN	1106
3AP1-A	7AN	1106
3AU6	7BK	1108
3AV6	7BT	1108
3B4	7CY	—
3B5GT	7AP	—
3B7	7BE	1070
3B7	7BE	1098
3B24	T-4A	1083
3B25	4P	—
3B26	fig. 31	—
3B27	4P	—
3B28	4P	—
3BA6	7CC	1108
3BC5	7BD	1108

Tipo	Zoccolo	Pag.
3BF6	7BD	1108
3BN6	7DF	1108
3BP1-4-11	14A	1106
3BP1-A	14G	1106
3BY6	7CH	1108
3BZ6	7CM	1108
3C4	6BX	1086
3C5GT	7AQ	—
3C6	7BW	1100
3C22	fig. 30	1074
3C23	3G	—
3C24	2D	1071
3C28	fig. 56	1071
3C34	3G	1071
3CB6	7CM	1108
3CE5	7CM	1108
3CF6	7CM	1108
3CP1	11C	1106
3CS6	7CH	1108
3D6	6BB	1098
3D23	fig. 54	—
3D24	T-9J	1080
3DP1	14C	1106
3DP1A	14H	1106
3DP7	14H	1106
3DT6	7EN	1108
3DX3	fig. 40	—
3E5	6BX	1086
3E6	7CJ	1098
3E22	8BY	1080
3E29	7BP	1080
3EP1	11N	1106
3FP7	14B	1106
3FP7A	14J	1106
3GP1-4-5-11	11A	1106
3GP1A	11N	1106
3GP4A	11N	1106
3JP1-2-4	14J	1106
3JP7-11-12	14J	1106
3KP1-4-11	11M	1106
3LE4	6BA	—
3LF4	6BB	1108
3MP1	12F	1106
3Q4	7BA	1086
3Q5GT	7AP	1100
3QP1	9D	1106
3RP1	12E	1106
3RP1A	12E	1106
3S4	7BA	1086
3SP1-4-7	12E	1106
3V4	6BX	1108
3-25A3	3G	1071
3-25D3	2D	1071
3-50A4	3G	1072
3-50D4	2D	1072
3-50G2	2D	—
3-75A2	2D	1073
3-75A3	2D	1073
3-100A2	2D	1074
3-100A4	2D	1073
3X-100A11	—	1074
3-150A2	4BC	1075
3-150A3	4BC	1075
3-200A3	fig. 52	1076
3-250A2	2N	1076
3-250A4	2N	1076
3-300A2	4BC	1077
3-300A3	4BC	1077
4A6G	8L	1100
4-BC8	9AJ	1108
4BQ7A	9AJ	1108
4BZ7	9AJ	1108
4C32	2N	—
4C34	2N	1076
4C36	fig. 56	—
4D21	5BK	1081
4D22	fig. 50	1080
4D23	5BK	—
4D32	fig. 51	1080
4E27	7BM	1081
4E27A	7BM	1081
4X150A	T-9J	1081
4X150G	—	1081

Tipo	Zoccolo	Pag.
4X250B	T-9J	1082
4-65A	fig. 48	1081
4-125A	5BK	1081
4-250A	5BK	1082
4-400A	5BK	1082
5A6	9L	—
5ABP1-7-11	14G	1106
5AM8	9CY	1108
5AN8	9DA	1108
5AP1-4	11A	1106
5AQ5	7BZ	1108
5AS5	9AJ	1108
5AT8	9DW	1108
5AU4	5T	1083
5AV8	9DZ	1108
5AW4	5T	1083
5AX4GT	5T	—
5AZ4	5T	—
5B8	9EC	1108
5BE8	9EG	1087
5BK7A	9AJ	1108
5BP1	11A	1106
5BP1A	11N	1106
5BP7A	11N	1106
5CP1-11	14B	1106
5CP1A	14J	1106
5CP7A	14J	1106
5CP11A	14J	1106
5CP12	14J	1106
5D22	5BK	1082
5GP1	11A	1106
5HP1-4	11A	1106
5HP1A	11N	1106
5J6	7BF	1108
5JP1-11	11E	1106
5JP1-4A	11S	1106
5LP1-11	11F	1106
5LP1A-4A	11T	1106
5MP1-11	7AN	1106
5NP1-4	11A	1106
5R4GY	5T	1083
5R4GYA	5T	1083
5RP1-11	14F	1106
5RP1-4A	14P	1106
5SP1-4	14K	1107
5T4	5T	1083
5T8	9E	1108
5U4G	5T	1083
5U4GA	5T	1083
5U4CB	5T	1083
5U8	9AE	1108
5UP1-11	12E	1107
5V3	5T	1083
5V4G	5L	—
5V4GA	5L	1108
5V6GT	7S	1108
5VP7	11N	1107
5W4GT	5T	1083
5X3	4C	—
5X4G	5Q	1083
5XP1	14P	1107
5X8	9AK	1108
5Y3G-GT	5T	1083
5Y3WGT	5T	—
5Y4G-GT	5Q	1083
5YP1	14K	1107
5Z3	4C	1083
5Z4	5L	1083
5-125B	7BM	1081
6A3	4D	—
6A4	5B	—
6A5GT	6T	1095
6A6	7B	1108
6A7	7C	1108
6A8	8A	1093
6AB4	5CE	1087
6AB5	6R	—
6AB6G	7AU	—
6AB7	8N	1093
6AB8	9AT	1087
6AC5GT	6Q	1095
6AC6G	7AU	—
6AC7	8N	1093

Tipo	Zoccolo	Pag.
6AD5G	6Q	—
6AD6G	7AG	—
6AD7G	8AY	1095
6AD8	9T	1087
6AE5G	6Q	—
6AE6G	7AH	—
6AE7GT	7AX	—
6AE8	8DU	1108
6AF4	7DK	—
6AF4A	7DK	1087
6AF5G	6Q	—
6AF6G	7AG	—
6AF7G	8AG	—
6AG5	7BD	1087
6AG6G	7S	—
6AG7	8Y	1078
6AG7	8Y	1093
6AH4GT	8EL	1095
6AH5G	6AP	—
6AH6	7BK	1087
6AH7GT	8BE	1095
6AJ4	9BX	1087
6AJ5	7BD	1087
6AJ7	8N	—
6AJ8	9CA	1087
6AK5	7BD	1087
6AK6	7BK	1078
6AK6	7BK	1087
6AK7	8Y	—
6AK8	9E	1087
6AL5	6BT	1087
6AL6G	6AM	—
6AL7GT	8CH	1096
6AM4	9BX	1087
6AM5	6CH	1087
6AM6	7DB	1087
6AM8	9CY	1087
6AN4	9DK	1087
6AN5	7BD	1087
6AN6	7BJ	—
6AN7	9Q	1087
6AN8	9DA	1087
6AQ4	7DT	1087
6AQ5	7BZ	1078
6AQ5	7BZ	1087
6AQ6	7BT	1088
6AQ7GT	8CK	1096
6AR5	6CC	1088
6AR6	6BQ	1096
6AR7GT	7DE	1096
6AR8	9DP	1088
6AS5	9CV	1088
6AS6	7CM	1088
6AS7G	8BD	1096
6AS7GA	8BD	1108
6AS8	9DS	1088
6AT6	7BT	1088
6AT8	9DW	1088
6AU4GT	4CG	—
6AU5GT	6CK	1096
6AU6	7BK	1088
6AU7	9A	1108
6AU8	9DX	1088
6AV4	5BS	1083
6AV5GA	6CK	1109
6AV5GT	6CK	1096
6AV6	7BT	1088
6AW7GT	8CQ	—
6AW8	9DX	1088
6AX4GT	4CG	—
6AX5GT	6S	1083
6AX6G	7Q	—
6AX7	9A	1109
6AX8	9AE	1088
6AZ8	9ED	1088
6B4G	5S	1109
6B5	6AS	—
6B6G	7V	—
6B7	6D	—
6B8	8E	1093
6BA6	7BK	1088
6BA7	8CT	1088
6BA8	9DX	1088

Tipo	Zoccolo	Pag.
6BC4	9DR	1088
6BC5	7BD	1088
6BC7	9AX	1088
6BC8	9AJ	1088
6BD4	6BD4	—
6BD4A	6BD4A	—
6BD5GT	6CK	1096
6BD6	7BK	1088
6BD7	9Z	1088
6BE6	7CH	1088
6BE7	9AA	1088
6BE8	9EG	1089
6BF5	7BZ	1089
6BF6	7BT	1089
6BG6G	5BT	1096
6BG6GA	5BT	1109
6BH5	9AZ	1089
6BH6	7CM	1089
6BH8	9DX	1089
6BJ5	6CH	1089
6BJ6	7CM	1089
6BJ7	9AX	1089
6BJ8	9ER	1089
6BK5	9BQ	1089
6BK6	7BT	1089
6BK7	9AJ	—
6BK7A	9AJ	1089
6BL7GT	8BD	1096
6BM5	7BZ	1089
6BN6	7DF	1089
6BN7	9AJ	1089
6BQ6GA	6AM	1109
6BQ6GT	6AM	1096
6BQ6GTA	6AM	1109
6BQ6GTB/ 6CU6	6AM	1109
6BQ7	9AJ	—
6BQ7A	9AJ	1089
6BR7	9BC	1089
6BS5	9BK	1089
6BS7	9BB	1089
6BS8	9AJ	1089
6BT6	7BT	1089
6BU5	8FP	—
6BU6	7BT	1089
6BV7	9BU	1089
6BW4	9DJ	1083
6BW6	9AM	1089
6BW7	9AQ	1089
6BX4	5BS	1083
6BX6	9AQ	1089
6BX7GT	8BD	1096
6BY4	—	1100
6BY5G	6CN	1083
6BY6	7CH	1089
6BY7	9AQ	1090
6BZ6	7CM	1090
6BZ7	9AJ	1090
6C4	6BG	1070
6C4	6BG	1090
6C5	6Q	1093
6C6	6F	1109
6C7	7G	—
6CA5	7CV	1090
6CB5	8GD	1096
6CB6	7CM	1090
6CD6G	5BT	1096
6CD6GA	5BT	1109
6CE5	7CM	1090
6CF6	7CM	1090
6CG6	7BK	1090
6CG7	9AJ	1090
6CH6	9BA	1090
6CH7	9EW	1090
6CJ6	9AS	1090
6CK6	9AR	1090
6CL6	9BV	1090
6CM6	9CK	1090
6CM7	9ES	1090
6CN7	9EN	1090
6CQ6	7DB	1090
6CR6	7EA	1090
6CS6	7CH	1090
6CS7	9EF	1090
6CU6	6AM	1096
6D4	5AY	1085
6D6	6F	—
6D7	7H	—
6D8G	8A	—

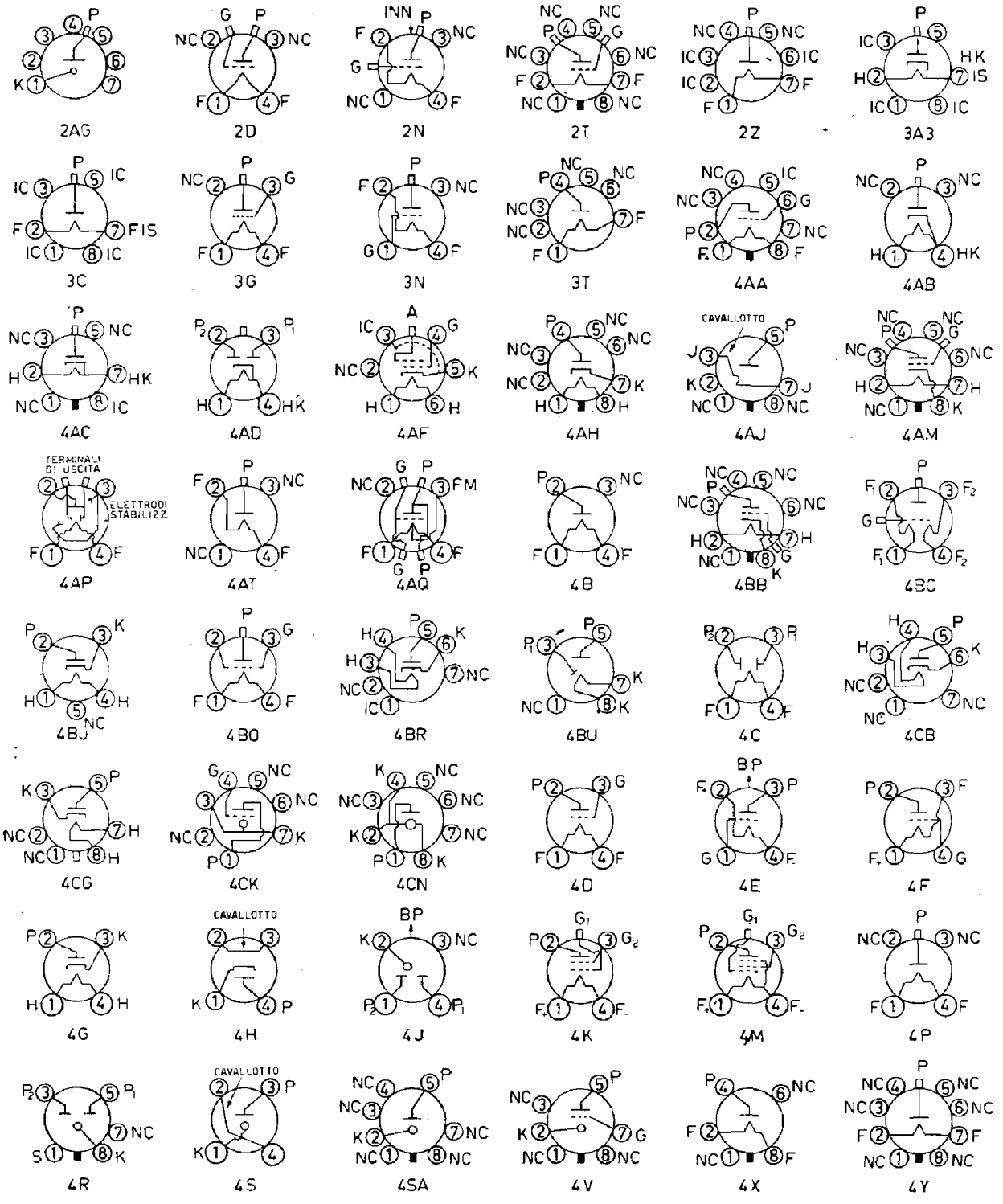
Tipo	Zoccolo	Pag.
6DB6	7CM	1090
6DC6	7CM	1090
6DE6	7CM	1090
6DN6	5BT	1096
6DQ6	6AM	1096
6DT6	7EN	1090
6E5	6R	—
6E6	7B	—
6E7	7H	—
6E8G	8O	—
6F4	7BR	1070
6F4	7BR	1100
6F5	5M	1093
6F6	7S	1078
6F6	7S	1093
6F6G	7S	1098
6F7	7E	—
6F8G	8G	1096
6G5	6R	—
6G6G	7S	1096
6H4GT	5AF	—
6H5	6R	—
6H6	7Q	1094
6H8G	8E	1096
6J4	7BQ	1090
6J5	6Q	1094
6J6	7BF	1070
6J6	7BF	1090
6J7	7R	1094
6J8G	8H	—
6K5GT	5U	—
6K6GT	7S	1096
6K7	7R	1094
6K8	8K	1094
6L4	7BR	1100
6L5G	6Q	—
6L6	7AC	1079
6L6	7AC	1094
6L6G	7S	1079
6L6GA	7S	1109
6L6GB	7S	1109
6L6GX	7S	—
6L7	7T	1094
6M5	9N	1090
6M6G	7S	—
6M7G	7R	1096
6M8GT	8AU	—
6N4	7CA	1070
6N4	7CA	1091
6N5	6R	—
6N6G	7AU	—
6N7	8B	1070
6N7	8B	1094
6N8	9T	1091
6P5GT	6Q	—
6P7G	7X	—
6P8G	8K	1096
6Q4	9S	1091
6Q5G	6Q	—
6Q6G	6Y	—
6Q7	7V	1094
6R4	9R	1091
6R6G	6AW	—
6R7	7V	1094
6R8	9E	1091
6S4	9AC	1091
6S4A	9AC	1109
6S6GT	5AK	1096
6S7	7R	1094
6S8GT	8CB	1096
6SA7	8R	1094
6SB7Y	8R	1094
6SC7	8S	1094
6SD7GT	8N	1096
6SE7GT	8N	—
6SF5	6AB	1094
6SF7	7AZ	1094
6SG7	8BK	1094
6SH7	8BK	1094
6SH7L	8BK	—
6SJ7	8N	1094
6SJ7Y	8N	1094
6SK7	8N	1094
6SL7GT	8BD	1096
6SN7GT	8BD	1096
6SN7GTA	8BD	1109
6SN7GTB	8BD	1109
6SQ7	8Q	1094
6SR7	8Q	1095

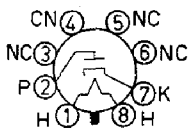
Tipo	Zoccolo	Pag.
6SS7	8N	1095
6ST7	8Q	1095
6SU7GTY	8BD	1109
6SV7	7AZ	1095
6SZ7	8Q	—
6T4	7DK	1091
6T5	6R	—
6T6GM	6Z	—
6T7	7V	—
6T8	9E	1091
6U3	9BM	—
6U4GT	4CG	1083
6U5	6R	—
6U6GT	7AC	1096
6U7G	7R	—
6U8	9AE	1091
6V3	9BD	—
6V3A	9BD	—
6V4	9M	1083
6V5GT	6AO	1096
6V6	7AC	1095
6V6GT	7S	1078
6V7G	7V	—
6V8	9AH	1091
6W4GT	4CG	—
6W5G	6S	—
6W6GT	7AC	1096
6W7G	7R	—
6X4/6063	7CF	1083
6X5GT	6S	1083
6X6G	7AL	1097
6X8	9AK	1091
6Y3G	4AC	—
6Y5	6J	—
6Y6G	76	1078
6Y6G	7S	1097
6Y3GA	7S	1109
6Y6GT	7S	1109
6Y7G	8B	—
6Z3	4AG	1084
6Z4	5D	1083
6Z5	6K	—
6Z7G	8B	—
6ZY5G	6S	—
7A4	5AS	1109
7A5	6AA	1097
7A6	7AJ	1109
7A7	8V	1109
7A8	8U	1097
7AB7	8BO	—
7AD7	8V	1097
7AF7	8AC	1097
7AG7	8V	1097
7AH7	8V	1097
7AJ7	8V	—
7AK7	8V	1097
7AU7	9A	1109
7B4	5AC	1109
7B5	6AE	1109
7B6	8W	1109
7B7	8V	1097
7B8	8X	1109
7C4	4AH	—
7C5	6AA	1109
7C6	8W	1097
7C7	8V	1097
7D7	8AR	—
7E5	8BN	1100
7E6	8W	—
7E7	8AE	1097
7EP4	11N	1107
7F7	8AC	1109
7F8	8W	1097
7G7	8V	—
7G8	8BV	—
7GP4	14G	1107
7H7	8V	1109
7J7	8BL	1097
7JP21	14R	1107
7K7	8BF	1097
7L7	8V	1097
7N7	8AC	1109
7Q7	8AL	1109
7R7	8AE	—
7S7	8BL	—
7T7	8V	—
7V7	8V	1097
7VP1	14R	1107
7W7	8BJ	—

Tipo	Zoccolo	Pag.
7X6	7AJ	—
7X7	8BZ	1097
7Y4	5AB	—
7Z4	5AB	—
8BP4	14G	—
9BM5	7BZ	—
9BW6	9AM	—
9NP1	6BN	—
10	4D	—
10GP4	14G	—
10HP4	14G	—
10Y	4D	1071
11/12	4F	—
12A4	9AG	1091
12A5	7F	—
12A6	7AC	1099
12A7	7K	—
12A8GT	8A	1109
12AB5	9U	1091
12AH7GT	8BE	1099
12AH8	9BP	1091
12AL5	6BT	1109
12AQ5	7BZ	1091
12AT6	7BT	1109
12AT7	9A	1091
12AU6	7BK	1109
12AU7	9A	1070
12AU7A	9A	1091
12AV5GA	6CK	1109
12AV6	7BT	1109
12AV7	9A	1091
12AW6	7CM	1091
12AW7	7CM	—
12AX4GT	4CG	—
12AX4GTA	4CG	—
12AX7	9A	1091
12AY7	9A	1091
12AZ7	9A	1091
12B4	9AG	1092
12B4A	9AG	1109
12B6M	6Y	1099
12B7	8V	1099
12B7ML	8V	—
12B8GT	8T	—
12BA6	7BK	1109
12BA7	8CT	1109
12BD6	7BK	1109
12BE6	7CH	1109
12BF6	7BT	1109
12BH7	9A	1092
12BH7A	9A	1109
12BK5	9BQ	1109
12BK6	7BT	1109
12BN6	7DF	1110
12BQ6GA	6AM	1110
12BQ6GT	6AM	1110
12BQ6GTB	6AM	1110
12BR7	9CF	1092
12BT6	7BT	1110
12BU6	7BT	1110
12BW4	7DJ	1110
12BV7	9BF	1092
12BY7	9BF	1092
12BY7A	9BF	1110
12BZ7	9A	1092
12C5	7CV	1110
12C8	8E	1110
12CA5	7CV	1110
12CM6	7CK	1110
12CR6	7EA	1092
12CS6	7CH	1110
12CU6	6AM	1110
12DQ6	6AM	1110
12E5GT	6Q	—
12F5GT	5M	—
12FP7	14E	—
12G4	6BG	1110
12G7G	7V	1099
12GP7	14S	—
12H4	7DW	1092
12H6	7Q	1110
12HP7	11J	—
12J5GT	6Q	1110
12J7GT	7R	1110
12K7GT	7R	1110
12K8	8K	1110
12L6GT	7S	1099
12L8GT	8BU	—
12Q7GT	7V	1110

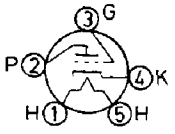
Tipo	Zoccolo	Pag.
12S8GT	8CB	1110
12SA7	8R	1110
12SC7	8S	1110
12SF5	6AB	1110
12SF7	7AZ	1110
12SG7	8BK	1110
12SH7	8BK	1110
12SJ7	8N	1110
12SK7	8N	1110
12SL7GT	8BD	1110
12SN7GT	8BD	1110
12SN7GTA	8BD	1110
12SQ7	8Q	1110
12SR7	8Q	1110
12SW7	8Q	—
12SX7	8BD	—
12SY7	8R	1099
12V6GT	7S	—
12W6GT	7S	1110
12X4	5BS	1084
12Z3	4G	—
12Z5	7L	—
14A4	5AC	—
14A5	6AA	—
14A7	8V	1110
14AF7	8AC	1110
14AP1-4	12A	—
14B6	8W	1110
14B8	8X	—
14C5	6AA	—
14C7	8V	—
14E6	8W	—
14E7	8AE	—
14F7	8AC	1110
14F8	8BW	—
14H7	8V	—
14J7	8BL	—
14N7	8AC	1110
14Q7	8AL	1110
14R7	8AE	—
14S7	8BL	—
14V7	8V	1110
14W7	8BJ	—
14X7	8BZ	1111
14Y4	5AB	—
14Z3	4G	—
15	5F	—
15A6	9AR	—
15E	T-4AF	1071
16A5	9BL	—
17	3G	—
17Z3	9CB	—
18	6B	—
19	6C	—
19AQ5	7BZ	—
19AU4GTA	4CG	—
19BG6G	5BT	1111
19C8	9E	—
19J6	7BF	—
19T8	9E	—
19V8	9AH	—
19X3	9BM	—
19X8	9AK	—
19Y3	9BM	—
20	4D	—
20AP1-4	12A	—
20J8GM	8H	—
21A6	9AS	—
21A7	8AR	—
22	4K	—
24A	5E	—
24G	2D	1071
24X4	fig. 1	1107
24A6	7S	—
25A7GT	8F	—
25AC5GT	6Q	1099
25AV5GA	6CK	1111
25AV5GT	6CK	1111
25AX4GT	4CG	—
25B5	6D	—
25B6G	7S	—
25B8GT	8T	—
25BK5	9BQ	—
25BQ6GA	6AM	1111
25BQ6GT	6AM	1111
25BQ6GTB	6AM	1111
25C6G	7AC	—
25CD6G	5BT	1111
25CD6GA	5BT	1111

Tipo	Zoccolo	Pag.
25CU6	6AM	1111
25D8GT	8AF	—
25DN6	5BT	1111
25DQ6	6AM	1111
25L6GT	7AC	1111
25N6G	7W	—
25S	6M	—
25T	6G	1071
25W4GT	4CG	—
25W6GT	7AC	1111
25X6GT	7Q	—
25Y4GT	5AA	—
25Y5	9E	—
25Z3	4G	1084
25Z4	5AA	—
25Z5	6E	1084
25Z6	7Q	1084
26	4D	—
26A6	7BK	—
26A7GT	8BU	—
26BK6	7BT	—
26C6	7BT	—
26CG6	7BK	—
26D6	7CH	—
26Z5W	9BS	—
27	5A	—
28D7	8BS	1099
28Z5	5AB	—
30	4D	—
31	4D	—
32	4K	—
32L7GT	8Z	—
33	5K	—
34	4M	—
35/51	5E	—
35A5	6AA	1099
35B5	7BZ	1092
35C5	7CV	1111
35L6GT	7AC	1111
35T	3G	1072
35TG	2D	1072
35W4	5BQ	1084
35Y4	5AL	—
35Z3	4Z	—
35Z4GT	5AA	1084
35Z5G	7AD	1084
35Z6	7Q	—
36	5E	—
37	5A	—
38	5F	—
39/44	5F	—
40	4D	—
40Z5GT	6AD	—
41	6B	1111
42	6B	1111
43	6B	1099
45	4D	—
45Z3	5AM	—
45Z5GT	6AD	—
46	5C	—
47	5B	—
48	6A	—
49	5C	—
50	4D	—
50A5	6AA	1111
50AX6G	7Q	—
50B5	7BZ	1092
50C5	7CV	1111
50C6GT	7AC	1099
50L6GT	7AC	1111
50T	2D	—
50X6	7AJ	1084
50Y6GT	7Q	1084
50Y7GT	8AN	1084
50Z6G	7Q	1084
50Z7G	8AN	—
51	5E	—
52	5C	—
53	7B	—
53A	7-4B	—
55	6G	—
56	5A	—
56AS	5A	—
57	6F	—
57AS	6F	—
58	6F	—
58AS	6F	—
59	7A	—
70A7GT	8AB	—
70L7GT	8AA	—
71-A	4D	—
72	4P	—
73	4Y	—
75	6G	1111
75TH	2D	1073
75TL	2D	1073
76	5A	—
77	6F	—
78	6F	1111
79	6H	—
80	4C	1084
81	4B	—
82	4C	—
83	4C	1084
83-V	4AD	1084
84/6Z4	5D	1084
85	6G	—
85AS	6G	—
89	6F	—
90C1	5BO	1085
99	4D	—
100TH	2D	1073
100TL	2D	1074
111H	2D	—
112A	4D	—
117L7GT	8AO	1084
117L7GT	8AO	1089
117M7GT	8AO	1084
117M7GT	8AO	1089
117N7GT	8AV	1084
117N7GT	8AV	1089
117P7GT	8AV	1084
117P7GT	8AV	1111
117Z3	4CB	1084
117Z4GT	5AA	—
117Z6GT	7Q	—
128AS	5A	—
150T	2N	—
152TH	4BC	1075
152TL	4BC	1075
182-B	4D	—
183	4D	—
203-A	4E	1074
203-H	3N	—
204-A	T-1A	—
205-D	4D	—
211	4E	1074
212-E	7-2A	—
217-A	4AT	—
217-C	4AT	—
227-A	T-4B	—
241-B	T-2AA	—
242-A	4E	—
242-B	4E	—
242-C	4E	—
249-B	fig. 53	—
250TH	2N	1076
250TL	2N	1076
254	2N	1074
254-A	T-4C	—
254-B	7-4C	—
261-A	4E	—
270-A	T-1A	—
276-A	4E	—
282-A	T-4C	—
284-B	3N	—
284-D	4E	—
295-A	4E	—
300T	2N	—
303-A	4E	1074
304-A	T-1A	—
304-B	2D	—
304TH	4BC	1077
304TL	4BC	1077
305-A	T-4CE	—
306-A	T-5CB	—
307-A	T-5C	—
308-B	T-2A	—
310	4D	—
311	4E	1074
311CH	fig. 57	—
312-A	T-6C	—
312-E	T-2AA	—
316-A	—	1072
327-A	T-4AD	—
327-B	T-4AD	—
342-B	4E	—
356-A	T-4BD	—
361-A	4E	—
376-A	4E	—
417-A	9V	1111
482-B	4D	—
483	4D	—
485	5A	—
527	T-4B	—
559	fig. 18	—
575-A	4AT	—
592	fig. 52	1076
705-A	T-3AA	—
717-A	8BK	1097
756	4D	—
800	2D	—
801A/801	4D	1071
802	6BM	1078
803	5J	1081
804	T-5C	1080
805	3N	1075
806	2N	1076
807	5AW	1080
807W	5AW	1080
808	2D	—
809	3G	1072
810	2N	1075
811	3G	1072
811A	3G	1073
812	3G	1072
812A	3G	1073
812H	3G	—
813	5BA	1081
814	T-5D	1080
815	8BY	1079
816	4P	1084
822	3N	—
822S	2N	—
826	7BO	1073
828	5J	1081
829	7BP	—
829A	7BP	—
829B	7BP	1080
830	4D	—
830B	3G	1073
831	7-1AA	—
832	7BP	1079
832A	7BP	1079
833A	T-1AB	1077
834	2D	—
835	4E	—
836	4P	1084
837	6BM	1078
838	4E	1074
840	5J	—
841	4D	—
841A	3G	—
841SW	3G	—
843	5A	—
844	5AW	—
849	T-1A	—
850	T-3B	—
852	2D	—
860	T-4CB	—
861	T-1B	—
864	4D	—
865	T-4C	—
866	4P	—
866A-AX	4P	1084
866B	4P	1084
866jr	4B	1084
871	4P	—
872A/872	4AT	1084
872A	4AT	—
874	4S	—
878	4P	—
879	4AB	—
884	6Q	1085
885	5A	—
902A	8CD	1107
905	5BP	1107
905A	5BR	1107
906P1-11	7AN	1106
907	5BP	1107
908A	7AN	1107
909	5BP	—
910	7AN	—
911	7AN	—
912	912	1107
913	913	1107
914A	6BF	—
930B	3G	1073
938	4E	1074
950	5K	—
951	4M	—
954	5BB	1100
955	5BC	1070
955	5BC	1100
956	5BB	1100
957	5BD	—
958	5BD	—
958A	5BD	1070
958A	5BD	1100
959	5BE	1100
967	3G	1085
975A	4AT	—
991	—	1085
1003	4R	—
1005	5AQ	—
1006	4C	—
1201	8BN	1100
1203	4AH	—
1204	8BO	—
1206	8BV	—
1221	6F	1111
1223	7R	1111
1229	4K	—
1230	4D	—
1231	8V	1097
1232	8V	—
1265	4AJ	1085
1266	4AJ	1085
1267	4V	1085
1273	8V	1097
1274	6S	—
1275	4C	—
1276	4D	—
1280	8V	—
1284	8V	1099
1291	7BE	1098
1293	4AA	1098
1294	4AH	1098
1299	6BB	1098
1602	4D	—
1603	6F	—
1608	4D	1071
1609	5B	1100
1610	T-5CA	1078
1611	7S	—
1612	7T	1095
1613	7S	1078
1614	7AC	1079
1616	4P	—
1619	T-9H	1079
1620	7R	1095
1621	7S	1095
1622	7AC	1095
1623	3G	1072
1624	T-5DC	1079
1625	5AZ	1080
1626	6Q	—
1627	2N	—
1628	T-4BB	—
1629	6RA	—
1631	7AC	1111
1632	7AC	1111
1633	8BD	—
1634	8S	1111
1635	8B	1097
1641	T-4AG	—
1642	7BH	—
1644	fig. 7	—
1654	2Z	—
1802P1-11	11A	1106
1805P1-4	11A	1106
1805P1	11N	1106
1851	7R	—
1852	8N	1093
1853	8N	1093
2001	4AA	1107
2002	fig. 1	1107
2005	fig. 1	1107
2050	8BA	1085
2051	8BA	—
2523N/128A	5A	—
5514	4BO	1073
5516	7CL	1079
5517	5BU	—
5556	4D	1070
5562	fig. 54	—
5590	7BD	1092
5591	7BD	1111
5608	7BD	1092
5608A	7B	—
5610	6CG	1092
5618	7CU	1078
5651	5BO	1085
5654	7BD	1111
5656	9F	1092
5662	5662	1085
5663	7CE	1085
5670	8CJ	1111
5675	fig. 36	1070
5679	7CX	1111
5686	fig. 29	1092
5686	9G	1078
5687	9H	1092
5690	fig. 74	—
5691	8BD	1111
5692	8BD	1111
5693	8N	1095
5694	8CS	1097
5696	7BN	1085
5722	5CB	1092
5725	7CM	1111
5726	6BT	1111
5727	7BN	—
5731	5BC	1100
5749	7BK	1111
5750	7CH	1111
5751	9A	1111
5755	9J	—
5763	9K	1078
5764	fig. 36	1070
5765	fig. 36	1070
5766	fig. 36	1070
5767	fig. 36	1070
5768	fig. 36	1100
5794	fig. 36	—
5812	7CQ	—
5814	9A	—
5814A	9A	1111
5823	4CK	1085
5824	7AC	1099
5825	4P	—
5839	6S	—
5842	9V	1092
5844	7BF	—
5845	5CA	—
5847	9X	1092
5852	6S	—
5857	9AB	—
5866	fig. 5	1075
5867	—	1077
5871	7AC	1111
5876	fig. 36	1070
5879	9AD	1092
5881	7AC	1079
5881	7AC	1112
5890	12J	1085
5893	fig. 36	1070
5894A	fig. 10	1080
5910	6AR	1112
5915	7CH	1112
5920	7BF	—
5933	5AZ	1080
5961	8R	1095
5962	2AG	1085
5963	9A	1112
5964	7BF	1112
5965	9A	1112
5993	fig. 71	—
5998	8BD	1085
6005	7BZ	—
6023	9CD	—
6026	—	1070
6028	7BD	1092
6045	7BF	1092
6046	7AC	1112
6057	9A	1112
6058	6BT	1112
6059	9BC	1112
6060	9A	1112
6061	9AM	1112
6062	9K	—
6063	7CF	1083
6064	7DB	1112
6065	7DB	1112

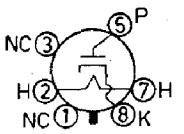

2AG
2D
2N
2T
2Z
3A3
3C
3G
3N
3T
4AA
4AB
4AC
4AD
4AF
4AH
4AJ
4AM
TERMINALI DI USCITA
ELETTRODI STABILIZZ.
4AP
4AT
4AQ
4B
4BB
4BC
4BJ
4BO
4BR
4BU
4C
4CB
4CG
4CK
4CN
4D
4E
4F
4G
CAVALLOTTO
4H
4J
4K
4M
4P
4R
4S
4SA
4V
4X
4Y



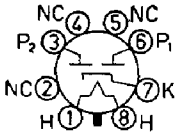
4Z



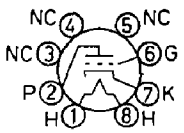
5A



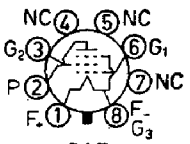
5AA



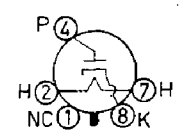
5AB



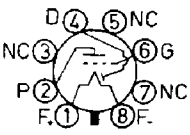
5AC



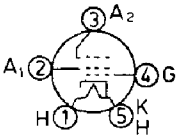
5AD



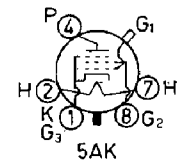
5AF



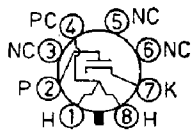
5AG



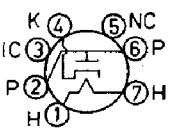
5AJ



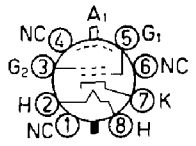
5AK



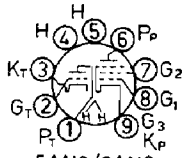
5AL



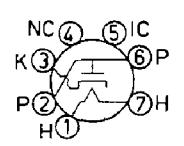
5AM



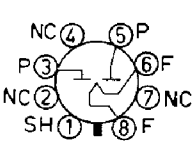
5AN



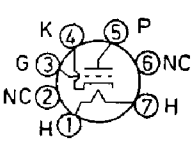
5AN8/6AN8



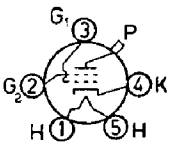
5AP



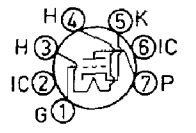
5AQ



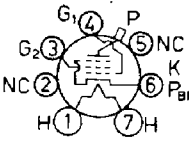
5AS



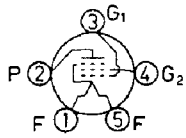
5AW



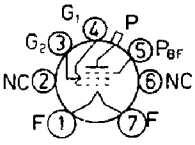
5AY



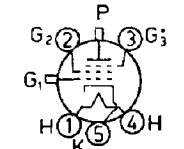
5AZ



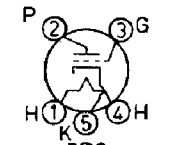
5B



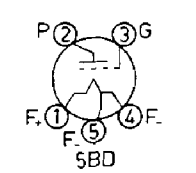
5BA



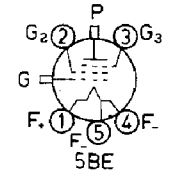
5BB



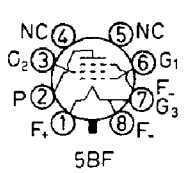
5BC



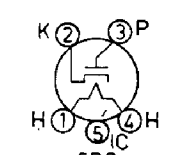
5BD



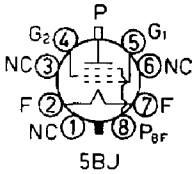
5BE



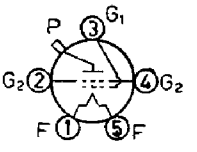
5BF



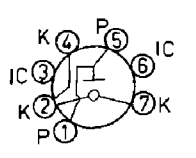
5BG



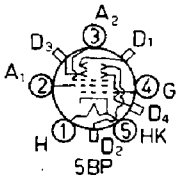
5BJ



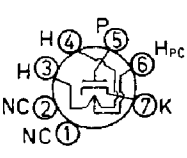
5BK



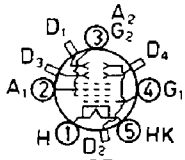
5BO



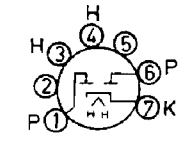
5BP



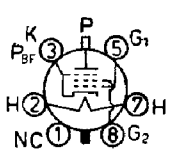
5BQ



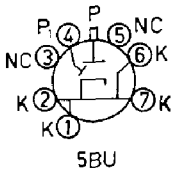
5BR



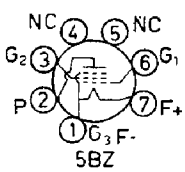
5BS



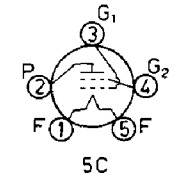
5BT



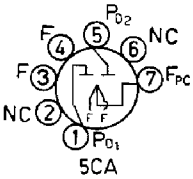
5BU



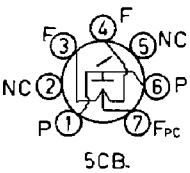
5BZ



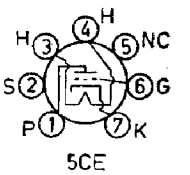
5C



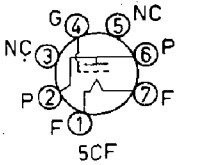
5CA



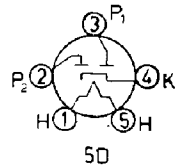
5CB



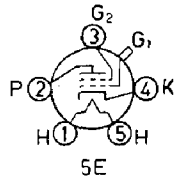
5CE



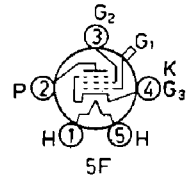
5CF



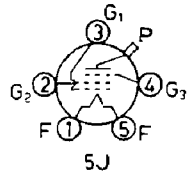
5D



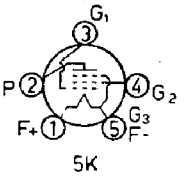
5E



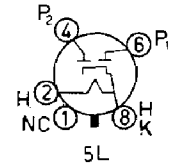
5F



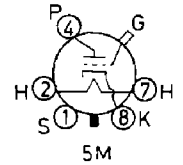
5J



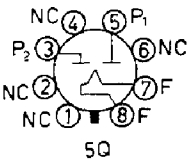
5K



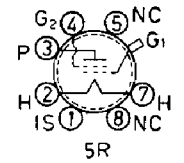
5L



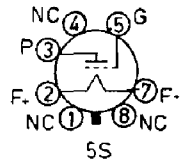
5M



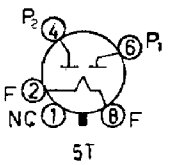
5Q



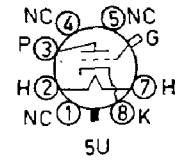
5R



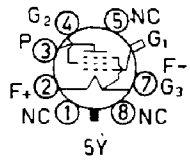
5S



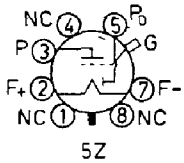
5T



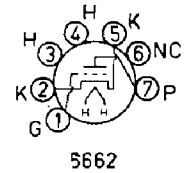
5U



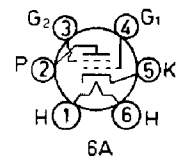
5Y



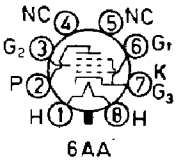
5Z



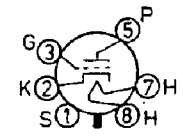
5662



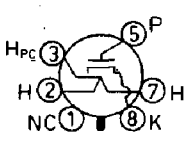
6A



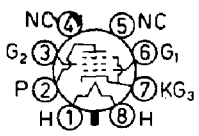
6AA



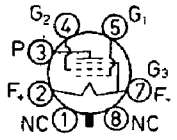
6AB



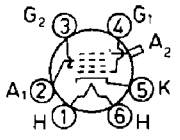
6AD



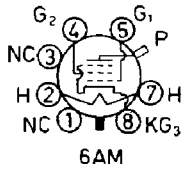
6AE



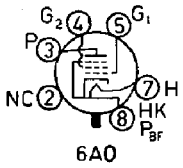
6AF



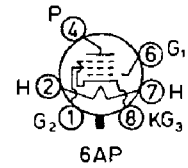
6AL



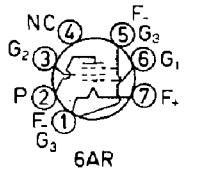
6AM



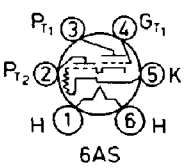
6AO



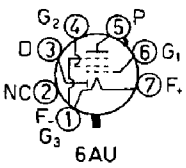
6AP



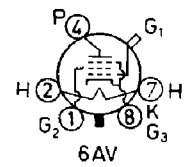
6AR



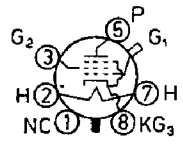
6AS



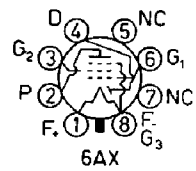
6AU



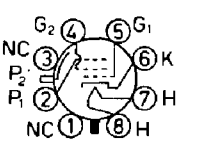
6AV



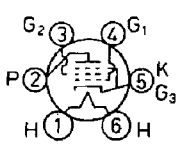
6AW



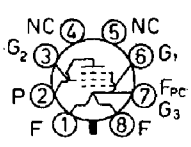
6AX



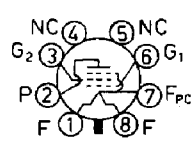
6AZ



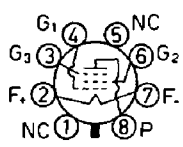
6B



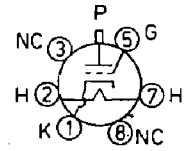
6BA



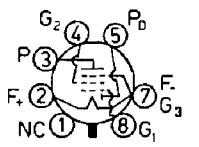
6BB



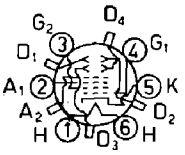
6BD



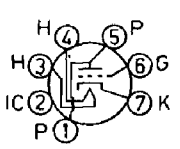
6BD4/6BD4A



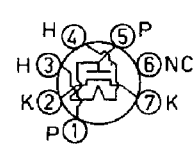
6BE



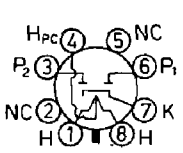
6BF



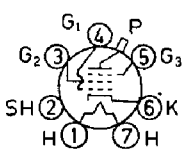
6BG



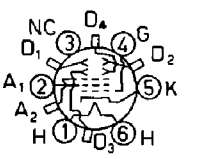
6BH



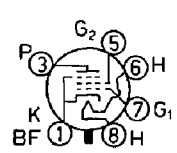
6BJ



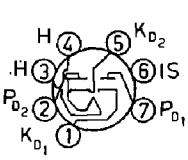
6BM



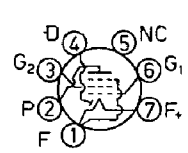
6BN



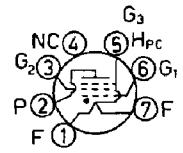
6BQ



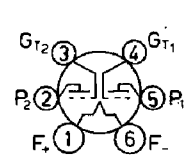
6BT



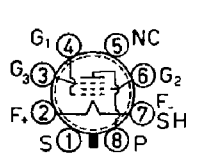
6BW



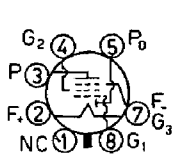
6BX



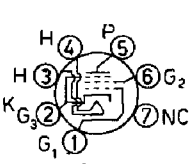
6C



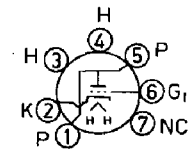
6CA



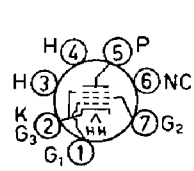
6CB



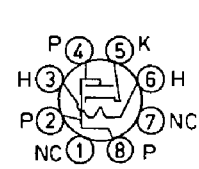
6CC



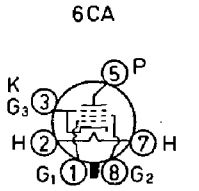
6CG



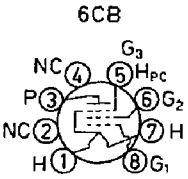
6CH



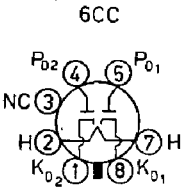
6CJ



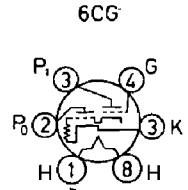
6CK



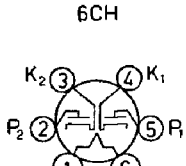
6CL



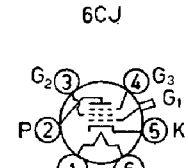
6CN



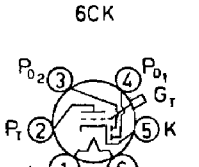
6D



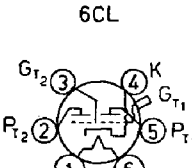
6E



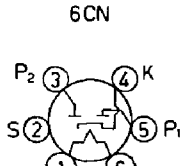
6F



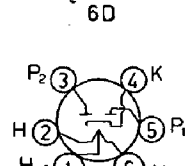
6G



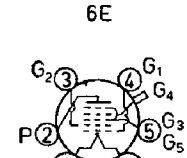
6H



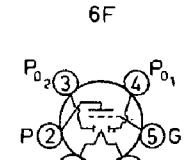
6J



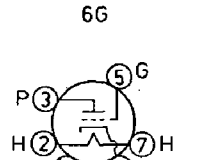
6K



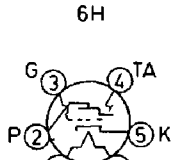
6L



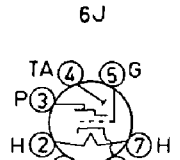
6M



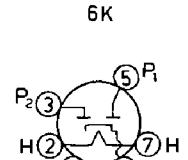
6Q



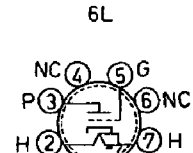
6R



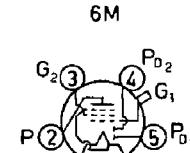
6RA



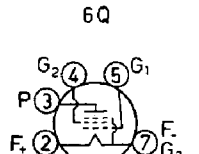
6S



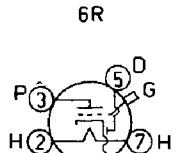
6T



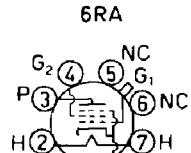
6W



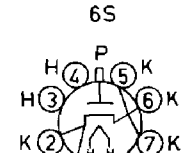
6X



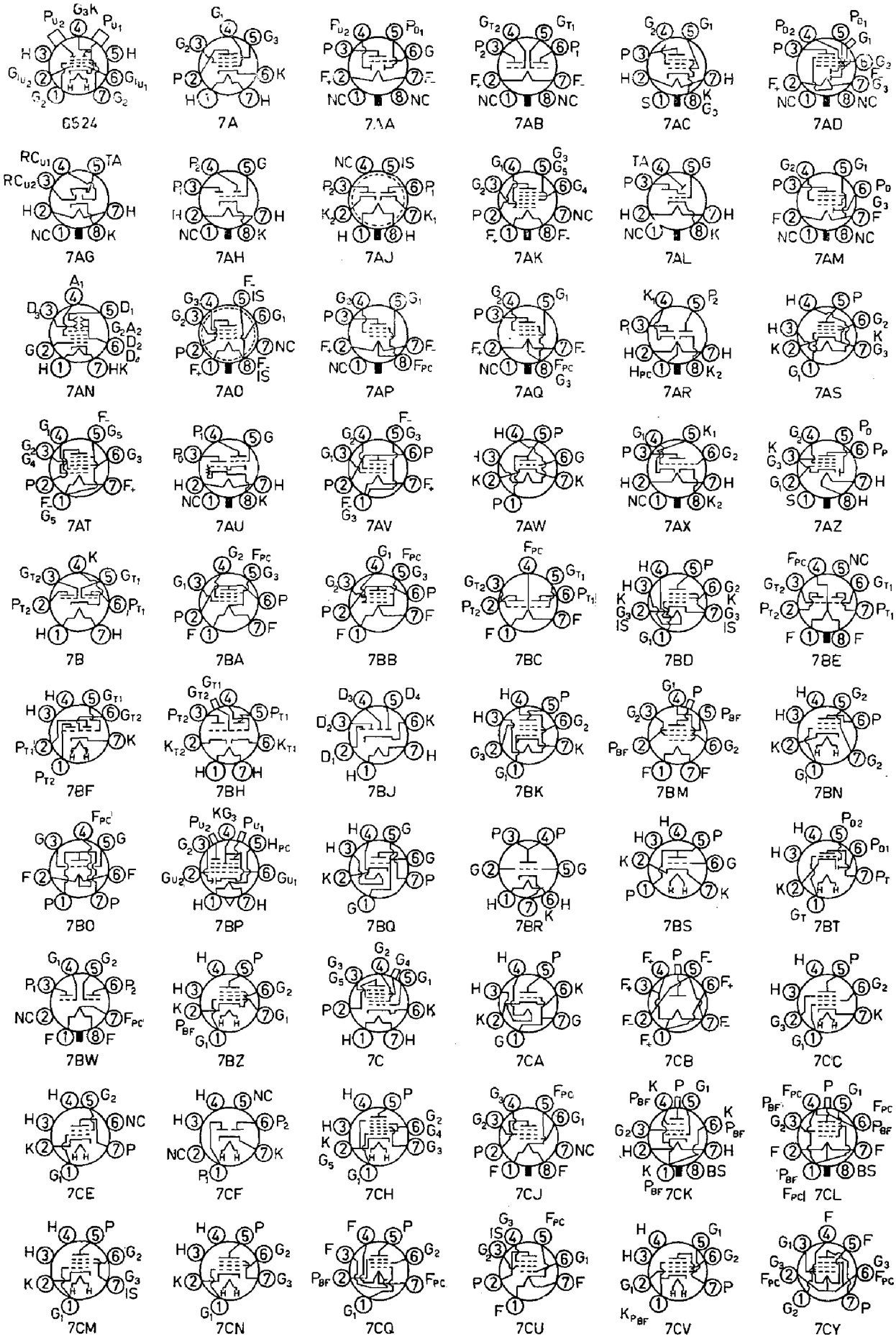
6Y

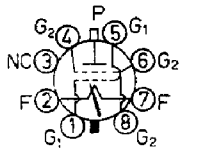


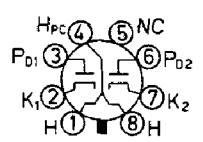
6Z

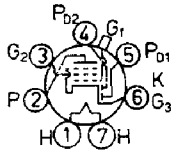


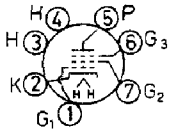
6305

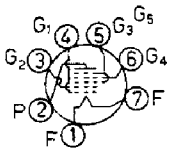

G524
7A
7AA
7AB
7AC
7AD
7AG
7AH
7AJ
7AK
7AL
7AM
7AN
7AO
7AP
7AQ
7AR
7AS
7AT
7AU
7AV
7AW
7AX
7AZ
7B
7BA
7BB
7BC
7BD
7BE
7BF
7BH
7BJ
7BK
7BM
7BN
7BO
7BP
7BQ
7BR
7BS
7BT
7BW
7BZ
7C
7CA
7CB
7CC
7CE
7CF
7CH
7CJ
7CK
7CL
7CM
7CN
7CQ
7CU
7CV
7CY

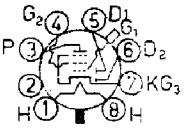

7CW

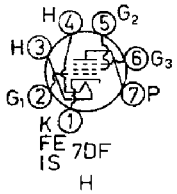

7CX

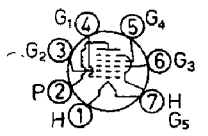

7D

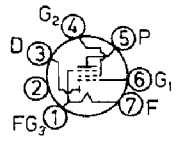

7DB

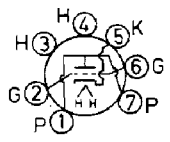

7DC

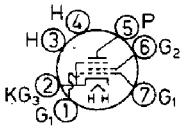

7DE

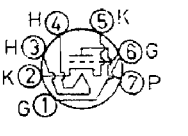

7DF

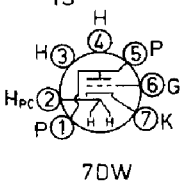

7DH

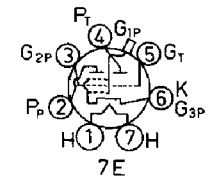

7DJ

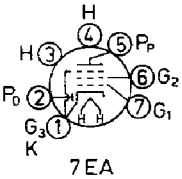

7DK

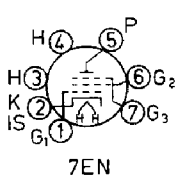

7DQ

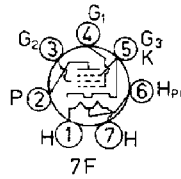

7DT

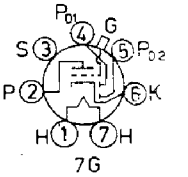

7DW

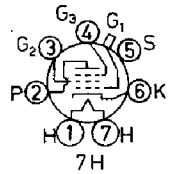

7E

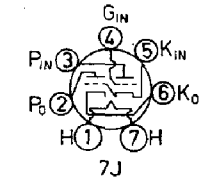

7EA

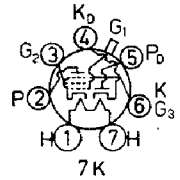

7EN

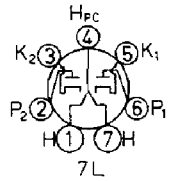

7F

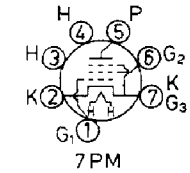

7G

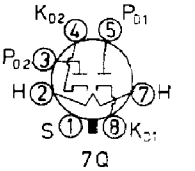

7H

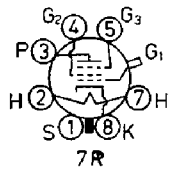

7J

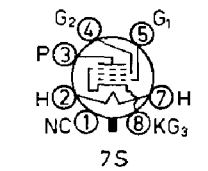

7K

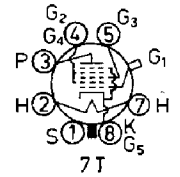

7L

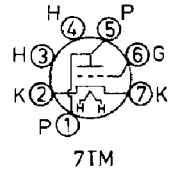

7PM

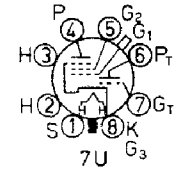

7Q

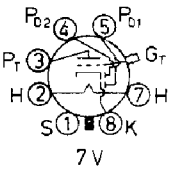

7R

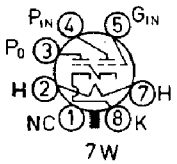

7S

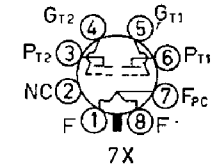

7T

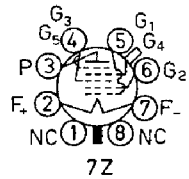

7TM

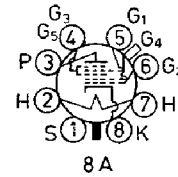

7U

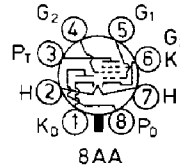

7V

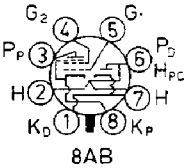

7W

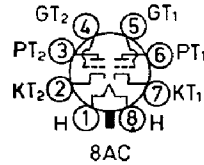

7X

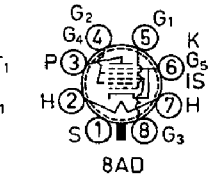

7Z

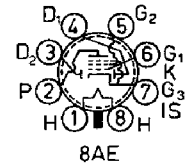

8A

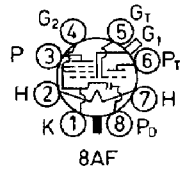

8AA

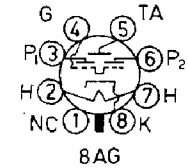

8AB

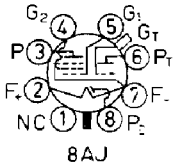

8AC

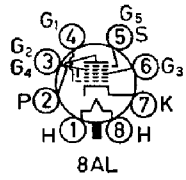

8AD

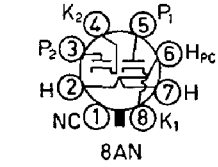

8AE

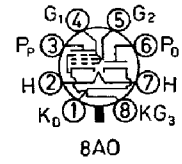

8AF

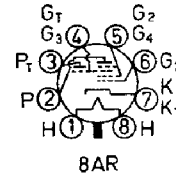

8AG

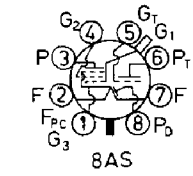

8AJ

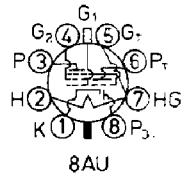

8AL

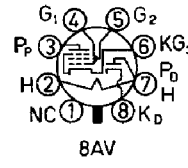

8AN

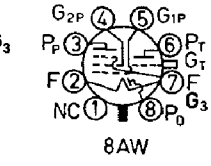

8AO

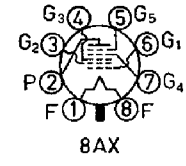

8AR

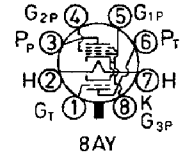

8AS

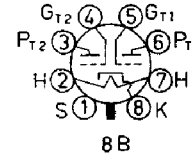

8AU

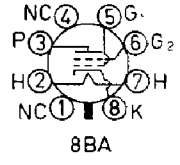

8AV

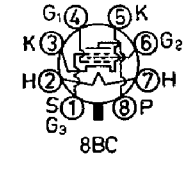

8AW

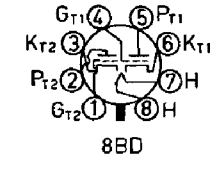

8AX

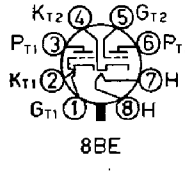

8AY

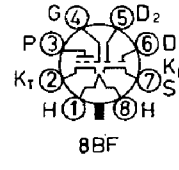

8B

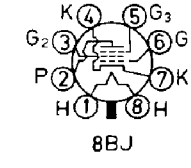

8BA

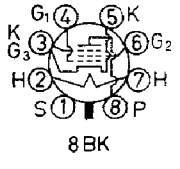

8BC

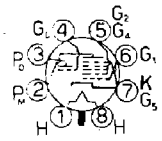

8BD

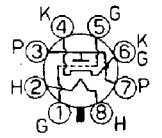

8BE

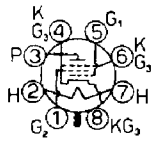

8BF

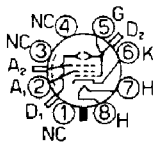

8BJ

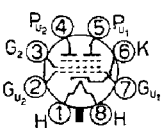

8BK

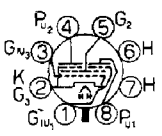

8BL

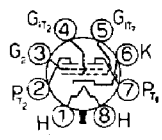

8BN

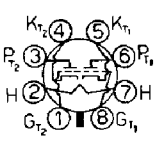

8BO

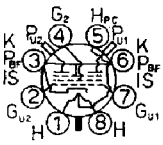

8BR

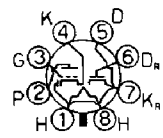

8BS

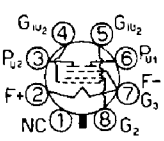

8BU

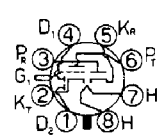

8BV

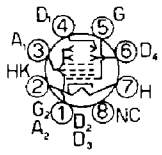

8BW

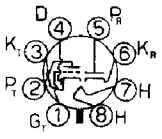

8BY


8BZ

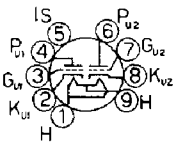

8C

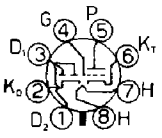

8CB

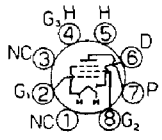

8CD

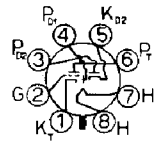

8CG

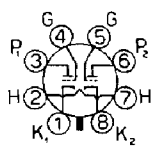

8CH

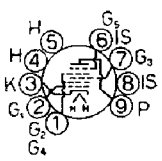

8CJ

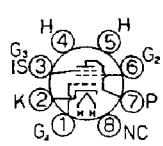

8CK

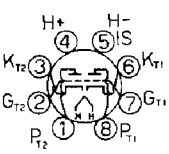

8CO

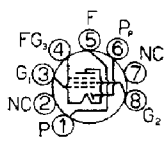

8CQ

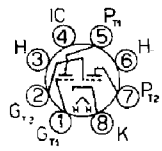

8CS

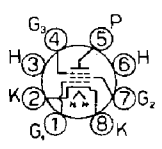

8CT

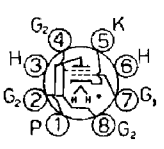

8CY

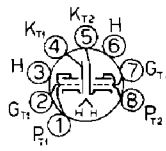

8CZ

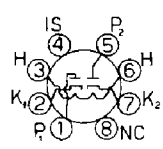

8DA

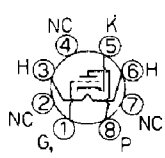

8DB

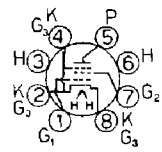

8DC

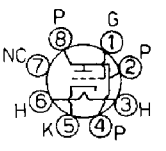

8DD

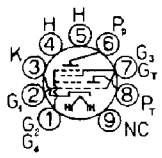

8DG

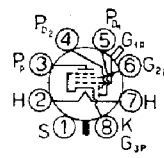

8DJ

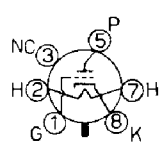

8DK

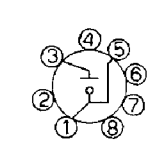

8DL

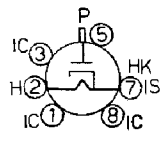

8DM

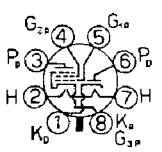

8DU

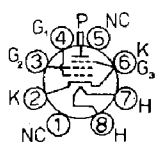

8E

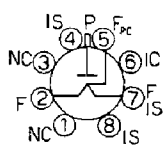

8EL

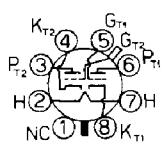

8EX

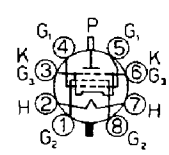

8EZ

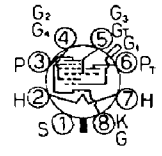

8F


8FP

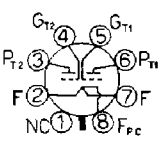

8FV

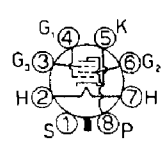

8G

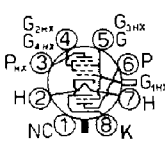

8GD

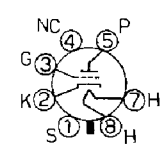

8H

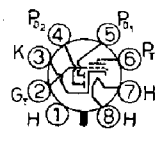

8K

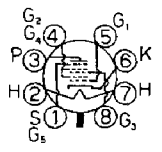

8L

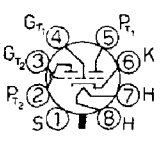

8N

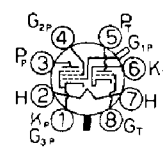

8O

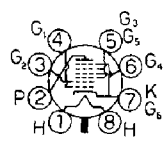

8P

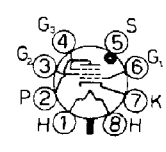

8Q

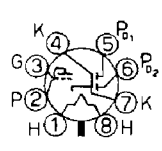

8R

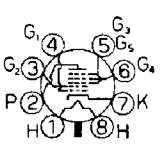

8S

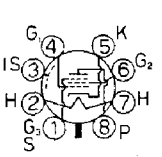

8T

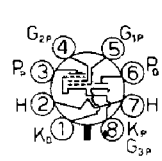

8U

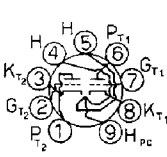

8V

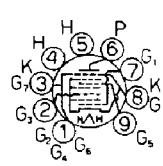

8W

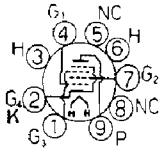

8X

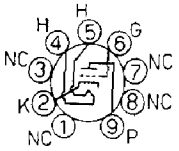

8Y

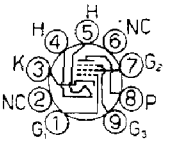

8Z

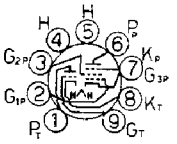

9A

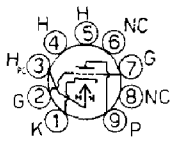

9AA

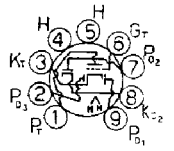

9AB

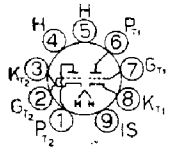

9AC

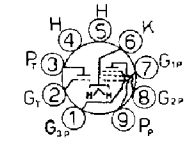

9AD

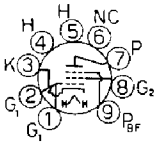

9AE

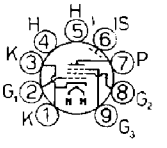

9AG

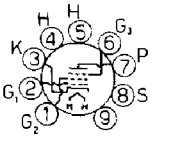

9AH

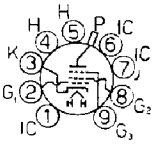

9AJ

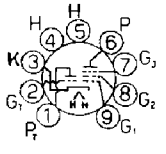

9AK

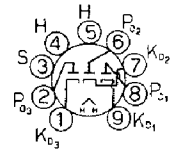

9AM

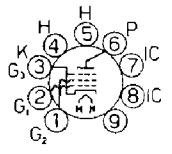

9AQ

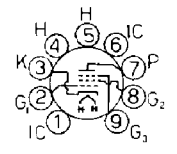

9AR

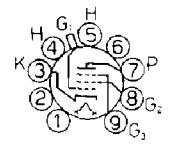

9AS

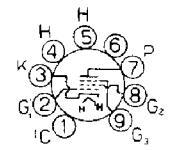

9AT

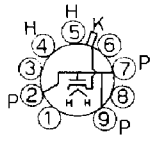

9AX

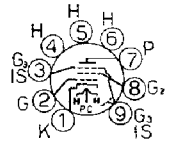

9AZ

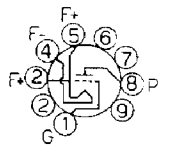

9BA

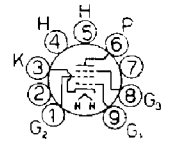

9BB

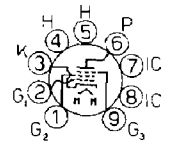

9BC

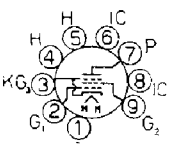

9BD

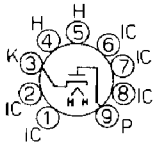

9BF

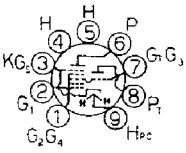

9BG

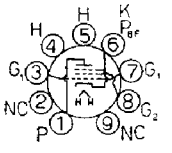

9BJ

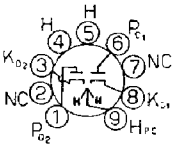

9BK

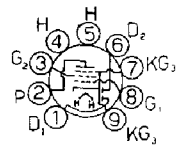

9BL

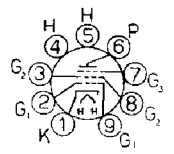

9BM

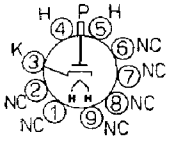

9BP

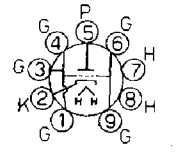

9BQ

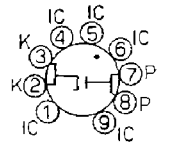

9BS

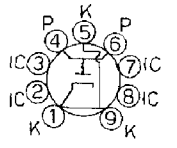

9BU

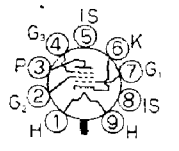

9BV

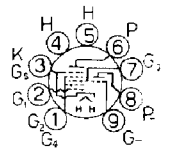

9BW

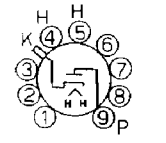

9BX

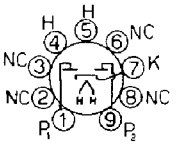

9BY

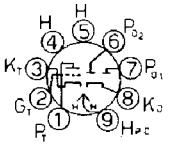

9BZ

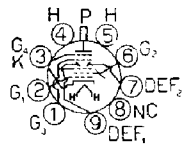

9C

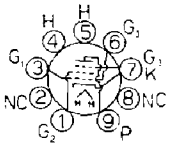

9CA

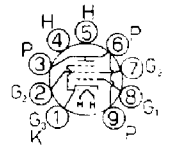

9CB

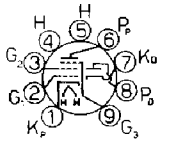

9CD

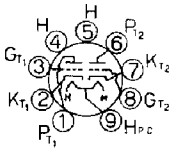

9CF

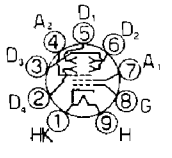

9CG

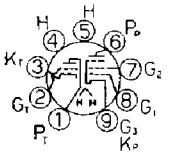

9CK

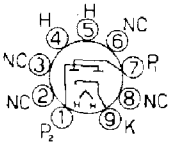

9CT

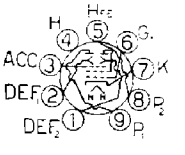

9CY

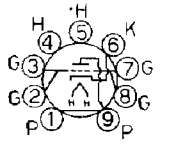

9CZ

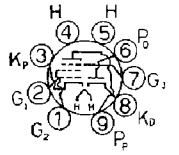

9D


9DA

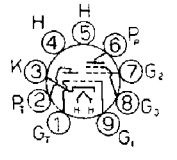

9DJ

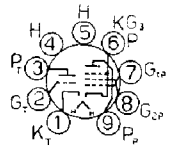

9DP

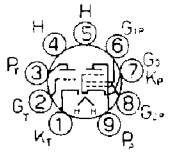

9DR

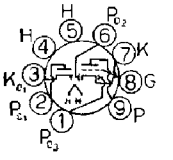

9DS

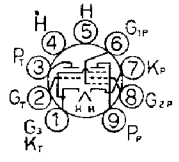

9DT

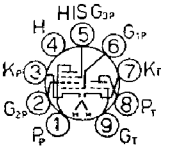

9DW

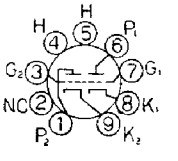

9DX

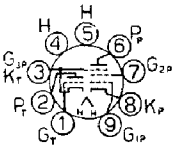

9DZ

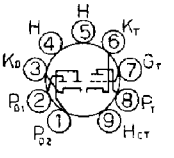

9E

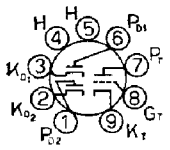

9EC

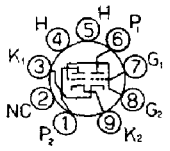

9ED

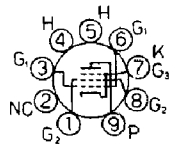

9EF

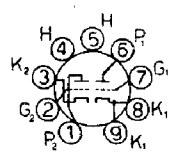

9EG

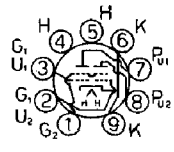

9EN

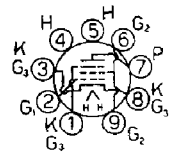

9ER

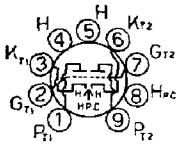

9ES

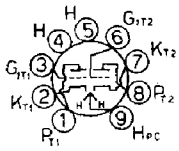

9EU

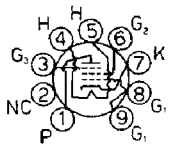

9EW

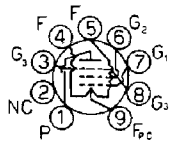

9F

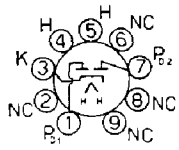

9G

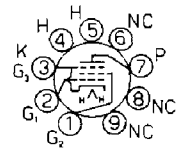

9H

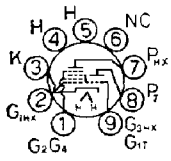

9J

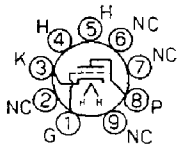

9K

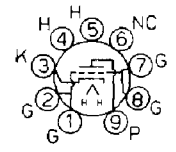

9L

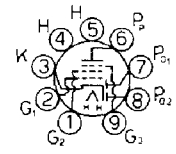

9M

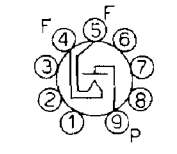

9N

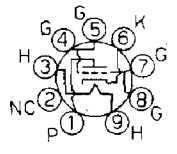

9Q

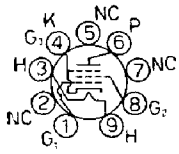

9R

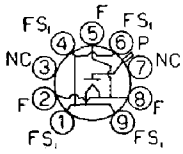

9S

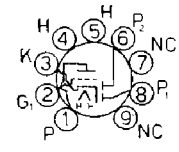

9T

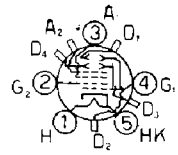

9U

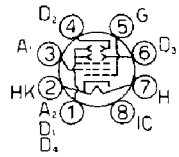

9V

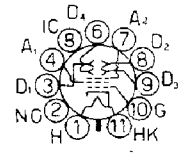

9X

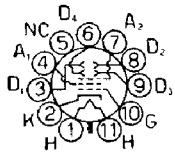

9Y

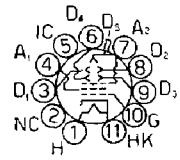

9Z

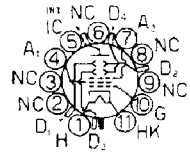

912

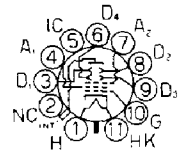

913

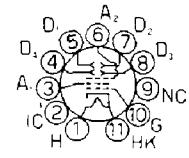

11A

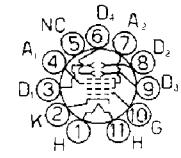

11B

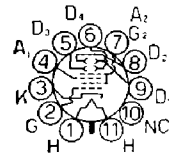

11C

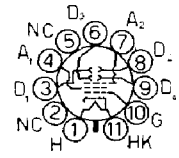

11E


11F

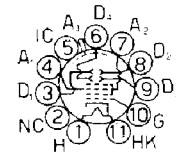

11J

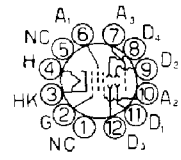

11L

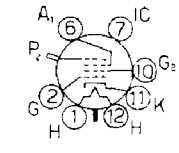

11M

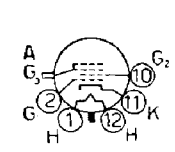

11N

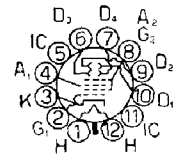

11S

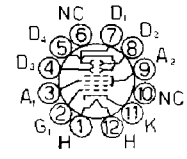

11T

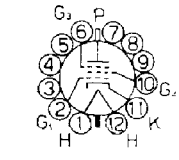

12A

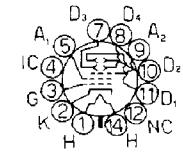

12C

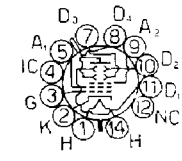

12D

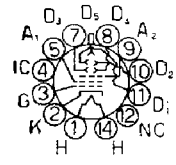

12E

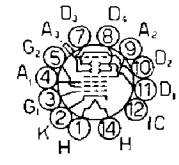

12F

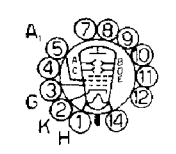

12J

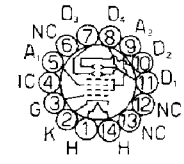

14A

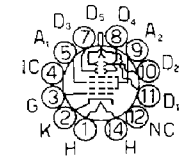

14B

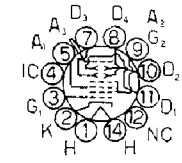

14C

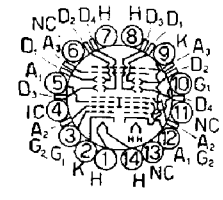

14E

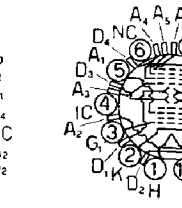

14F

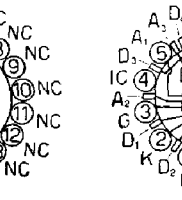

14G

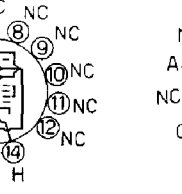

14H

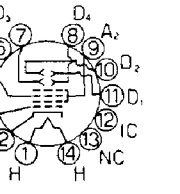

14J


14K


14P


14Q


14R


14S

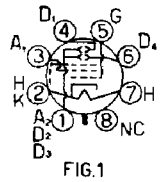


FIG.1

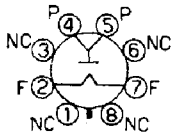


FIG.4

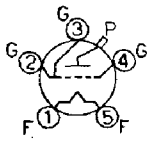


FIG.5

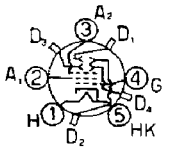


FIG.6

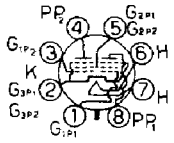


FIG.7

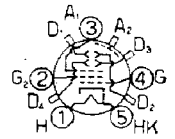


FIG.8

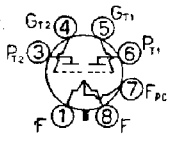


FIG.9

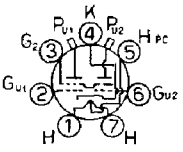


FIG.10

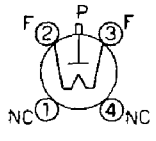


FIG.11

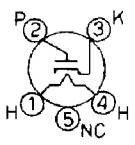


FIG.15

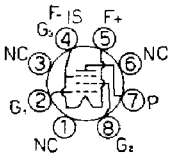


FIG.16

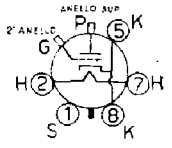


FIG.17

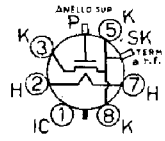


FIG.18

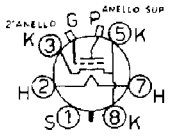


FIG.19

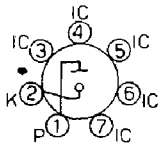


FIG.20

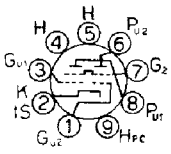


FIG.21

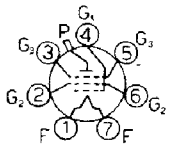


FIG.22

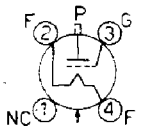


FIG.26

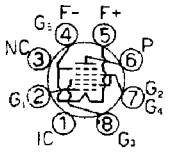


FIG.27

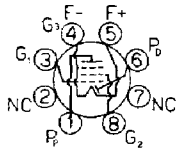


FIG.28

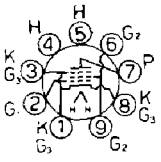


FIG.29

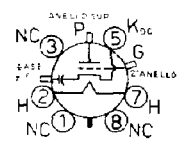


FIG.30

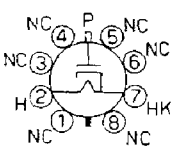


FIG.31

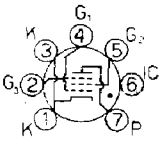


FIG.33

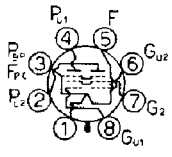


FIG.34

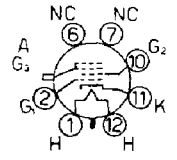


FIG.35

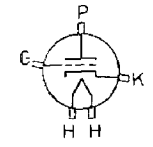


FIG.36

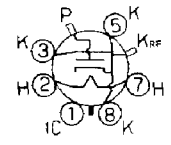


FIG.37

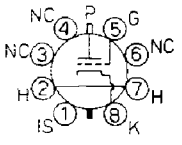


FIG.38

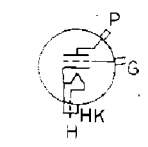


FIG.39

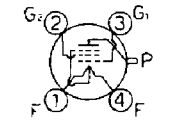


FIG.40

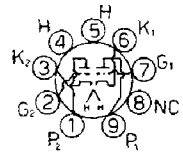


FIG.41

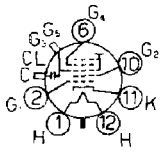


FIG.42

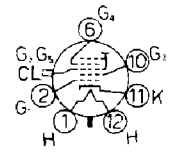


FIG.43

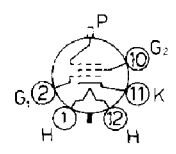


FIG.44

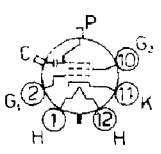


FIG.45

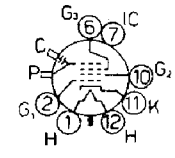


FIG.46

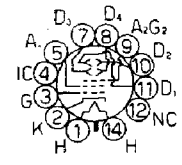


FIG.47

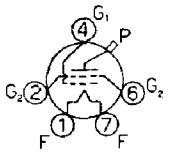


FIG.48

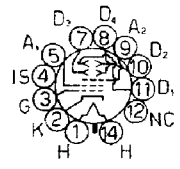


FIG.49

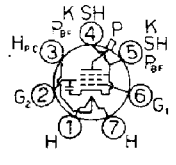


FIG.50

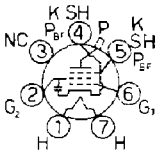


FIG.51

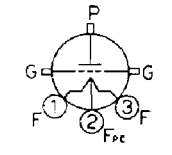


FIG.52

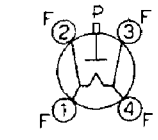


FIG.53

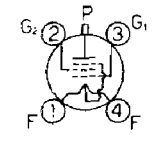


FIG.54

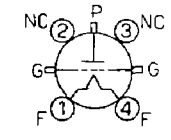


FIG.56

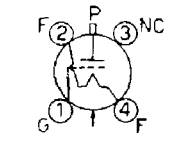


FIG.57

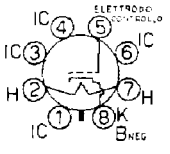


FIG.58

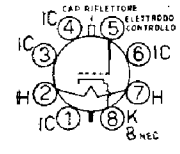


FIG.59

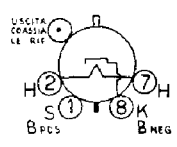


FIG.60

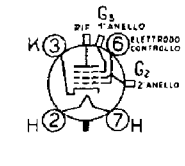


FIG.61

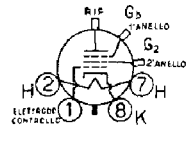


FIG.62

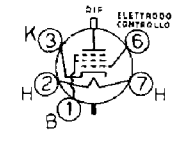


FIG.63

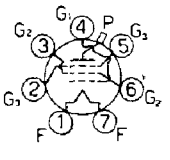


FIG.64

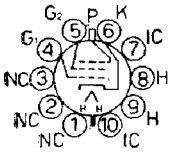


FIG.65

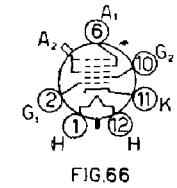


FIG.66

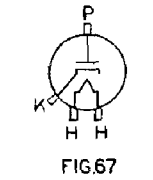


FIG.67

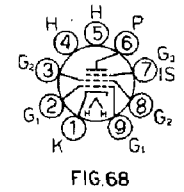


FIG.68

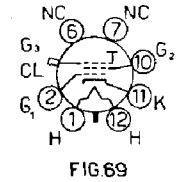


FIG.69

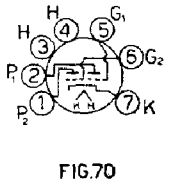


FIG.70

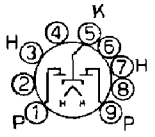


FIG.71

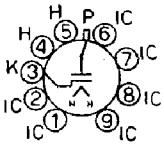


FIG.72

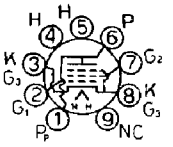


FIG.73

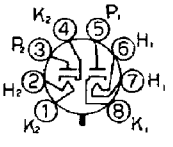
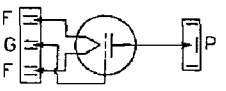
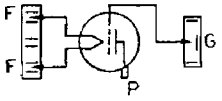
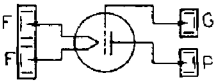
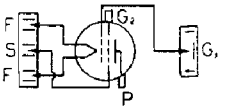


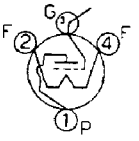
FIG.74

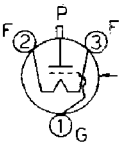

T-1A

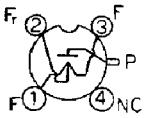

T-1AA

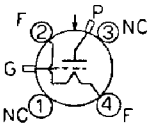

T-1AB

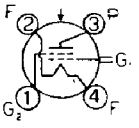

T-1B

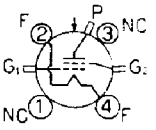

T-2A

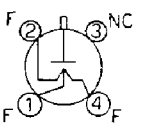

T-2AA

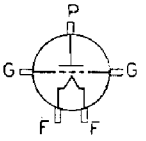

T-3AA

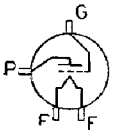

T-3AC

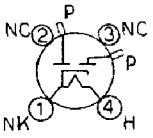

T-3B

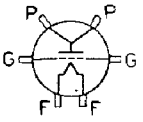

T-3BC

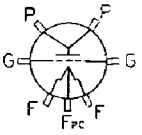

T-4A

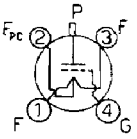

T-4AD

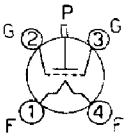

T-4AF

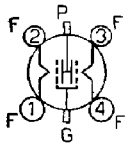

T-4AG

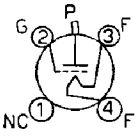

T-4B

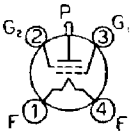

T-4BB

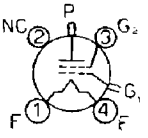

T-4BD

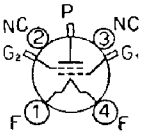

T-4BE

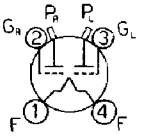

T-4BF

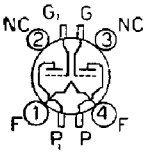

T-4BG

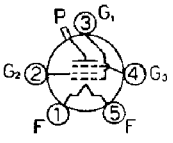

T-4C

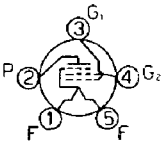

T-4CB

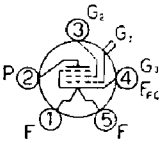

T-4CE

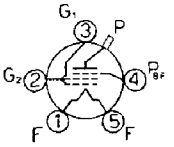

T-4D

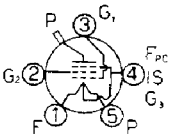

T-4DB

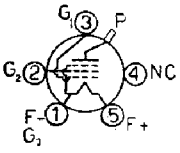

T-5C

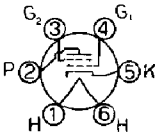

T-5CA

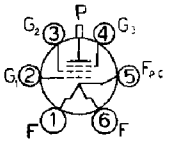

T-5CB

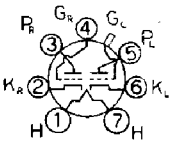

T-5D

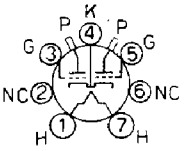

T-5DB

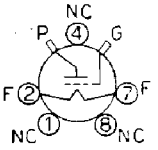

T-5DC


T-6B

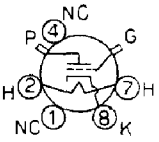

T-6C

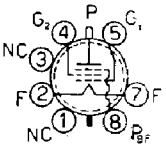

T-7DA

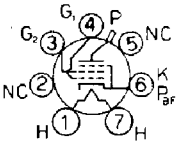

T-7DC

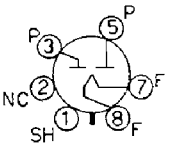

T-8AC

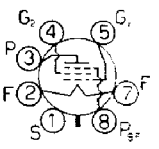

T-8AD

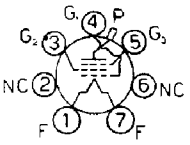

T-8AG

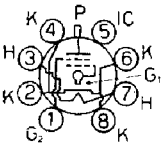

T-8DB


T-9E


T-9G


T-9H


T-9I


T-9J

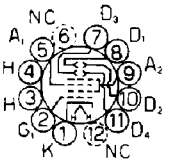

VCR139A

TABELLA I. - TRIODI TRASMITTENTI

Tipo	Massima dissipazione anodica Watt	Catodo			Massima Tensione anodica	Massima corrente anodica mA	Massima corrente griglia mA	Fattore amplificaz.	Capacità intereltr. (μμF)			Freq. massima lavoro a carat. massima MHz	Caratteristiche di lavoro tipiche	Tensione anodica	Tensione griglia	Corrente anodica mA	Corrente cont. di griglia mA	Potenza appross. eccit. griglia Watt	Res. carico anodo-anodo in classe B Ohm	Potenza appross. di uscita Watt	Zoccolo	Connessioni allo zoccolo
		Tipo	Volt	Amp.					Griglia verso catodo	Griglia verso anodo	Anodo verso catodo											
958-A	0,6	dir.	1.25	0.1	135	7	1.0	12	0.6	2.6	0.8	500	Amp. classe C - oscillatore	135	— 20	7	1.0	0.035	—	0.6	A.	5BD
3B7 [2]	—	dir.	1.4 2.8	0.22 0.11	180	25	—	20	1.4	2.6	2.6	125	Amp. classe C (Telegrafia)	180	0	25	—	—	—	2.8	O.	7AP
6J6 [2]	1.5	ind.	6.3	0.45	300	30	16	32	2.2	1.6	0.4	250	Amp. classe C (Telegrafia) [2]	150	— 10	30	16	0.35	—	3.5	B.	7BF
9002	1.6	ind.	6.3	0.15	250	8	2.0	25	1.2	1.4	1.1	250	Amp. classe C - oscillatore	180	— 35	7	1.5	—	—	0.5	B.	7TM
955	1.6	ind.	6.3	0.15	180	8	2.0	25	1.0	1.4	0.6	250	Amp. classe C - oscillatore	180	— 35	7	1.5	—	—	0.5	A.	5BC
HY114B	1.8	dir.	1.4	0.155	180	12	3.0	13	1.0	1.3	1.0	300	Amp. classe C - oscillatore Amp. classe C (Telefonia)	180 180	— 30 — 35	12 12	2.0 2.5	0.2 0.3	— —	1.4 [3] 1.4 [3]	O.	2T
3A5 [2]	2.0	dir. dir.	2.8 1.4	0.11 0.22	150	30	5.0	15	0.9	3.2	1.0	40	Amp. classe C - oscillatore [2]	150	— 35	30	5.0	0.2	—	2.2	B.	7BC
6F4	2.0	ind.	6.3	0.225	150	20	8.0	17	2.0	1.9	0.6	500	Amp. classe C - oscillatore	150	— 15 550* 2000 [4]	20	7.5	0.2	— —	1.8	A.	7BR
12AU7 [2]	2.75 [6]	ind.	6.3	0.3	350	12 [6]	3.5 [6]	18	1.5	1.5	0.5	54	Amp. classe C - oscillatore [2]	350	—100	24	7	—	—	6.0	B.	9A
6N4	3.0	ind.	6.3	0.2	180	12	—	32	3.1	2.35	0.55	500	Amp. classe C - oscillatore	180	—	—	—	—	—	—	B.	7CA
6026	3.0	ind.	6.3	0.2	150	30	10	24	2.2	1.3	0.38	400	Oscillatore classe C - 400 MHz	135	1300 [4]	20	9.5	—	—	1.25	N.	—
HY615 HY-E1148	3.5	ind.	6.3	0.175	300	20	4.0	20	1.4	1.6	1.2	300	Amp. classe C - oscillatore Amp. classe C (Telefonia)	300 300	— 35 — 35	20 20	2.0 3.0	0.4 0.8	— —	4.0 [3] 3.5 [3]	O.	T8AG
6C4	5.0	ind.	6.3	0.15	350	25	8.0	18	1.8	1.6	1.3	54	Amp. classe C - oscillatore	300	— 27	25	7.0	0.35	—	5.5	B.	6BG
2C36	5	ind.	6.3	0.4	1500 [5]	—	—	25	1.4	2.4	0.36	1200	Oscill. a 1000 MHz a impulsi	1000 [5]	0	900 [5]	—	—	—	200 [5]	N.	fig. 36
2C37 5766 5767	5	ind.	6.3	0.4	350	—	—	25	1.4	1.85	0.02	3300	Oscillatore a 1000 MHz	150	3000 [4]	15	3.6	—	—	0.5	N.	fig. 36
5764	5	ind.	6.3	0.4	1500 [5]	11.5	—	25	1.4	1.85	0.02	3300	Oscill. a 3300 MHz a impulsi	1000 [5]	0	1300 [5]	—	—	—	200 [5]	N.	fig. 36
5765	5	ind.	6.3	0.4	350	—	—	25	1.3	2.1	0.03	2900	Oscillatore a 1900 MHz	180	10000 [4]	25	—	—	—	0.225	N.	fig. 36
5675	5	ind.	6.3	0.135	165	30	8	20	2.3	1.3	0.09	3000	Oscill. con griglia a massa	120	— 8	25	4	—	—	0.05	N.	fig. 36
6N7 [2]	5.5 [6]	ind.	6.3	0.8	350	30 [6]	5.0 [6]	35	—	—	—	10	Amp. classe C - oscillatore [3, 11]	350	—100	60	10	—	—	14.5	O.	8B
5876	6.25	ind.	6.3	0.135	300	25	—	56	2.5	1.4	0.035	1700	Oscoll. con griglia a massa Moltiplicatore di frequenza	250 300	— 2 — 70	23 17.3	3 7	— —	— —	0.75 2.0	N.	fig. 36
2C40	6.5	ind.	6.3	0.75	500	25	—	36	2.1	1.3	0.05	500	Amp. classe C - oscillatore	250	— 5	20	0.3	—	—	0.075	O.	fig. 19
5556	7.0	dir.	4.5	1.1	350	40	10	8.5	4.0	8.3	3.0	6	Amp. classe C (Telegrafia) Amp. classe C (Telefonia)	350 300	— 80 —100	35 30	2 2	0.25 0.3	— —	6 4	M.	4D
5893	8.0	ind.	6.0	0.33	400	40	13	27	2.5	1.75	0.07	1000	Amp. classe C (Telegrafia) Amp. classe C (Telefonia)	350 300	— 33 — 45	35 30	13 12	2.4 2.0	— —	6.5 6.5	—	fig. 36
GL-6442	8.0	ind.	6.3	0.9	350	35	15	47	5.0	2.3	0.03	2500	Amp. classe C (Telegrafia) Amp. classe C (Telefonia)	350 275	— 50 — 50	35 35	15 15	— —	— —	— —	—	—

TABELLA I. - TRIODI TRASMITTENTI (continuazione)

Tipo	Massima dissipazione anodica Watt	Catodo			Massima Tensione anodica	Massima corrente anodica mA	Massima corrente griglia mA	Fattore amplificaz.	Capacità interelttr. (μμF)			Freq. massima lavoro a carat. massima MHz	Caratteristiche di lavoro tipiche	Tensione anodica	Tensione griglia	Corrente anodica mA	Corrente cont. di griglia mA	Potenza appross. eccit. griglia Watt	Res. carico anodo-auodo in classe B Ohm	Potenza appross. di uscita Watt	Zoccolo	Connessioni allo zoccolo
		Tipo	Volt	Amp.					Griglia verso catodo	Griglia verso anodo	Anodo verso catodo											
2C34/ RK34[2]	10	ind.	6.3	0.8	300	80	20	13	3.4	2.4	0.5	250	Amp. classe C - oscillatore [2]	300	— 36	80	20	1.8	—	16	M.	T-7DC
2C43	12	ind.	6.3	0.9	500	40	—	48	2.9	1.7	0.05	1250	Amp. classe C - oscillatore	470	—	38[7]	—	—	—	9[7]	O.	fig. 19
6263	13	ind.	6.3	0.28	400	55	25	27	2.9	1.7	0.08	500	Amp. classe C (Telegrafia)	350	— 58	40	15	3	—	10	N.	—
													Amp. classe C (Telefonia)	320	— 52	35	12	2.4	—	8		
6264	13	ind.	6.3	0.28	400	50	25	40	2.95	1.75	0.07	500	Amp. classe C (Telegrafia)	350	— 45	40	15	3	—	8	N.	—
10Y	15	dir.	7.5	1.25	450	65	15	8.0	4.1	7.0	3.0	8	Amp. classe C - oscillatore	450	—100	65	15	3.2	—	19	M.	4D
													Amp. classe C (Telefonia)	350	—100	50	12	2.2	—	12		
HY75A	15	dir.	6.3	2.6	450	90	25	9.6	1.8	2.6	1.0	175	Amp. classe C (Telegrafia)	450	—140	90	20	5.2	—	26	O.	2T
													Amp. classe C (Telefonia)	400	—140	90	20	5.2	—	21		
1608	20	dir.	2.5	2.5	425	95	25	20	8.5	9.0	3.0	45	Amp. classe C (Telegrafia)	425	— 90	95	20	3.0	—	27	M.	4D
													Amp. classe C (Telefonia)	350	— 80	85	20	3.0	—	18		
													Amp. audio classe B [7]	425	— 15	190[8]	130[9]	2.2[8]	4800	50		
801-A/801	20	dir.	7.5	1.25	600	70	15	8.0	4.5	6.0	1.5	60	Amp. classe C (Telegrafia)	600	—150	65	15	4.0	—	25	M.	4D
													Amp. classe C (Telefonia)	500	—190	55	15	4.5	—	18		
													Amp. audio classe B [7]	600	— 75	130	320[9]	3.0[8]	10000	45		
T20	20	dir.	7.5	1.75	750	85	25	20	4.9	5.1	0.7	60	Amp. classe C (Telegrafia)	750	— 85	85	18	3.6	—	44	M.	3G
													Amp. classe C (Telefonia)	750	—140	70	15	3.6	—	38		
TZ20	20	dir.	7.5	1.75	750	85	30	62	5.3	5.0	0.6	60	Amp. classe C (Telegrafia)	750	— 40	85	28	3.75	—	44	M.	3G
													Amp. classe C (Telefonia)	750	—100	70	23	4.8	—	38		
													Amp. audio classe B [7]	800	0	40/136	160[9]	1.8[8]	12000	70		
15E	20	dir.	5.5	4.2	—	—	—	25	1.4	1.15	0.3	600	Amp. classe C (Telegrafia)	Caratteristiche similari al 25T							N.	T-4AF
3-25A3 25T	25	dir.	6.3	3.0	2000	75	25	24	2.7	1.5	0.3	60	Amp. classe C - oscillatore	2000	—130	63	18	4.0	—	100	M.	3G
														1500	— 95	67	13	2.2	—	75		
														1000	— 70	72	9	1.3	—	47		
													Amp. audio classe B [7]	2000	— 80	16/80	270[9]	0.7[8]	55500	110		
3-25D3 24G	25	dir.	6.3	3.0	2000	75	25	23	2.0	1.6	0.2	150	Amp. classe C - oscillatore	2000	—170	63	17	4.5	—	100	S.	2D
														1500	—110	67	15	3.1	—	75		
									1.7	1.5	0.3			1000	— 80	72	15	2.6	—	47		
													Audio classe B [7]	2000	— 85	16/80	290[9]	1.1[8]	55500	110		
3C24	25	dir.	6.3	3.0	2000	75	7[13]	24	1.7	1.6	0.2	60	Amp. classe C (Telegrafia)	2000	—130	63	18	4	—	100	S.	2D
	17				1600	60							Amp. classe C (Telefonia)	1600	—170	53	11	3.1	—	68		
	25				2000	75							Amp. audio classe AB_2 [7]	1250	— 42	24/130	270[9]	3.4[8]	21400	112		
3C28	25	dir.	6.3	3.0	2000	75	25	23	2.1	1.8	0.1	100	Amp. classe C - oscillatore	Caratteristiche uguali al 24G							S.	fig. 56
3C34	25	dir.	6.3	3.0	2000	75	25	23	2.5	1.7	0.4	60	Amp. classe C - oscillatore	Caratteristiche uguali al 24G							S.	3G
HK24	25	dir.	6.3	3.0	2000	75	30	25	2.5	1.7	0.4	60	Amp. classe C (Telegrafia)	2000	—140	56	18	4.0	—	90	S.	3G
													Amp. classe C (Telefonia)	1500	—145	50	25	5.5	—	60		

TABELLA I. - TRIODI TRASMITTENTI (continuazione)

Tipo	Massima dissipazione anodica Watt	Catodo: Tipo	Catodo: Volt	Catodo: Amp.	Massima Tensione anodica	Massima corrente anodica mA	Massima corrente griglia mA	Fattore amplificaz.	Capacità interelttr. (μμF): Griglia verso catodo	Capacità interelttr. (μμF): Griglia verso anodo	Capacità interelttr. (μμF): Anodo verso catodo	Freq. massima lavoro a carat. massima MHz	Caratteristiche di lavoro tipiche	Tensione anodica	Tensione griglia	Corrente anodica mA	Corrente cont. di griglia mA	Potenza appross. eccit. griglia Watt	Res. carico anodo-anodo in classe B Ohm	Potenza appross. di uscita Watt	Zoccolo	Connessioni allo zoccolo
8025	30	dir.	6.3	1.92	1000	65	—	18	2.7	2.8	0.35	500	Amp. classe C (mod. griglia)	1000	—135	50	4	3.5	—	20	M.	4AQ
	20					65	20						Amp. classe C (Telefonia)	800	—105	40	10.5	1.4	—	22		
	30					80	20						Amp. classe C (Telegrafia)	1000	— 90	50	14	1.6	—	35		
HY31Z [2]	30	dir.	6.3	3.5	500	150	30	45	5.0	5.5	1.9	60	Amp. classe C (Telegrafia)	500	— 45	150	25	2.5	—	56	M.	T-4D
HY1231Z [2]			12.6	1.7									Amp. classe C (Telefonia)	400	—100	150	30	3.5	—	45		
316A	30	dir.	2.0	3.65	450	80	12	6.5	1.2	1.6	0.8	500	Amp. classe C (Telegrafia)	450	—	80	12	—	—	7.5	N.	—
VT-191													Amp. classe C (Telefonia)	400	—	80	12	—	—	6.5		
809	30	dir.	6.3	2.5	1000	125	—	50	5.7	6.7	0.9	60	Amp. classe C (Telegrafia)	1000	— 75	100	25	3.8	—	75	M.	3G
													Amp. classe C (Telefonia)	750	— 60	100	32	4.3	—	55		
													Amp. audio classe B [7]	1000	— 9	40/200	155 [9]	2.7 [8]	11600	145		
1623	30	dir.	6.3	2.5	1000	100	25	20	5.7	6.7	0.9	60	Amp. classe C - oscillatore	1000	— 90	100	20	3.1	—	75	M.	3G
													Amp. classe C (Telefonia)	750	—125	100	20	4.0	—	55		
													Amp. audio classe B	1000	— 40	30/200	230 [9]	4.2 [8]	12000	145		
8012	40	dir.	6.3	2.0	1000	80	20	18	2.7	2.8	0.35	500	Amp. classe C - oscillatore	1000	— 90	50	14	1.6	—	35	N.	T-4BB
GL-8912-A									2.7	2.5	0.4		Amp. classe C (Telefonia)	800	—105	40	10.5	1.4	—	22		
													Amp. modulato di griglia	1000	—135	50	4.0	3.5	—	20		
T40	40	dir.	7.5	2.5	1500	150	40	25	4.5	4.8	0.8	60	Amp. classe C - oscillatore	1500	—140	150	28	9.0	—	158	M.	3G
													Amp. classe C (Telefonia)	1250	—115	115	20	5.25	—	104		
TZ40	40	dir.	7.5	2.5	1500	150	45	62	4.8	5.0	0.8	60	Amp. classe C - oscillatore	1500	— 90	150	38	10	—	165	M.	3G
													Amp. classe C (Telefonia)	1250	—100	125	30	7.5	—	116		
													Amp. audio classe B [7]	1500	— 9	250 [8]	285 [9]	6.0 [8]	12000	250		
3-50A4	50	dir.	5.0	4.0	2000	150	50	39	4.1	1.8	0.3	100	Amp. classe C (Telegrafia)	2000	—135	125	45	13	—	200	M.	3G
35T													Amp. classe C (Telefonia)	1500	—150	90	40	11	—	105		
3-50D4									2.5	1.8	0.4	100	Amp. audio classe B [7]	2000	— 40	4/167	255 [9]	4.0 [8]	27500	235	M.	2D
35TG																						
HK54	50	dir.	5.0	5.0	3000	150	30	27	1.9	1.9	0.2	100	Amp. classe C (Telegrafia)	3000	—290	100	25	10	—	250	M.	2D
													Amp. classe C (Telefonia)	2500	—250	100	20	8.0	—	210		
													Amp. audio classe B [7]	2500	— 85	20/150	360 [9]	5.0	40000	275		
HK158	50	dir.	12.6	2.5	2000	200	40	25	4.7	4.6	1.0	60	Amp. classe C - oscillatore	2000	—150	125	25	6.0	—	200	M.	2D
													Amp. classe C (Telefonia)	2000	—140	105	25	5.0	—	170		
T55	55	dir.	7.5	3.0	1500	150	40	20	5.0	3.9	1.2	60	Amp. classe C (Telegrafia)	1500	—170	150	18	6.0	—	170	M.	3G
													Amp. classe C (Telefonia)	1500	—195	125	15	5.0	—	145		
811	55	dir.	6.3	4.0	1500	150	50	160	5.5	5.5	0.6	60	Amp. classe C (Telegrafia)	1500	—113	150	35	8.0	—	170	M.	3G
													Amp. classe C (Telefonia)	1250	—125	125	50	11	—	120		
													Amp. audio classe B [7]	1500	— 9	20/200	150 [9]	3.0 [8]	17600	220		
812	55	dir.	6.3	4.0	1500	150	35	29	5.3	5.3	0.8	60	Amp. classe C (Telegrafia)	1500	—175	150	25	6.5	—	170	M.	3G
													Amp. classe C (Telefonia)	1250	—125	125	25	6.0	—	120		
													Amp. audio classe B [7]	1500	— 45	50/200	232 [9]	4.7 [8]	18000	220		

TABELLA I. - TRIODI TRASMITTENTI (continuazione)

Tipo	Massima dissipazione anodica Watt	Catodo			Massima Tensione anodica	Massima corrente anodica mA	Massima corrente griglia mA	Fattore amplificaz.	Capacità interelttr. (μμF)			Freq. massima lavoro a carat. massima MHz	Caratteristiche di lavoro tipiche	Tensione anodica	Tensione griglia	Corrente anodica mA	Corrente cont. di griglia mA	Potenza appross. eccit. griglia Watt	Res. carico anodo-anodo in classe B Ohm	Potenza appross. di uscita Watt	Zoccolo	Connessioni Zoccolo
		Tipo	Volt	Amp.					Griglia verso catodo	Griglia verso anodo	Anodo verso catodo											
T-60	60	dir.	10	2.5	1600	150	50	20	5.5	5.2	2.5	60	Amp. classe C - oscillatore	1500	—150	150	50	9.0	—	100	M.	2D
826	55	dir.	7.5	4.0	1000	140	40	31	3.0	2.9	1.1	250	Amp. classe C - oscillatore	1000	— 70	130	35	5.8	—	90	N.	7BO
													Amp. classe C (Telefonia)	1000	—160	95	40	11.5	—	70		
													Amp. modulato di griglia	1000	—125	65	9.5	8.2	—	25		
830B 930B	60	dir.	10	2.0	1000	150	30	25	5.0	11	1.8	15	Amp. classe C - oscillatore	1000	—110	140	30	7.0	—	90	M.	3G
													Amp. classe C (Telefonia)	800	—150	95	20	5.0	—	50		
													Amp. audio classe B [7]	1000	— 35	20/280	270[9]	6.0[8]	7600	175		
811-A	65	dir.	6.3	4.0	1500	175	50	160	5.9	5.6	0.7	60	Amp. classe C (Telegrafia)	1500	— 70	173	40	7.1	—	200	M.	3G
													Amp. classe C (Telefonia)	1250	—120	140	45	10.0	—	135		
													Amp. audio classe B [7]	1500	— 4.5	32/313	170[9]	4.4[8]	12400	340		
812-A	65	dir.	6.3	4.0	1500	175	35	29	5.4	5.5	0.77	60	Amp. classe C (Telegrafia)	1500	—120	173	30	6.5	—	190	M.	3G
													Amp. classe C (Telefonia)	1250	—115	140	35	7.6	—	130		
													Amp. audio classe B [7]	1500	— 48	28/310	270[9]	5.0	13200	340		
5514	65	dir.	7.5	3.0	1500	175	60	145	7.8	7.9	1.0	60	Amp. classe C (Telegrafia)	1500	—106	175	60	12	—	200	M.	4BO
													Amp. classe C (Telefonia)	1250	— 84	142	60	10	—	135		
													Amp. audio classe B	1500	— 4.5	350[6]	88[8]	6.5[8]	10500	400		
3-75A3 75TH	75	dir.	5.0	6.25	3000	225	40	20	2.7	2.3	0.3	40	Amp. classe C (Telegrafia)	2000	—200	150	32	10	—	225	M.	2D
													Amp. classe C (Telefonia)	2000	—300	110	15	6	—	170		
													Amp. audio classe B [7]	2000	— 90	50/225	350[9]	3[8]	19300	300		
3-75A2 75TL	75	dir.	5.0	6.25	3000	225	35	12	2.6	2.4	0.4	40	Amp. classe C (Telegrafia)	2000	—300	150	21	8	—	225	M.	2D
													Amp. classe C (Telefonia)	2000	—500	130	20	14	—	210		
													Amp. audio classe B [7]	2000	—190	50/250	600[9]	5[8]	18000	350		
HF-60	75	dir.	10	2.5	1600	160	—	28	5.4	5.2	1.5	30	Amp. classe C (Telegrafia)	1600	—190	158	12	3.5	—	200	M.	2D
													Amp. classe C (Telefonia)	1250	—190	113	8	2.5	—	110		
													Amp. audio classe B [7]	1600	— 75	50/248	310[9]	3.0	13800	262		
HF75	75	dir.	10	3.25	2000	120	—	12.5	—	2.0	—	75	Amp. classe C - oscillatore	2000	—	120	—	—	—	150	M.	2D
8005	85	dir.	10	3.25	1500	200	45	20	6.4	5.0	1.0	60	Amp. classe C (Telegrafia)	1500	—130	200	32	7.5	—	220	M.	3G
													Amp. classe C (Telefonia)	1250	—195	190	28	9.0	—	170		
													Amp. audio classe B [7]	1500	— 70	40/310	310[9]	4.0	10000	300		
V-70-D	85	dir.	7.5	3.25	1750	200	45	—	4.5	4.5	1.7	30	Amp. classe C (Telegrafia)	1750	—100	170	19	3.9	—	225	M.	3G
														1500	— 90	165	19	3.9	—	195		
													Amp. classe C (Telefonia)	1500	— 90	165	19	3.7	—	185		
														1250	— 72	127	16	2.6	—	122		
S-100A4 100TH	100	dir.	5.0	6.3	3000	225	60	40	2.9	2.0	0.4	40	Amp. classe C (Telegrafia)	3000	—200	165	51	18	—	400	M.	2D
													Amp. classe C (Telefonia)									
													Amp. audio classe B [7]	3000	— 65	40/215	335[9]	5.0[8]	31000	650		

TABELLA I. - TRIODI TRASMITTENTI (continuazione)

Tipo	Massima dissipazione anodica Watt	Catodo: Tipo	Catodo: Volt	Catodo: Amp.	Massima Tensione anodica	Massima corrente anodica mA	Massima corrente griglia mA	Fattore amplificaz.	Capacità intereittr. (μμF): Griglia verso catodo	Capacità intereittr. (μμF): Griglia verso anodo	Capacità intereittr. (μμF): Anodo verso catodo	Freq. massima lavoro a carat. massima MHz	Caratteristiche di lavoro tipiche	Tensione anodica	Tensione griglia	Corrente anodica mA	Corrente cont. di griglia mA	Potenza appross. eccit. griglia Watt	Res. carico anodo-anodo in classe B Ohm	Potenza appross. di uscita Watt	Zoccolo	Connessioni allo zoccolo
3-100A2 100TL	100	dir.	5.0	6.3	3000	225	50	14	2.3	2.0	0.4	40	Amp. classe C (Telegrafia) Amp. classe C (Telefonia) Amp. modulato di griglia Amp. audio classe B [7]	3000 3000 3000 3000	—400 —560 —185	165 60 40/215	30 2.0 640[9]	20 7.0 6.0[8]	— — 30000	400 90 450	M.	2D
VT127A	100	dir.	5.0	10.4	3000	—	—	15.5	2.7	2.3	0.35	150	Amp. classe C (Telegrafia) Amp. audio classe B [7]	2000 1500	—340 —125	210 242	67 44	25 7.3	— 3000	315 200	N.	T-4B
HK254	100	dir.	5.0	7.5	4000	200	40	25	3.3	3.4	1.1	50	Amp. classe C (Telegrafia) Amp. classe C (Telefonia) Amp. modulato di griglia Amp. audio classe B [7]	4000 3000 3000 3000	—380 —290 — —100	120 135 51 40/240	35 40 3.0 456[9]	20 23 4.0 70[8]	— — — 30000	475 320 58 520	J.	2N
HF120	100	dir.	10	3.25	1250	175	50	12	5.5	12.5	3.5	15	Amp. classe C - oscillatore	1250	—300	166	8	3.5	—	148	J.	4F
HF125	100	dir.	10	3.25	1500	175	—	25	—	11.5	—	30	Amp. classe C - oscillatore	1500	—	175	—	—	—	200	J.	—
HF140	100	dir.	10	3.25	1250	175	—	12	5.5	13.0	4.5	15	Amp. classe C - oscillatore	1250	—300	166	8	3.5	—	148	J.	4F
203A 303A	100	dir.	10	3.25	1250	175	60	25	6.5	14.5	5.5	15	Amp. classe C (Telegrafia) Amp. classe C (Telefonia) Amp. audio classe B [7]	1250 1000 1250	—125 —135 — 45	150 150 26/320	25 50 330[9]	7.0 14 11[8]	— — 9000	130 100 260	J.	4E
211 311	100	dir.	10	3.25	1250	175	50	12	6.0 6.0	14.5 9.25	5.5 5.0	15	Amp. classe C (Telegrafia) Amp. classe C (Telefonia) Amp. audio classe B [7]	1250 1000 1250	—225 —260 —100	150 150 20/320	18 35 410[9]	7.0 14 8.0[8]	— — 9000	130 100 260	J.	4E
254	100	dir.	5	7.5	4000	225	60	25	2.5	2.7	0.4	—	Amp. classe C (Telegrafia) Amp. classe C (Telefonia) Amp. audio classe B [7]	3000 2500 2500	—245 —360 — 80	165 168 40/240	40 40 460[9]	18 23 25	— — 25200	400 335 420	J.	2N
838 938	100	dir.	10	3.25	1250	175	70	—	6.5	8.0	5.0	30	Amp. classe C (Telegrafia) Amp. classe C (Telefonia) Amp. audio classe B	1250 1000 1250	— 90 —135 0	150 150 148/320	30 60 200[9]	6.0 16 7.5[8]	— — 9000	130 100 260	J.	4E
8003	100	dir.	10	3.25	1500	250	50	12	5.8	11.7	3.4	30	Amp. classe C - oscillatore Amp. classe C (Telefonia) Amp. audio classe B [7]	1350 1100 1350	—180 —260 —100	245 200 40/490	35 40 480[9]	11 15 10.5[8]	— — 6000	250 167 460	J.	3N
3X100A11 2C39	100	dir.	6.3	1.1	1000	60	40	100	6.5	1.95	0.03	500	Circuito « a griglia isolata »	600	— 35	60	40	5.0	—	20	N.	—
GL2C39A GL2C39B	100[15] 70[15]	dir.	6.3	1.0	1000	125[14]	50	100	7.0 6.5	1.9 1.9	0.035 0.035	500	Oscillatore classe C Amp. classe C (Telefonia)	9000 600	— 40 —150	90 100[14]	30 50	— —	— —	40 —	N.	—
3C22	125	dir.	6.3	2.0	1000	150	70	40	4.9	2.4	0.05	500	Amp. classe C - oscillatore	1000	—200	150	70	—	—	65	O.	fig. 30
HF130	125	dir.	10	3.25	1250	210	—	12.5	5.5	9.0	3.5	20	Amp. classe C - oscillatore	1250	—250	200	10	3.5	—	170	J.	—
HF150	125	dir.	10	3.25	1500	210	—	12.5	5.5	7.2	1.9	30	Amp. classe C - oscillatore	1500	—300	200	10	4	—	220	J.	—
GL146	125	dir.	10	3.25	1500	200	60	75	7.2	9.2	3.9	15	Amp. classe C - oscillatore Amp. classe C (Telefonia) Amp. audio classe B [7]	1250 1000 1250	—150 —200 0	180 160 34/320	30 40 —	— — —	— — 8400	150 100 250	J.	T-4BG

TABELLA I. - TRIODI TRASMITTENTI (continuazione)

Tipo	Massima dissipazione anodica Watt	Catodo			Massima Tensione anodica	Massima corrente anodica mA	Massima corrente griglia mA	Fattore amplificaz.	Capacità intereltr. (μμF)			Freq. massima lavoro a carat. massima MHz	Caratteristiche di lavoro tipiche	Tensione anodica	Tensione griglia	Corrente anodica mA	Corrente cont. di griglia mA	Potenza appross. eccit. griglia Watt	Res. carico anodo-anodo in classe B Ohm	Potenza appross. di uscita Watt	Zoccolo	Connessioni allo zoccolo
		Tipo	Volt	Amp.					Griglia verso catodo	Griglia verso anodo	Anodo verso catodo											
GL152	125	dir.	10	3.25	1500	200	60	25	7.0	8.8	4.0	15	Amp. classe C - oscillatore	1250	—150	180	30	—	—	150	J.	T-4BG
													Amp. classe C (Telefonia)	1000	—200	160	30	—	—	100		
													Amp. audio classe B [7]	1250	— 40	16/320	—	—	8400	250		
805	125	dir.	10	3.25	1500	210	70	40/60	8.5	6.5	10.5	30	Amp. classe C (Telegrafia)	1500	—105	200	40	8.5	—	215	J.	3N
													Amp. classe C (Telefonia)	1250	—160	160	60	16	—	140		
													Amp. audio classe B [7]	1500	— 16	84/400	280[9]	7.0[8]	8200	370		
AX9900/ 5866 [12]	135	dir.	6.3	5.4	2500	200	40	25	5.8	5.5	0.1	150	Amp. classe C (Telegrafia)	2500	—200	200	40	16	—	390	N.	fig. 5
													Amp. classe C (Telefonia)	2000	—225	127	40	16	—	204		
													Amp. audio classe B [7]	2500	— 90	80/330	350[9]	14[8]	15680	560		
3-150A3 152TH	150	dir.	5/10	12.5 6.25	3000	450	85	20	5.7	4.8	0.4	40	Amp. classe C (Telegrafia)	3000	—300	250	70	27	—	600	J.	4BC
													Amp. classe C (Telefonia)	2500	—350	200	30	15	—	490		
													Amp. audio classe B [7]	2500	—125	40/340	390[9]	16[8]	17000	600		
3-150A2 152TL	150	dir.	5/10	12.5 6.25	3000	450	75	12	4.5	4.4	0.7	40	Amp. classe C (Telegrafia)	3000	—400	250	40	20	—	600	J.	4BC
													Amp. audio classe B [7]	3000	—260	65/335	675[9]	3.0[8]	20400	700		
HK252-L	150	dir.	5/10	13/6.5	3000	500	75	10	7.0	5.0	0.4	125	Amp. classe C - oscillatore	3000	—400	250	30	15	—	610	N.	4BC
													Amp. classe C (Telefonia)	2500	—350	250	35	16	—	500		
DR200 HF200 HV18	150	dir.	10-11	3.4	2500	200	50	18	5.2	5.8	1.2	20	Amp. classe C (Telegrafia)	2500	—300	200	18	8.0	—	380	J.	2N
													Amp. classe C (Telefonia)	2000	—350	160	20	9.0	—	250		
													Amp. audio classe B [7]	2500	—130	60/360	460[9]	8.0[8]	16000	600		
HF201A	150	dir.	10-11	4.0	2500	200	50	18	8.8	7.0	1.2	30	Amp. classe C (Telegrafia)	2500	—300	200	18	8	—	380	J.	fig. 26
													Amp. classe C (Telefonia)	2000	—350	160	20	9	—	250		
													Amp. audio classe B [7]	2500	—130	60/360	460[9]	8[8]	16000	600		
HF250	150	dir.	10.5	4.0	2500	200	—	18	—	5.8	—	20	Amp. classe C - oscillatore	2500	—	200	—	—	—	375	J.	2N
HK354 HK354C	150	dir.	5.0	10	4000	300	50	14	4.5	3.8	1.1	30	Amp. classe C (Telegrafia)	4000	—690	245	50	48	—	830	J.	2N
													Amp. classe C (Telefonia)	3000	—550	210	50	35	—	525		
													Amp. modulato di griglia	3000	—400	78	3.0	12	—	85		
													Amp. audio classe B [7]	3000	—205	65/313	630[9]	20[8]	22000	665		
HK354D	150	dir.	5.0	10	4000	300	55	22	4.5	3.8	1.1	30	Amp. classe C (Telegrafia)	3500	—490	240	50	38	—	690	J.	2N
													Amp. classe C (Telefonia)	3500	—425	210	55	36	—	525		
HK354E	150	dir.	5.0	10	4000	300	60	35	4.5	3.8	1.1	30	Amp. classe C (Telegrafia)	3500	—448	240	60	45	—	690	J.	2N
													Amp. classe C (Telefonia)	3000	—437	210	60	45	—	525		
HK354F	150	dir.	5.0	10	4000	300	75	50	4.5	3.8	1.1	30	Amp. classe C (Telegrafia)	3500	—368	250	75	50	—	720	J.	2N
													Amp. classe C (Telefonia)	3000	—312	210	75	45	—	525		
810	175	dir.	10	4.5	2500	300	75	36	8.7	4.8	12	30	Amp. classe C (Telegrafia)	2500	—180	300	60	19	—	575	J.	2N
													Amp. classe C (Telefonia)	2000	—350	250	70	35	—	380		
													Amp. modulato di griglia	2250	—140	100	2.0	4.0	—	75		
													Amp. audio classe B [7]	2250	— 60	70/450	380[9]	13[8]	11600	725		

TABELLA I. - TRIODI TRASMITTENTI (continuazione)

Tipo	Massima dissipazione anodica Watt	Catodo			Massima Tensione anodica	Massima corrente anodica mA	Massima corrente griglia mA	Fattore amplificaz.	Capacità intereltr. (μμF)			Freq. massima lavoro a carat. massima MHz	Caratteristiche di lavoro tipiche	Tensione anodica	Tensione griglia	Corrente anodica mA	Corrente cont. di griglia mA	Potenza appross. eccit. griglia Watt	Res. carico anodo-anodo in classe B Ohm	Potenza appross. di uscita Watt	Zoccolo	Connessioni allo zoccolo
		Tipo	Volt	Amp.					Griglia verso catodo	Griglia verso anodo	Anodo verso catodo											
8000	175	dir.	10	4.5	2500	300	45	16.5	5.0	6.4	3.3	30	Amp. classe C - oscillatore	2500	—240	300	40	18	—	575	J.	2N
													Amp. classe C (Telefonia)	2000	—370	250	37	20	—	380		
													Amp. modulato di griglia	2250	—265	100	0	2.5	—	75		
													Amp. audio classe B [7]	2250	—130	65/450	560[9]	7.9[8]	12000	725		
GL-5C24	160	dir.	10	5.2	1750	107	—	8	5.6	8.8	3.3	—	Amp. audio classe B	1500	—155	107	—	—	8200[5]	55	N.	fig. 26
													Amp. audio classe AB_1	1750	—200	320[8]	390[9]	—	8000	240		
T200	200	dir.	10	5.75	2500	350	80	16	9.5	7.9	1.6	30	Amp. classe C (Telegrafia)	2500	—280	350	54	25	—	685	J.	2N
													Amp. classe C (Telefonia)	2000	—260	300	54	23	—	460		
592/[15] 3-200A3	200	dir.	10	5.0	3500	250	25[13]	25	3.6	3.3	0.29	150	Amp. classe C (Telegrafia)	3500	—270	228	30	15	—	600	N.	fig. 52
	130				2600	200	25[13]						Amp. classe C (Telefonia)	2500	—300	200	35	19	—	375		
	200				3500	250	25[13]						Amp. audio classe B [7]	2000	— 50	120/500	520[9]	20[8]	8500	600		
4C34 HF300	200	dir.	11-12	4.0	3000	275	60	23	6.0	6.5	1.4	60 20	Amp. classe C (Telegrafia)	3000	—400	250	28	16	—	600	J.	2N
													Amp. classe C (Telefonia)	2000	—300	250	36	17	—	385		
													Amp. audio classe B [7]	3000	—115	60/360	450[9]	13[8]	20000	780		
T-300	200	dir.	11	6.0	3000	300	—	23	6.0	7.0	1.4	—	Amp. classe C (Telegrafia)	3000	—400	250	28	20	—	600	—	—
													Amp. classe C (Telefonia)	2000	—300	250	36	17	—	385		
													Amp. audio classe B [7]	2500	—100	60/450	—	7.5[8]	—	750		
806	225	dir.	5.0	10	3300	300	50	12.6	6.1	4.2	1.1	30	Amp. classe C (Telegrafia)	3300	—600	300	40	34	—	780	J.	2N
													Amp. classe C (Telefonia)	3000	—670	195	27	24	—	460		
													Amp. audio classe B [7]	3300	—240	80/475	930[9]	35[6]	16000	1120		
3-250A4 250TH	250	dir.	5.0	10.5	4000	350	100	37	5.0	2.9	0.7	40	Amp. classe C (Telegrafia)	2000	—120	350	100	34	—	500	J.	2N
													Amp. classe C (Telefonia)	3000	—210	330	75	42	—	750		
													Amp. modulato di griglia	3000	—160	125	4.5	20	—	125		
													Amp. audio classe B [7]	3000	— 65	100/560	460[9]	24[8]	12250	1150		
3-250A2 250TL	250	dir.	5.0	10.5	4000	350	50	14	3.7	3.1	0.7	40	Amp. classe C (Telegrafia)	3000	—350	335	45	29	—	750	J.	2N
													Amp. classe C (Telefonia)	3000	—350	335	45	29	—	750		
													Amp. modulato di griglia	3000	—450	125	2.0	15	—	125		
													Amp. audio classe B [7]	3000	—175	100/500	840[9]	17[8]	13000	1000		
GL159	250	dir.	10	9.6	2000	400	100	20	11	17.6	5.0	15	Amp. classe C - oscillatore	2000	—200	400	17	6.0	—	620	J.	T-4BG
													Amp. classe C (Telefonia)	1500	—240	400	23	9.0	—	450		
													Amp. audio classe B [7]	2000	—100	30/660	400[9]	4.0[8]	6880	900		
GL169	250	dir.	10	9.6	2000	400	100	85	11.5	19	4.7	15	Amplificatore classe C	2000	—100	400	42	10	—	620	J.	T-4BG
													Amp. classe C (Telefonia)	1500	—100	400	45	10	—	450		
													Amp. audio classe B [7]	2000	— 18	30/660	220[9]	6.0[8]	7000	900		
HK454H	250	dir.	5.0	11	5000	375	85	30	4.6	3.4	1.4	100	Amp. classe C (Telegrafia)	3500	—275	270	60	28	—	760	J.	2N
HK454L	250	dir.	5.0	11	5000	375	60	12	4.6	3.4	1.4	100	Amp. classe C (Telefonia)	3500	—450	270	45	30	—	760	J.	2N

TABELLA I. - TRIODI TRASMITTENTI (continuazione)

Tipo	Massima dissipazione anodica Watt	Catodo			Massima Tensione anodica	Massima corrente anodica mA	Massima corrente griglia mA	Fattore amplificaz.	Capacità intereltr. (μμF)			Freq. massima lavoro a carat. massima MHz	Caratteristiche di lavoro tipiche	Tensione anodica	Tensione griglia	Corrente anodica mA	Corrente cont. di griglia mA	Potenza appross. eccit. griglia Watt	Res. carico anodo-anodo in classe B Ohm	Potenza appross. di uscita Watt	Zoccolo	Connessioni allo zoccolo
		Tipo	Volt	Amp.					Griglia verso catodo	Griglia verso anodo	Anodo verso catodo											
5867 AX-9901	250	dir.	5.25	14.1	—	—	—	25	7.0	5.3	0.15	100	Amplificatore classe C	3000	—400	363	80	—	—	950	—	—
PL-6569	250	dir.	5.0	14.5	4000	300	120	45	7.6	3.7	0.1	30	Amp. classe C con griglia a massa Amp. classe B lineare con griglia a massa	4000 4000	—120 —105	250 24/250	50 42[8]	70 60[8]	— —	820 800[8]	J.	fig. 5
HK654	300	dir.	7.5	15	4000	600	100	22	6.2	5.5	1.5	20	Amp. classe C (Telegrafia) Amp. classe C (Telefonia) Amp. mod. di griglia	2000 2000 3500	—380 —365 —210	500 450 150	75 110 15	57 70 15	— — —	720 655 210	J.	2N
3-300A3 304TH 304TL 3-300A2	300	dir.	5/10	25/12.5	3000	900	170 150	20 12	13.5 8.5	10.2 9.1	0.7 0.6	40 40	Amp. classe C Amp. audio classe B [7] Amplificatore classe C Amp. audio classe B[7]	1500 3000 1500 3000	—125 —150 —250 —260	667 134/667 665 130/667	115 420[9] 90 650[9]	25 6.0[8] 33 6.0[8]	— 10200 — 10200	700 1400 700 1400	N. N.	4BC 4BC
833A	350	dir.	10	10	3300	500	100	35	12.3	6.3	8.5	30	Amp. classe C (Telegrafia) Amp. classe C (Telefonia)	2000 2500	—200 —300	475 335	65 75	25 30	— —	740 635	N.	T-1AB

* Resistenza catodica in Ohm.

[1] Discontinuo.

[2] Doppio triodo. I valori, eccetto capacità interelettrodiche, sono per le due sezioni in controfase.

[3] Uscita a 112 MHz.

[4] Resistenza di autopolarizzazione di griglia in ohm.

[5] Valori di picco.

[6] Per sezione.

[7] I valori sono per due tubi in controfase.

[8] Valore a segnale massimo.

[9] Picco della tensione audio fra griglia e griglia.

[10] Per un solo tubo.

[11] I dati per funzionamento in classe B sono riportati in altra tabella.

[12] Raffreddamento con aria forzata.

[13] Dissipazione massima di griglia in watt.

[14] Corrente catodica massima in mA.

[15] Necessario il raffreddamento con aria forzata.

TAVOLA II. - TETRODI E PENTODI TRASMITTENTI

Tipo	Massima dissipazione anodica Watt	Catodo: Tipo	Catodo: Volt	Catodo: Amp.	Massima tensione anodica	Massima tensione schermo	Massima dissipazione schermo Watt	Capacità interelettr. (μμF): Griglia verso catodo	Capacità interelettr. (μμF): Griglia verso anodo	Capacità interelettr. (μμF): Anodo verso catodo	Fmax	Caratteristiche di lavoro tipiche	Tensione anodica	Tensione schermo	Tensione al soppressore	Tensione griglia	Corrente anodica mA	Corrente schermo mA	Corrente griglia mA	Resistenza schermo Ohm	Potenza eccitazione griglia Watt	Resist. carico anodo-anodo in classe B	Potenza uscita appross. Watt	Zoccolo	Connessioni allo zoccolo
3A4	2.0	dir.	1.4 2.8	0.2 0.1	150	135	0.9	4.8	0.2	4.2	10	Amp. cl. C (Telegrafia)	150	135	0	— 26	18.3	6.5	0.13	2300	—	—	1.2	B.	7BB
6AK6	3.5	ind.	6.3	0.15	375	250	1.0	3.6	0.12	4.2	54	Amp. cl. C (Telegrafia)	375	250	—	—100	15	4.0	3.0	—	—	—	4.0	B.	7BK
5618	5.0	dir.	6.0 3.0	0.23 0.46	300	125	2.0	7.0	0.24	5.0	80	Amp. cl. C (Telegrafia)	300	75	0	— 45	25	7.0	1.5	32000	0.3	—	5.4	B.	7CU
1610	6.0	dir.	2.5	1.75	400	200	2.0	8.6	1.2	13	20	Amp. cl. C (Telegrafia)	400	150	—	— 50	22.5	7.0	1.5	—	0.1	—	5.0	M.	T-5CA
5686	7.5	ind.	6.3	0.35	250	250	3.0	6.4	0.11	4.0	160	Amp. cl. C (Telegrafia)	250 250	250 180	— —	— 50 — 30	40 30	10.5 6.5	2.0 2.0	— —	0.15 0.10	— —	6.5 5.0	B.	fig. 29
6AQ5	8.0	ind.	6.3	0.45	350	250	2.0	8.3	0.35	8.2	54	Amp. cl. C (Telegrafia)	350	250	—	—100	47	7.0	5.0	—	—	—	11	B.	7BZ
6V6GT	8.0	ind.	6.3	0.45	350	250	2.0	9	0.7	7.5	10	Amp. cl. C (Telegrafia)	350	250	—	—100	47	7.0	5.0	—	—	—	11	O.	7AC
6Y6G	8.0	ind.	6.3	1.25	350	135	—	15	0.7	11	—	Amp. cl. C - Oscillatore	350	115	—	— 40	60	5.1	1.4	5000	0.1	—	14	O.	7AC
6AG7	9.0	ind.	6.3	0.65	375	250	1.5	13	0.06	7.5	10	Amp. cl. C (Telegrafia)	375	250	—	— 75	30	9.0	5.0	—	—	—	7.5	O.	8Y
RK25	10	ind.	2.5 6.3	2.0 0.9	500	250	8	10	0.2	10	—	Amp. cl. C (Telegrafia) Amp. cl. C (Telefonia) Amp. mod. al soppress.	500 400 500	200 150 200	45 0 — 45	— 90 — 90 — 90	55 43 31	38 30 39	4.0 6.0 4.0	— 8300 —	0.5 0.8 0.5	— — —	22 13.5 6.0	M.	6BM
1613	10	ind.	6.3	0.7	350	275	2.5	8.5	0.5	11.5	45	Amp. cl. C (Telegrafia) Amp. cl. C (Telefonia)	350 275	200 200	— —	— 35 — 35	50 42	10 10	3.5 2.8	20000 10000	0.22 0.16	— —	9 6.0	O.	7S
2E30	10	dir.	6.0	0.7	250	250	2.5	10	0.5	4.5	160	Amp. cl. C (Telegrafia) Amp. audio cl. AB_2[6]	250 250	200 250	— —	— 50 — 30	50 40/120	10 4/20	2.5 2.3[7]	— 87[8]	0.2 0.2	— 3800	7.5 17	B.	7CQ
837	12	ind.	12.6	0.7	500	300	8	16	0.2	10	20	Amp. cl. C (Telegrafia) Amp. cl. C (Telefonia) Amp. mod. al soppress.	500 400 500	200 140 —	40 40 — 65	— 70 — 40 — 20	80 45 30	15 20 23	4.0 5.0 3.5	20000 13000 14000	0.4 0.3 0.1	— — —	28 11 5.0	M.	6BM
5763 6417	13.5	ind.	12.6 6.0	0.375 0.75	350	250	2	9.5	0.3	4.5	50	Amp. cl. C (Telegrafia) Amp. cl. C (Telefonia) Duplicatore a 175 MHz Triplicatore a 175 MHz	350 300 300 300	250 250 250 235	— — — —	—28.5 —42.5 — 75 —100	48.5 50 40 35	6.2 6 4.0 5.0	1.6 2.4 1.0 1.0	— — 12500 12500	0.1 0.15 0.6 0.6	— — — —	12 10 2.1 1.3	B.	9K
6F6 6F6G	12.5	ind.	6.3	0.7	400	275	3.0	6.5 8.0	0.2 0.5	13 6.5	10	Amp. cl. C (Telegrafia) Amp. cl. C (Telefonia)	400 275	275 200	— —	—100 — 35	50 42	11 10	5.0 2.8	— —	— 0.16	— —	14 6.0	O.	7S
802	13	ind.	6.3	0.9	600	250	6.0	12	0.15	8.5	30	Amp. cl. C (Telegrafia) Amp. cl. C (Telefonia) Amp. mod. al soppress.	600 500 600	250 245 250	40 40 — 45	—120 — 40 —100	55 40 30	16 15 24	2.4 1.5 5.0	22000 16300 14500	0.30 0.10 0.6	— — —	23 12 6.3	M.	6BM
2E24	13.5	dir.	6.3[5]	0.65	500 600	200 200	2.3 2.5	8.5	0.11	6.5	125	Amp. cl. C (Telefonia) Amp. cl. C (Telegrafia)	400 500 400 600	180 180 200 195	— — — —	— 45 — 45 — 45 — 50	50 54 75 66	8.0 8.0 10.0 10.0	2.5 2.5 3.0 3.0	27500 40000 20000 40500	0.15 0.16 0.19 0.21	— — — —	13.5 18.0 20 27	O.	7CL
2E26	13.5	ind.	6.3	0.8	600 500	200 200	2.5 2.3	12.5	0.2	7.0	125	Amp. cl. C (Telegrafia) Amp. cl. C (Telefonia) Amp. audio cl. AB_2[6]	600 500 500	185 180 125	— — —	— 45 — 50 — 15	66 54 22/150	10 9.0 32[7]	3.0 2.5 —	41500 35500 60[8]	0.17 0.15 0.36[7]	— — 8000	27 18 54	O.	7CK

TAVOLA II. - TETRODI E PENTODI TRASMITTENTI (continuazione)

Tipo	Massima dissipazione anodica Watt	Catodo: Tipo	Catodo: Volt	Catodo: Amp.	Massima tensione anodica	Massima tensione schermo	Massima dissipazione schermo Watt	Capacità interelettr. (μμF): Griglia verso catodo	Capacità interelettr. (μμF): Griglia verso anodo	Capacità interelettr. (μμF): Anodo verso catodo	Fmax	Caratteristiche di lavoro tipiche	Tensione anodica	Tensione schermo	Tensione al soppressore	Tensione griglia	Corrente anodica mA	Corrente schermo mA	Corrente griglia mA	Resistenza schermo Ohm	Potenza eccitazione griglia Watt	Resist. carico anodo-anodo in classe B	Potenza uscita appross. Watt	Zoccolo	Connessioni allo zoccolo
6360 [3]	14	ind.	6.3 12.6	0.82 0.41	300	200	2	6.2	0.1	2.6	200	Amp. cl. C (Telegrafia)	300	200	—	— 45	100	3	3	—	0.2	—	18.5	B.	fig. 21
												Amp. cl. C (Telefonia)	200	100	—	15K[1]	86	3.1	3.3	33000	0.2	—	9.8		
												Triplicatore a 200 MHz	300	150	—	—100	65	3.5	3.8	—	0.45	—	4.8		
												Amp. audio cl. AB_1	300	200	—	—21.5	30/72	1/12.6	43.5[8]	—	—	10000	12		
												Amp. audio cl. AB_2	300	200	—	—21.5	30/100	1/11.4	64[8]	—	0.04	6500	17.5		
2E25	15	dir.	6.0	0.8	450	250	4.0	8.5	0.15	6.7	125	Amp. cl. C - Oscillatore	450	250	—	— 45	75	15	3.0	—	0.4	—	24	O.	5BJ
												Amp. cl. C (Telefonia)	400	200	—	— 45	60	12	3.0	—	0.4	—	16		
												Amp. audio cl. AB_2[6]	450	250	—	— 30	44/150	10/40	3.0	142[8]	0.9[7]	6000	40		
832 [3]	15	ind.	6.3 12.6	1.6 0.8	500	250	5.0	7.5	0.05	3.8	200	Amp. cl. C (Telegrafia)	500	200	—	— 65	72	14	2.6	21000	0.18	—	26	N.	7BP
												Amp. cl. C (Telefonia)	425	200	—	— 60	52	16	2.4	14000	0.15	—	16		
832A [3]	15	ind.	6.3 12.6	1.6 0.8	750	250	5.0	8	0.07	3.8	200	Amp. cl. C (Telegrafia)	750	200	—	— 65	48	15	2.8	36500	0.19	—	26	N.	7BP
												Amp. cl. C (Telefonia)	600	200	—	— 65	36	16	2.6	25000	0.16	—	17		
1619	15	dir.	2.5	2.0	400	300	3.5	10.5	0.35	12.5	45	Amp. cl. C (Telegrafia)	400	300	—	— 55	75	10.5	5.0	9500	0.36	—	19.5	O.	T-9H
												Amp. cl. C (Telefonia)	325	285	—	— 50	62	7.5	2.8	5000	0.18	—	13		
												Amp. audio cl. AB_2[6]	400	300	0	—16.5	75/150	6.5/11.5	—	77[8]	0.4[7]	6000	36		
5516	15	dir.	6.0	0.7	600	250	5.0	8.5	0.12	6.5	80	Amp. cl. C (Telegrafia)	600	250	—	— 60	75	15	5.0	—	0.5	—	32	O.	7CL
												Amp. cl. C (Telefonia)	475	250	—	— 90	63	10	4.0	22500	0.5	—	22		
												Amp. audio cl. AB_2[6]	600	25	—	— 25	36/140	1/24	4[7]	80[8]	0.16	10500	67		
AX-9905 [3]	16	dir.	6.3	0.68	400	250	5.0	8.5	0.05	3.3	186	Amplificatore cl. C	400	250	—	— 80	80	6	3.5	—	0.39	—	20.8	O.	fig. 34
													250	175	—	— 70	80	6.5	4.2	—	0.26	—	16.9		
6252/ AX9910	20	ind.	12.6 6.3	0.65 1.3	750	300	4	6.5	—	2.5	200	Amp. cl. C (Telegrafia)	600	250	—	— 60	140	14	4	—	2.0	—	67	N.	fig. 10
												Amp. cl. C (Telefonia)	500	250	—	— 80	100	12	3	—	4	—	40		
												Amp. audio classe B	500	250	—	— 26	25/73	0.7/16	52[6]	—	—	20000	23.5		
6L6 6L6G	21	ind.	6.3	0.9	400	300	3.5	10 11.5	0.4 0.9	12 9.5	10	Amp. cl. C - Oscillatore	400	300	—	—125	100	12	5.0	—	—	—	28	O.	7AC
												Amp. cl. C (Telefonia)	325	250	—	— 70	65	—	9.0	—	0.8	—	11		
5881	23	ind.	6.3	0.9	400	300	3.0	—	—	—	—	Amplificatore cl. C	Uguale al 6L6											O.	7AC
1614	25	ind.	6.3	0.9	450	300	3.5	10	0.4	12.5	80	Amp. cl. C (Telegrafia)	450	250	—	— 45	100	8	2.0	12500	0.15	—	31	O.	7AC
												Amp. cl. C (Telefonia)	375	250	—	— 50	93	7.0	2.0	10000	0.15	—	24.5		
												Amp. audio cl. AB_1[6]	530	340	—	— 36	60/160	20[7]	—	72[8]	—	7200	50		
815 [3]	25	ind.	12.6 6.3	0.8 1.6	500	200	4.0	13.3	0.2	8.5	125	Amp. cl. C - Oscillatore	500	200	—	— 45	150	17	2.5	—	0.13	—	56	O.	8BY
												Amp. cl. C (Telefonia)	400	175	—	— 45	150	15	3.0	—	0.16	—	45		
												Amp. audio cl. AB_2[3]	500	125	—	— 15	22/150	32[7]	—	60[8]	0.36[7]	8000	54		
1624	25	dir.	2.5	2.0	600	300	3.5	11	0.25	7.5	60	Amp. cl. C (Telegrafia)	600	300	—	— 60	90	10	5.0	30000	0.43	—	35	M.	T-5DC
												Amp. cl. C (Telefonia)	500	275	—	— 50	75	9.0	3.3	25000	0.25	—	24		
												Amp. audio cl. AB_2	600	300	—	— 25	42/180	5/15	106[8]	—	1.2[7]	7500	72		
6146 6159	25	ind.	6.3 26.5	1.25 0.3	750	250	3.0	13.5	0.22	8.5	60	A. cl. C (Telg. 15 MHz)	750	160	—	— 85	120	14.7	3.0	—	0.3	—	69	M.	7CK
												A. cl.C (Telg. 175 MHz)	400	200	—	— 54	150	9	1.8	—	3.0	—	35		
												Amp. cl. C (Telefonia)	600	150	—	— 85	112.5	12	3.0	—	0.3	—	52		
												Amp. audio cl. AB_2[6]	750	165	—	— 45	35/240	0.6/21	101[8]	—	0.07	8000	130		

TAVOLA II. - TETRODI E PENTODI TRASMITTENTI (continuazione)

Tipo	Massima dissipazione anodica Watt	Catodo: Tipo	Catodo: Volt	Catodo: Amp.	Massima tensione anodica	Massima tensione schermo	Massima dissipazione schermo Watt	Capacità interelettr. (μμF): Griglia verso catodo	Capacità interelettr. (μμF): Griglia verso anodo	Capacità interelettr. (μμF): Anodo verso catodo	Fmax	Caratteristiche di lavoro tipiche	Tensione anodica	Tensione schermo	Tensione al soppressore	Tensione griglia	Corrente anodica mA	Corrente schermo mA	Corrente griglia mA	Resistenza schermo Ohm	Potenza eccitazione griglia Watt	Resist. carico anodo-anodo in classe B	Potenza uscita appross. Watt	Zoccolo	Connessioni allo zoccolo
6524 [3]	25	ind.	6.3	1.25	600	300	—	7	0.11	3.4	100	Amp. cl. C (Telegrafia)	600	200	—	— 44	120	8	3.7	—	0.2	—	56	N.	6524
												Amp. cl. C (Telefonia)	500	200	—	— 61	100	7	2.5	—	0.2	—	40		
												Amp. audio cl. AB_2 [3]	500	200	—	— 26	20/116	0.1/10	2.6	—	0.1	11100	40		
3E22 [3]	30	ind.	12.6	0.8	560	225	6.0	14	0.22	8.5	200	Amp. cl. C (Telegr.) [3]	600	200	—	— 55	160	20	7.0	20000	0.45	—	72	O.	8BY
			6.3	1.6								Amp. cl. C (Telef.) [3]	560	200	—	— 50	160	20	6.5	18000	0.4	—	67		
807	30	ind.	6.3	0.9	750	300	3.5	12	0.2	7.0	60	Amp. cl. C (Telegrafia)	750	250	—	— 45	100	6	3.5	85000	0.22	—	50	M.	5AW
807W												Amp. cl. C (Telefonia)	600	275	—	— 90	100	6.5	4.0	50000	0.4	—	42.5		
5933			12.6	0.45								Amp. audio cl. AB_2 [6]	750	300	—	— 32	60/240	5/10	92 [8]	—	0.2 [7]	6950	120	M.	5AZ
1625												Amp. audio classe B [11]	750	—	—	0	15/240	—	555 [8]	—	5.3 [7]	6650	120		
2E22	30	dir.	6.3	1.5	750	250	10	13	0.2	8.0	—	Amp. cl. C - Oscillatore	500	250	22.5	— 60	100	16	6.0	15000	0.55	—	34	N.	5J
												Amp. cl. C - Oscillatore	750	250	22.5	— 60	100	16	6.0	30000	0.55	—	53		
												Amp. mod. al soppress.	750	250	— 90	— 65	55	29	6.5	17000	0.6	—	16.5		
AX-9903 [3]	40	ind.	6.3	1.8	600	250	7	6.7	0.08	2.1	150	Amp. cl. C (Telegrafia)	600	250	—	— 80	200	16	2	—	0.2	—	80	N.	fig. 10
5894A			12.6	0.9								Amp. cl. C (Telefonia)	600	250	—	—100	200	24	8	—	1.2	—	85		
829B [3]	40	ind.	12.6	1.125	750	240	6	14.5	0.12	7.0	200	Amp. cl. C (Telegrafia)	500	200	—	— 45	240	32	12	9300	0.7	—	83	N.	7BP
3E29 [3]							7					Amp. cl. C (Telefonia)	425	200	—	— 60	212	35	11	6400	0.8	—	63		
			6.3	2.25			7					Amp. audio classe B [6]	500	200	—	— 18	27/230	—	56 [8]	—	0.39	4800	76		
HY1269	40	dir.	6.3	3.5	750	300	5.0	16.0	0.25	7.5	6	Amp. cl. C - Oscillatore	750	300	—	— 70	120	15	4	—	0.25	—	63	M.	T-5DB
			12.6	1.75								Amp. cl. C (Telefonia)	600	250	—	— 70	100	12.5	5	35000	0.5	—	42		
												Amp. mod. di griglia	750	300	—	—	80	—	—	—	—	—	20		
												Amp. audio cl. AB_2 [6]	600	300	—	— 35	200 [7]	—	—	—	0.3	—	80		
3D24	45	ind.	6.3	3.0	2000	400	10	6.5	0.2	2.4	125	Amp. cl. C - Oscillatore	2000	375	—	—300	90	20	10	—	4.0	—	140	L.	T-9J
													1500	375	—	—300	90	22	10	—	4.0	—	105		
HK-57	50	dir.	5	5	3000	500	25	7.29	0.05	3.13	200	Amp. cl. C (Telegrafia)	2000	450	+ 30	—145	110	2	1	—	0.15	—	166	N.	fig. 64
												Amp. cl. C (Telefonia)	2000	450	+ 30	—145	88	2	1.5	—	0.2	—	135		
												Amp. mod. al soppress.	2000	450	—190	—240	80	14	2.5	110000	0.6	—	90		
804	50	dir.	7.5	3.0	1500	300	15	16	0.01	14.5	15	Amp. cl. C (Telegrafia)	1500	300	45	—100	100	35	7.0	34000	1.95	—	110	M.	T-5C
												Amp. cl. C (Telefonia)	1250	250	50	— 90	75	20	6.0	50000	0.75	—	65		
												Amp. mod. di griglia	1500	300	45	—130	50	13.5	3.7	—	1.3	—	28		
												Amp. mod. al soppress.	1500	300	— 50	—115	50	32	7.0	—	0.95	—	28		
4D22	50	ind.	25.2	0.8	750	350	14	28	0.27	13	60	Amp. cl. C (Telegrafia)	750	300	—	—100	240	26	12	—	1.5	—	135	N.	fig. 50
			12.6	1.6									600	300	—	—100	215	30	10	—	1.25	—	100		
4D32												Amp. cl. C (Telefonia)	600	—	—	—100	220	28	10	10000	1.25	—	100	N.	fig. 51
			6.3	3.75									550	—	—	—100	175	17	6	15000	0.6	—	70		
												Amp. audio cl. AB_2 [6]	600	250	—	— 25	100/365	26 [7]	70 [8]	—	0.45 [7]	3000	125		
814	65	dir.	10	3.25	1500	300	10	13.5	0.1	13.5	30	Amp. cl. C (Telegrafia)	1500	300	—	— 90	150	24	10	50000	1.5	—	160	M.	T-5D
												Amp. cl. C (Telefonia)	1250	300	—	—150	145	20	10	48000	3.2	—	130		
												Amp. mod. di griglia	1500	250	—	—120	60	3.0	2.5	—	4.2	—	35		

TAVOLA II. - TETRODI E PENTODI TRASMITTENTI (continuazione)

Tipo	Massima dissipazione anodica Watt	Catodo: Tipo	Catodo: Volt	Catodo: Amp.	Massima tensione anodica	Massima tensione schermo	Massima dissipazione schermo Watt	Capacità interelettr. (μμF): Griglia verso catodo	Capacità interelettr. (μμF): Griglia verso anodo	Capacità interelettr. (μμF): Anodo verso catodo	Fmax	Caratteristiche di lavoro tipiche	Tensione anodica	Tensione schermo	Tensione al soppressore	Tensione griglia	Corrente anodica mA	Corrente schermo mA	Corrente griglia mA	Resistenza schermo Ohm	Potenza eccitazione griglia Watt	Resist. carico anodo-anodo in classe B	Potenza uscita appross. Watt	Zoccolo	Connessioni allo zoccolo
4-65A	65	dir.	6.0	3.5	3000	400	10	8.0	0.08	2.1	160[9]	Amp. cl. C (Telegrafia)	3000	250	—	—100	115	22	10	—	1.7	—	280	N.	fig. 48
					2500	400						Amp. cl. C (Telefonia)	2500	250	—	—135	110	25	12	—	2.6	—	230		
					3000	600						Amp. cl. B lineare	2500	500	—	—105	20/230	0/45	8[10]	—	1.3[10]	—	325[7]		
					3000	600						Amp. audio cl. AB_2[6]	1800	250	—	— 50	50/220	0/30	180[8]	—	2.6[7]	20000	270		
4E27/ 8001	75	dir.	5.0	7.5	4000	750	30	12	0.06	6.5	75	Amp. cl. C (Telegrafia)	200	500	60	—200	150	11	6	136000	1.4	—	230	J.	7BM
												Amp. cl. C (Telefonia)	1800	400	60	—130	135	11	8	125000	1.7	—	178		
												Amp. mod. al soppress.	2000	500	—300	—130	55	27	3.0	—	0.4	—	35		
HK257 HK257B	75	dir.	5.0	7.5	4000	750	25	13.8	0.04	6.7	75 120	Amp. cl. C (Telegrafia)	2000	500	60	—200	150	11	6.0	—	1.4	—	230	J.	7BM
												Amp. cl. C (Telefonia)	1800	400	60	—130	135	11	8.0	—	1.7	—	178		
PL-6549	75	dir.	6.0	3.5	2000	600	10	7.5	0.09	3.4	175	Amp. cl. C (Telegrafia)	2000	400	70	—125	150	12	5	—	0.8	—	250	N.	fig. 22
												Amp. cl. C (Telefonia)	2000	400	70	—140	125	15	4	—	0.7	—	200		
												Amp. audio cl. AB_1	2000	600	70	—120	30/120	0.1/9	170[8]	—	—	19800	275		
												Amp. audio cl. AB_2[6]	2000	400	70	— 85	30/225	0.1/10	180[8]	—	0.05[7]	19000	325		
828	80	dir.	10	3.25	2000	750	23	13.5	0.05	14.5	30	Amp. cl. C (Telegrafia)	1500	400	75	—100	180	28	12	40000	2.2	—	200	M.	5J
												Amp. cl. C (Telefonia)	1250	400	75	—140	160	28	12	30000	2.7	—	150		
												Amp. mod. di griglia	1500	400	75	—150	80	4.0	1.3	—	1.3	—	41		
												Amp. audio cl. AB_1[6]	2000	750	60	—120	50/270	2/60	240	—	0	18500	385		
813	125	dir.	10	5.0	2250	400	22	16.3	0.25	14	30	Amp. cl. C (Telegrafia)	2250	400	0	—155	220	40	15	46000	4.0	—	375	J.	5BA
												Amp. cl. C (Telefonia)	2000	350	0	—175	200	40	16	41000	4.3	—	300		
												Amp. mod. di griglia	2250	400	0	—110	85	2.5	—	—	—	—	75		
												Amp. audio classe B[6]	2500	750	0	— 95	35/360	1.2/55	—	—	0.35	17000	650		
4-125A 4D21 6155	125	dir.	5.0	6.5	3000	400	20	10.8	0.05	3.1	120	Amp. cl. C (Telegrafia)	3000	350	—	—150	167	30	9	—	2.5	—	375	N.	5BK
												Amp. cl. C (Telefonia)	2500	350	—	—210	152	—	9	—	3.3	—	300		
												Amp. audio cl. AB_2[6]	2500	350	—	— 43	93/260	0/6	178[8]	—	1.0	22200	400		
4E27A/ 5-125B	125	dir.	5.0	7.5	4000	750	20	10.5	0.08	4.7	75	Amp. cl. C (Telegrafia)	3000	500	60	—200	167	5	6	—	1.6	—	375	J.	7BM
													1500	500	60	—130	200	11	8	—	1.6	—	215		
													1000	750	0	—170	160	21	3	—	0.6	—	115		
803	125	dir.	10	5.0	2000	600	30	17.5	0.15	29	20	Amp. cl. C (Telegrafia)	2000	500	40	— 90	160	45	12	—	2.0	—	210	J.	5J
												Amp. cl. C (Telefonia)	1600	400	100	— 80	150	45	25	27000	5.0	—	155		
												Amp. mod. al soppress.	2000	—	—110	—100	80	48	15	35000	2.5	—	53		
												Amp. mod. di griglia	2000	600	40	— 80	80	20	4.0	—	2.0	—	53		
4X-150A[9]	150 100 150	ind.	6.0	2.6	1250 1000 1250	300 300 400	12 12 12	15.5	0.03	4.5	165	Amp. cl. C (Telegrafia)	1250	250	—	— 90	200	20	10	—	0.8	—	195	N.	T-9J
												Amp. cl. C (Telefonia)	1000	250	—	—105	200	20	15	—	2.0	—	140		
												Amp. audio cl. AB_2[6]	1250	300	—	— 44	180/475	0/65	100[8]	—	0.15	5600	425		
4X-150G	150	ind.	2.5	6.25	1250	300	15	16.1	0.02	4.7	165	Amp. cl. C (Telegrafia)	1250	250	—	— 90	200	20	11	—	1.2	—	195	N.	—

TAVOLA II. - TETRODI E PENTODI TRASMITTENTI (continuazione)

Tipo	Massima dissipazione anodica Watt	Catodo			Massima tensione anodica	Massima tensione schermo	Massima dissipazione schermo Watt	Capacità interelettr. (μμF)			Fmax	Caratteristiche di lavoro tipiche	Tensione anodica	Tensione schermo	Tensione al soppressore	Tensione griglia	Corrente anodica mA	Corrente schermo mA	Corrente griglia mA	Resistenza schermo Ohm	Potenza eccitazione griglia Watt	Resist. carico anodo-anodo in classe B	Potenza uscita appross. Watt	Zoccolo	Connessioni allo zoccolo
		Tipo	Volt	Amp.				Griglia verso catodo	Griglia verso anodo	Anodo verso catodo															
4-250A												Amp. cl. C (Telegrafia)	3000	500	—	—180	330	60	10	—	2.6	—	800		
5D22	250	dir.	5.0	14.5	4000	600	35	12.7	0.12	4.5	75	Amp. cl. C (Telefonia)	3000	400	—	—310	225	30	9	—	3.2	—	510	N.	5BK
6156												Amp. audio cl. AB_2[6]	1500	300	—	— 48	100/485	0/34	192[8]	—	4.7[7]	5400	428		
					2000	300	12					Amp. cl. C (Telegrafia)	2000	250	—	— 90	250	25	27	—	2.8	—	410		
4X-250B[9]	250	ind.	6.0	2.1	1500	300	12	18.5	0.04	4.7	175	Amp. cl. C (Telefonia)	1500	250	—	—100	200	25	17	—	2.1	—	250	N.	T-9J
					2000	400	12					Amp. audio cl. AB_1[6]	2000	350	—	— 50	200/500	30[7]	100[8]	—	0	8260	650		
4-400A[9]	400	dir.	5.0	14.5	4000	600	35	12.5	0.12	4.7	110	Cl. C. teleg. o Telef.	4000	300	—	—170	270	22.5	10	—	10	—	720	N.	5BK

[1] Resistenza di griglia.

[2] Collegamento a triodo - Schermo collegato all'anodo.

[3] Tubo doppio. I valori sono per le due sezioni in controfase. Le capacità interelettrodiche sono però per ogni sezione.

[4] I piedini 3 e 6 debbono essere collegati fra loro.

[5] Filamento limitato a funzion. intermittente.

[6] I valori sono per due tubi in controfase.

[7] Valore a segnale massimo.

[8] Picco della tensione audio fra griglia e griglia.

[9] Necessario il raffreddamento con aria forzata.

[10] Valore medio.

[11] Due tubi collegati a triodo, G_2 collegato a G_1 attraverso 20 KΩ. Ingresso su G_2.

TABELLA III. - TUBI RETTIFICATORI

Tipo	Funzione	Zoccolo	Riscaldamento	Filamento o riscaldat. Volt	Filamento o riscaldat. Amp.	Massima tensione alternata per anodo	Corrente continua di uscita mA	Picco di tensione anodica inversa	Picco di corrente anodica mA	Riempimento	Connessione allo zoccolo
1-V	Rettificat. mezza onda	4 pied.-S.	ind.	6.3	0.3	350	50	—	—	V.	4G
1V2	Rettificat. mezza onda	9 pied.-B.	dir.	0.625	0.3	—	0.5	7500	10	V.	9U
2B25	Rettificat. mezza onda	7 pied.-B.	dir.	1.4	0.11	1000	1.5	—	9	V.	3T
2X2-A	Rettificat. mezza onda	4 pied.-S.	ind.	2.5	1.75	4500	7.5	—	—	V.	4AB
2Y2	Rettificat. mezza onda	4 pied.-M.	dir.	2.5	1.75	4400	5.0	—	—	V.	4AB
2Z2/G84	Rettificat. mezza onda	4 pied.-M.	dir.	2.5	1.5	350	50	—	—	V.	4B
3B24	Rettificat. mezza onda	4 pied.-M.	dir.	2.5 [5] 5.0	3.0 3.0	— —	60 30	20000 20000	300 150	V.	T-4A
5AU4	Rettificat. onda intera	8 pied.-O.	dir.	5.0	4.5	300 [3] 400 [3] 500 [4]	350 [3] 325 [3] 325 [4]	1400	1075	V.	5T
5AW4	Rettificat. onda intera	5 pied.-O.	dir.	5.0	4.0	450 [3] 550 [4]	250 [3] 250 [4]	1550	750	V.	5T
5R4GY 5R4GYA	Rettificat. onda intera	5 pied.-O.	dir.	5.0	2.0	900 [3] 950 [4]	150 [3] 175 [4]	2800	650	V.	5T
5T4	Rettificat. onda intera	5 pied.-O.	dir.	5.0	2.0	450	250	1250	800	V.	5T
5U4G	Rettificat. onda intera	8 pied.-O.	dir.	5.0	3.0	Uguale al tipo 5Z3				V.	5T
5U4GA	Rettificat. onda intera	5 pied.-O.	dir.	5.0	3.0	300 [3] 450 [3] 550 [4]	275 [3] 250 [3] 250 [4]	1550	900	V.	5T
5U4GB	Rettificat. onda intera	5 pied.-O.	dir.	5.0	3.0	300 [3] 450 [3] 550 [4]	300 [3] 275 [3] 275 [4]	1550	1000	V.	5T
5V3	Rettificat. onda intera	5 pied.-O.	ind.	5.0	3.8	425 [3] 500 [4]	350	1400	1200	V.	5T
5V4G	Rettificat. onda intera	8 pied.-O.	ind.	5.0	2.0	Uguale al tipo 83V				V.	5L
5W4GT	Rettificat. onda intera	5 pied.-O.	dir.	5.0	1.5	350	110	1000	—	V.	5T
5X4G	Rettificat. onda intera	8 pied.-O.	dir.	5.0	3.0	Uguale al tipo 5Z3				V.	5Q
5Y3-G-GT	Rettificat. onda intera	5 pied.-O.	dir.	5.0	2.0	Uguale al tipo 80				V.	5T
5Y4-G-GT	Rettificat. onda intera	8 pied.-O.	dir.	5.0	2.0	Uguale al tipo 80				V.	5Q
5Z3	Rettificat. onda intera	4 pied.-M.	dir.	5.0	3.0	500	250	1400	—	V.	4C
5Z4	Rettificat. onda intera	5 pied.-O.	ind.	5.0	2.0	400	125	1100	—	V.	5L
6AV4	Rettificat. onda intera	7 pied.-B.	ind.	6.3	0.95	—	90	1250	250	V.	5BS
6AX5GT	Rettificat. onda intera	6 pied.-O.	ind.	6.3	1.2	450	125	1250	375	V.	6S
6BW4	Rettificat. onda intera	9 pied.-B.	ind.	6.3	0.9	450	100	1275	350	V.	9DJ
6BX4	Rettificat. onda intera	7 pied.-B.	ind.	6.3	0.6	—	90	1350	270	V.	5BS
6BY5G	Rettificat. onda intera	7 pied.-O.	ind.	6.3	1.6	375 [3]	175	1400	525	V.	6CN
6U4GT	Rettificat. mezza onda	5 pied.-O.	ind.	6.3	1.2	—	138	1375	660	V.	4G
6V4	Rettificat. onda intera	9 pied.-B.	ind.	6.3	0.6	350	90	—	—	V.	9M
6X4/6063 6X5GT	Rettificat. onda intera	7 pied.-B. 6 pied.-O.	ind.	6.3	0.6	325 [3] 450 [4]	70	1250	210	V. V.	7CF 6S

TABELLA III. - TUBI RETTIFICATORI (continuazione)

Tipo	Funzione	Zoccolo	Riscaldamento	Filamento o riscaldat. Volt	Filamento o riscaldat. Amp.	Massima tensione alternata per anodo	Corrente continua di uscita mA	Picco di tensione anodica inversa	Picco di corrente anodica mA	Riempimento	allo zoccolo Connessione
6Z3	Rettificat. mezza onda	4 pied.-M.	dir.	6.3	0.3	350	50	—	—	V.	4G
12X4	Rettificat. onda intera	7 pied.-B.	ind.	12.6	0.3	650 [3] 900 [4]	70 70	1250 1250	210 210	V.	5BS
25Z3	Rettificat. mezza onda	4 pied.-S.	ind.	25	0.3	250	50	—	—	V.	4G
25Z5	Rettificat. - duplicatore	6 pied.-S.	ind.	25	0.3	125	100	—	500	V.	6E
25Z6	Rettificat. - duplicatore	7 pied.-O.	ind.	25	0.3	125	100	—	500	V.	7Q
35W4	Rettificat. mezza onda	7 pied.-B.	ind.	35 [1]	0.15	125	60	330	600	V.	5BQ
35Z4GT	Rettificat. mezza onda	6 pied.-O.	dir.	35	0.15	250	100	700	600	V.	5AA
35Z5G	Rettificat. mezza onda	6 pied.-O.	ind.	35 [1]	0.15	125	60	—	—	V.	6AD
50X6	Duplicat. di tensione	8 pied.-L.	ind.	50	0.15	117	75	700	450	V.	7AJ
50Y6GT	Rettificat. onda intera	7 pied.-O.	ind.	50	0.15	125	85	—	—	V.	7Q
50Y7GT	Duplicat. di tensione	8 pied.-L.	ind.	50 [1]	0.15	117	65	700	—	V.	8AN
50Z6G	Duplicat. di tensione	7 pied.-O.	ind.	50	0.3	125	150	—	—	V.	7Q
80	Rettificat. onda intera	4 pied.-M.	dir.	5.0	2.0	350 [3] 500 [4]	125 125	1400	375	V.	4C
83	Rettificat. onda intera	4 pied.-M.	dir.	5.0	3.0	500	250	1400	800	M.V.	4C
83-V	Rettificat. onda intera	4 pied.-M.	ind.	5.0	2.0	400	200	1100	—	V.	4AD
84/6Z4	Rettificat. onda intera	5 pied.-S.	ind.	6.3	0.5	350	60	1000	—	V.	5D
117L7GT 117M7GT	Tetrodo rettificatore	8 pied.-O.	ind.	117	0.09	117	75	—	—	V.	8AO
117N7GT	Tetrodo rettificatore	8 pied.-O.	ind.	117	0.09	117	75	350	450	V.	8AV
117P7GT	Tetrodo rettificatore	8 pied.-O.	ind.	117	0.09	117	75	350	450	V.	8AV
117Z3	Rettificat. mezza onda	7 pied.-B.	ind.	117	0.04	117	90	330	—	V.	4CB
816	Rettificat. mezza onda	4 pied.-S.	dir.	2.5	2.0	2200	125	7500	500	M.V.	4P
836	Rettificat. mezza onda	4 pied.-M.	ind.	2.5	5.0	—	—	5000	1000	V.	4P
866-A-AX	Rettificat. mezza onda	4 pied.-M.	dir.	2.5	5.0	3500	250	10000	1000	M.V.	4P
866B	Rettificat. mezza onda	4 pied.-M.	dir.	5.0	5.0	—	—	8500	1000	M.V.	4P
866 Jr.	Rettificat. mezza onda	4 pied.-M.	dir.	2.5	2.5	1250	250 [2]	—	—	M.V.	4B
872A/872	Rettificat. mezza onda	4 pied.-J.	dir.	5.0	7.5	—	1250	10000	5000	M.V.	4AT

[1] Con presa intermedia per lampadina spia.
[2] Per coppia con ingresso induttivo.
[3] Ingresso capacitivo.
[4] Ingresso induttivo.
[5] Usando solo una metà del filamento.
[6] Nella 4ª colonna è riportato il tipo di riscaldamento se diretto (dir.) o indiretto (ind.).
[7] Nell' 11ª colonna è riportato il tipo di tubo: se ad alto vuoto (V.) o a vapore di mercurio (V.M.).

TABELLA IV. - TUBI REGOLATORI E PER CONTROLLO

Tipo	Uso	Catodo	Filamento o riscald. Volt	Filamento o riscald. Amp.	Picco tensione anodica	Massima corrente anodica	Minima tensione alimentatore	Tensione di lavoro	Corrente di lavoro	Resistenza di griglia	Caduta di tensione nel tubo	Connessioni allo zoccolo
OA2 6073	Regolatore di tensione	freddo	—	—	—	—	185	150	5-30	—	—	5BO
OA4G 1267	Triodo a gas Tipo ad innesco anodico	freddo	—	—	Con 105-120 V alternati di tensione anodica di alimentazione, la tensione anodica di picco per l'accensione è di 70 V; il picco di tensione a r.f. è di 55 V. Il picco di corrente continua è di 100 mA e la corrente continua media è di 25 mA							4V 4V
OA5	Pentodo a gas	freddo	—	—	Anodo —750 V, schermo —90 V, griglia +3 V, impulso —85 V							fig. 33
OB2 6074	Regolatore di tensione	freddo	—	—	—	—	133	108	5-30	—	—	5BO
2D21	Rettific. con griglia controllo Tubo relè.	ind.	6.3	0.6	650 400	500 —	— —	650 —	100 —	0.1-10[4] 1.0[4]	8 —	7BN
6D4	Tubo cotrollo	ind.	6.3	0.25	$E_P = 350$; tens. gr. = — 50; corr. media = 25 mA; corrente di picco = 100 mA; caduta di tens. = 16 V							5AY
90C1	Regolatore di tensione	freddo	—	—	—	—	125	90	1-40	—	—	5BO
884	Triodo a gas con griglia	ind.	6.3	0.6	300 350	300 300	— —	— —	2 75	25000 25000	— —	6Q
967	Rettific. con griglia controllo	dir.	2.5	5.0	2500	500	—5 [2]	—	—	—	10-24	3G
991	Regolatore di tensione	—	—	—	—	—	87	55-60	2.0	—	—	—
1265	Regolatore di tensione	freddo	—	—	—	—	130	90	5-30	—	—	4AJ
1266	Regolatore di tensione	freddo	—	—	—	—	—	70	5-40	—	—	4AJ
1267	Tubo relè	freddo	—	—	Caratteristiche uguali al OA4G							4V
2050	Rettific. con griglia controllo	ind.	6.3	0.6	650	500	—	—	100	0.1-10[4]	8	8BA
5651	Regolatore di tensione	freddo	—	—	115	—	115	87	1.5-3.5	—	—	5BO
5662	Thyratron a fusibile	ind.	6.3	1.5	200 [3]	I_K per fusibile 150 A. 60 Hz, 1/2 onda					50 V.	5662
5663	Controllo e relè	ind.	6.3	0.15	Picco di tensione anodica inv. = 500 V; picco di corrente = 100 mA; corrente media = 20 mA							7CE
5696	Soccorritore relè	ind.	6.3	0.15	500[3]	Corr. di picco 100 mA; Corr. media = 25 mA						7BN
5823	Relè	freddo	—	—	Picco di tensione anodica inv. = 200 V; picco di corrente = 100 mA; corrente media = 25 mA							4CK
5890	Regolatore in derivazione	dir.	6.3	0.6	$E_{G1} = -60$ V; $E_{G2} = -200$ V; $E_{G3} = 5500$ V; $E_P = 30.000$ V; $I_{G2} = 0$; I_P max = 0,5 mA							12J
5962	Regolatore di tensione	freddo	—	—	—	—	730	700	5/55 [5]	—	—	2AG
5998	Stabilizzatore in serie	ind.	6.3	2.4	250	125	—	110	100	350 [6]	—	8BD
6308	Regolatore di tensione	freddo	—	—	—	3.5	115	87	—	—	—	8EX
6354	Regolatore di tensione	freddo	—	—	—	—	180	150	5-15	—	—	fig. 20
KY21	Rettific. con griglia controllo	dir.	2.5	10.0	—	—	—	3000	500	—	—	—
RK61	Relè a controllo radio	dir.	1.4	0.05	45	1.5	30	—	0.5-1.5	3 [4]	30	—[1]
OA3/VR75	Regolatore di tensione	freddo	—	—	—	—	105	75	5-40	—	—	4AJ
OB3/VR90	Regolatore di tensione	freddo	—	—	—	—	125	90	5-40	—	—	4AJ
OC3/VR105	Regolatore di tensione	freddo	—	—	—	—	135	105	5-40	—	—	4AJ
OD3/VR150	Regolatore di tensione	freddo	—	—	—	—	185	150	5-40	—	—	4AJ

[1] Senza zoccolo - Terminali in filo stagnato.

[2] A 1000 V di tensione anodica.

[3] Picco di tensione inversa.

[4] Megaohm.

[5] Valori in μA.

[6] Resistenza catodica in Ohm.

[7] Nella 4ª colonna è riportato il tipo di catodo: se freddo, a riscaldamento indiretto (ind.) o diretto (dir.).

TABELLA V - TUBI RICEVENTI MINIATURA

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m[11]	μ[4]	R_L[12]	P_o[13]	Zoccolo
1A3	Diodo per H.F.	1.4	0.15	—	—	—	Mass. tensione alt. per anodo —117 V - Mass. corr. uscita —0.5 mA										5AP
1AB6	Eptodo convertitore	1.4	0.025	7.6	8.4	0.36	64	0	64	0.16	0.6	900K	275	—	—	—	7DH
1AC6	Eptodo convertitore	1.4	0.05	7.5	8.4	0.36	63.5	0	63.5	0.15	0.7	900K	—	—	—	—	7DH
1AE4	Pentodo	1.25	0.1	3.6	4.4	0.008	90	0	90	1.2	3.5	500K	1550	—	—	—	6AR
1AF4	Pentodo	1.4	0.025	3.8	7.6	0.009	90	0	90	0.55	1.8	1.8meg.	1050	—	—	—	6AR
1AF5	Diodo - pentodo	1.4	0.025	2.3	2.8	0.17	90	0	90	0.4	1.1	2meg.	600	—	—	—	6AU
1AH5	Diodo - pentodo b.f.	1.4	0.025	2.1	2.9	0.3	85	10 mΩ	35	0.015	0.05	1meg.	—	62	—	—	6AU
1AJ4	Pentodo a R.F.	1.4	0.025	3.3	7.8	0.01	64	0	64	0.55	1.65	1meg.	750	—	—	—	6AR
1C3	Triodo	1.4	0.05	0.9	4.2	1.8	90	— 3	—	—	1.4	19K	760	14.5	—	—	5CF
1E3	Triodo per U.H.F.	1.25	0.22	1.25	0.75	1.5	150	— 3.5	—	—	20	—	3500	14	—	—	9BG
1L4	Pentodo	1.4	0.05	3.6	7.5	0.008	90	0	90	2.0	4.5	350K	1025	—	—	—	6AR
1L6	Eptodo convertitore	1.4	0.05	7.5	12	0.3	90	0	45	0.6	0.5	650K	300	—	—	—	7DC
1R5	Eptodo convertitore	1.4	0.05	7.0	12	0.3	90	0	67.5	3.5	1.5	400K	280	Griglia N. 1 100 KΩ			7AT
1S4	Pentodo amplificatore potenza	1.4	0.1	—	—	—	90	— 7.0	67.5	1.4	7.4	100K	1575	—	8000	0.270	7AV
1S5	Diodo - pentodo Amp. A_1 Amp. R.F.	1.4	0.05	—	—	—	67.5 90	0 0	67.5 90	0.4 Res. schermo 3 MΩ, di griglia 10 MΩ	1.6	600K	625	—	—	—	6AU
															1meg.	0.050	
1T4	Pentodo a μ variabile	1.4	0.05	3.6	7.5	0.01	90	0	67.5	1.4	3.5	500K	900	—	—	—	6AR
1U4	Pentodo	1.4	0.05	3.6	7.5	0.01	90	0	90	0.5	1.6	1meg.	900	—	—	—	6AR
1U5	Diodo - pentodo	1.4	0.05	—	—	—	67.5	0	67.5	0.4	1.6	600K	625	—	—	—	6BW
1U6	Eptodo convertitore	1.4	0.025	7	12	0.5	90	0	45	0.6	0.6	500K	300	—	—	—	7DC
2C51	Doppio triodo a medio μ[10]	6.3	0.3	2.2	1.0	1.3	150	— 2	—	—	8.2[1]	6.5K	5500	35	—	—	8CJ
2E30	Pentodo di potenza a fascio Amp. A_1 Amp. A_1[3] Amp. AB_1[3] Amp. AB_2[3]	6.0	0.65	9.5	6.6	0.2	250 250 250 250	450* 225* —25 —30	250 250 250 250	3.3/7.4 6.6/14.8 3/13.5 4/20	44[2] 88[2] 82[2] 120[2]	63K — — —	3700 — — —	40[5] 80[5] 48[5] 40[5]	4500 9000[6] 8000[6] 3800[6]	4.5 9 12.5 17	7CQ
3A4	Pentodo amplificatore potenza	1.4 2.8	0.2 0.1	4.8	4.2	0.34	135 150	— 7.5 — 8.4	90 90	2.6 2.2	14.9[2] 14.1[2]	90K 100K	1900	—	8000	0.6 0.7	7BB
3A5	Doppio triodo per H.F.[10]	1.4 2.8	0.22 0.11	0.9	1.0	3.2	90	— 2.5	—	—	3.7	8.3K	1800	15	—	—	7BC
3C4	Pentodo di potenza	1.4	0.05	4.9	4.4	0.3	85	— 5.2	85	1.1	5	125K	1350	—	13K	0.2	6BX
3E5	Pentodo amplificatore potenza	1.4 2.8	0.05 0.025	—	—	—	90 90	— 7 — 7	90 90	1.6 1.4	8.0 6.8	100K 120K	1550 1450	— —	8000 9000	0.25 0.225	6BX
3Q4	Pentodo amplificatore potenza	1.4 2.8	0.1 0.05	5.5	3.8	0.2	90	— 4.5	90	2.1 1.7	9.5 7.7	100K 120K	2150 2000	—	10K 10K	0.27 0.24	7BA
3S4	Pentodo amplificatore potenza	1.4 2.8	0.1 0.05	—	—	—	90	— 7	67.5	1.4 1.1	7.4 6.1	100K	1575 1425	—	8000	0.27 0.235	7BA

TABELLA V - TUBI RICEVENTI MINIATURA (continuazione)

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m[11]	μ[4]	R_L[12]	P_o[13]	Zoccolo
5BE8+	Triodo	4.7	0.6	2.8	1.5	1.8	150	56*	—	—	18	5K	8500	40	—	—	9EG
	Pentodo			4.4	2.6	0.04	250	68*	110	3.5	10	400K	5200	—	—	—	
6AB4	Triodo per U.H.F.	6.3	0.15	2.2	0.5	1.5	250	200*	—	—	10	10.9K	5500	60	—	—	5CE
6AB8	Triodo - pentodo	6.3	0.3	4.6	4.7	0.2	100	— 2	—	—	4	—	1350	18	—	—	9AT
				—	—	—	200	— 7.7	200	3.3	17.5	150K	3400	—	11K	1.4	
6AD8	Doppio diodo - pentodo	6.3	0.3	4.0	4.6	0.002	250	— 2	85	2.3	6.7	1meg.	1100	—	—	—	9T
6AF4A	Triodo per U.H.F. Amp. A_1	6.3	0.225	2.2	0.45	1.9	80	150*	—	—	16	2270	6600	15	—	—	7DK
	Osc. 950 MHz						100	10KΩ	—	0.4[9]	22	—	—	—	—	—	
6AG5	Pentodo	6.3	0.3	6.5	1.8	0.03	250	180*	150	2.0	6.5	800K	5000	—	—	—	7BD
							100	180*	100	1.4	4.5	600K	4550	—	—	—	
6AH6	Pentodo Amp. pent.	6.3	0.45	10	2.0	0.03	300	160*	150	2.5	10	500K	9600	—	—	—	7BK
	Amp. triodo						150	160*	—	—	12.5	3.6K	11K	40	—	—	
6AJ4	Triodo per U.H.F.	6.3	0.225	4.4	0.18	2.4	125	68*	—	—	16	4.2K	10K	42	—	—	9BX
6AJ5	Pentodo Amp. R.F.	6.3	0.175	4.0	2.1	0.3	28	— 1	28	1.0	2.7	100K	2550	250	—	—	7BD
	Amp. AB[3]						180	— 7.5	75	—	—	—	—	—	28K[6]	1.0	
6AJ8	Triodo	6.3	0.3	—	—	—	100	— 2	102	3.8	6.5	700K	2400	—	—	—	9CA
	Eptodo						250	0	—	—	13.5	5.9K	3700	22	—	—	
6AK5	Pentodo	6.3	0.175	4.0	2.8	0.02	180	200*	120	2.4	7.7	690K	5100	—	—	—	7BD
							150	330*	140	2.2	7	420K	4300	—	—	—	
							120	200*	120	2.5	7.5	340K	5000	—	—	—	
6AK6	Pentodo amplificatore potenza	6.3	0.15	3.6	4.2	0.12	180	— 9	180	2.5	15	200K	2300	—	10K	1.1	7BK
6AK8	Triplo diodo - triodo	6.3	0.45	1.9	1.6	2.2	250	— 3	—	—	1	58K	1200	70	—	—	9E
6AL5	Doppio diodo[10]	6.3	0.3	—	—	—	Mass. tensione eff. —117 V - Mass. corr. cont. di uscita —9 mA[1]										6BT
6AM4	Triodo per U.H.F.	6.3	0.225	4.4	0.16	2.4	150	100*	—	—	7.5	10K	9000	90	—	—	9BX
6AM5	Pentodo amplificatore potenza	6.3	0.2	—	—	—	250	—13.5	250	2.4	16	130K	2600	—	16K	1.4	6CH
6AM6	Pentodo	6.3	0.3	7.5	3.25	0.01	250	— 2	250	2.5	10	1meg.	7500	—	—	—	7DB
6AM8	Diodo - pentodo	6.3	0.45	6.0	2.6	0.015	200	120*	150	2.7	11.5	600K	7000	—	—	—	9CJ
6AN4	Triodo per U.H.F.	6.3	0.225	2.8	0.28	1.7	200	100*	—	—	13	—	10K	70	—	—	7DK
6AN5	Pentodo di potenza a fascio	6.3	0.45	9.0	4.8	0.075	120	120*	120	12	35	12.5K	8000	—	2500	1.3	7BD
6AN7	Triodo - esodo conv.	6.3	0.23	Osc. —22KΩ			250	— 2	85	3	3	1meg.	750	Osc. Ebb — 250 V[14]			9Q
6AN8	Triodo a medio μ	6.3	0.45	2.0	2.7	1.5	200	— 6	—	—	13	5.75K	3300	—	—	—	9DA
	Pentodo			7.0	2.3	0.04	200	180*	150	2.8	9.5	30K	6200	—	—	—	
6AQ4	Triodo ad alto μ	6.3	0.3	8.5	0.2	2.5	250	— 1.5	—	—	10	12K	8500	100	—	—	7DT
6AQ5	Pentodo di potenza a fascio	6.3	0.45	8.3	8.2	0.35	180	— 8.5	180	3/4	30[2]	58K	3700	29[5]	5500	2.0	7BZ
							250	—12.5	250	4.5/7	47[2]	52K	4100	45[5]	5000	4.5	

TABELLA V - TUBI RICEVENTI MINIATURA (continuazione)

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m [11]	μ [4]	R_L [12]	P_o [13]	Zoccolo
6AQ6	Doppio diodo - triodo ad alto μ	6.3	0.15	1.7	1.5	1.8	100 250	— 1 — 3	— —	— —	0.8 1	61K 58K	1150 1200	70 70	— —	— —	**7BT**
6AR5	Pentodo amplificatore potenza	6.3	0.4	—	—	—	250 250	—16.5 —18	250 250	5.7/10 5.5/10	35 [2] 33 [2]	65K 68K	2400 2300	34 [5] 32 [5]	7000 7600	3.2 3.4	**6CC**
6AR8	Fascio « a foglio »	6.3	0.3	—	—	—	Per televisione a colori - Rivelatore sincrono										**9DP**
6AS5	Pentodo di potenza a fascio	6.3	0.8	12	6.2	0.6	150	— 8.5	110	2/6.5	36 [2]	—	5600	35 [5]	4500	2.2	**7CV**
6AS6	Pentodo	6.3	0.175	4	3	0.2	120	— 2	120	3.5	5.2	110K	3200	—	—	—	**7CM**
6AS8	Diodo - pentodo	6.3	0.45	7	2.2	0.04	200	180*	150	3	9.5	300K	6200	—	—	—	**9DS**
6AT6	Doppio diodo - triodo ad alto μ	6.3	0.3	2.3	1.1	2.1	250	— 3	—	—	1	58K	1200	70	—	—	**7BT**
6AT8	Triodo a medio μ Pentodo	6.3	0.45	2 4.5	0.5 0.9	1.5 0.025	100 250	100* 200*	— 150	— 1.6	8.5 7.7	6.9K 750K	5800 4600	40 —	— —	— —	**9DW**
6AU6	Pentodo	6.3	0.3	5.5	5	0.0035	250	68*	150	4.3	10.6	1meg.	5200	—	—	—	**7BK**
6AU8+	Triodo a medio μ Pentodo	6.3	0.6	2.6 7.5	0.34 2.4	2.2 0.044	150 200	150* 82*	— 125	— 3.4	9 15	8.2K 150K	4900 7000	40 —	— —	— —	**9DX**
6AV6	Doppio diodo - triodo ad alto μ	6.3	0.3	2.2	0.8	2.0	250	— 2	—	—	1.2	62.5K	1600	100	—	—	**7BT**
6AW8+	Triodo ad alto μ Pentodo	6.3	0.6	3.2 11	0.32 2.8	2.2 0.036	200 200	— 2 180*	— 150	— 3.5	4 13	17.5K 400K	4000 9000	70 —	— —	— —	**9DX**
6AX8	Triodo a medio μ Pentodo	6.3	0.45	2.5 5	1 3.5	1.8 0.006	150 250	56* 120*	— 110	— 3.5	18 10	5K 400K	8500 4800	40 —	— —	— —	**9AE**
6AZ8	Triodo a medio μ Pentodo ad amp. semivariabile	6.3	0.45	2 6.5	1.7 2.2	1.7 0.02	200 200	— 6 180*	— 150	— 3	13 9.5	5.75K 300K	3300 6000	19 —	— —	— —	**9ED**
6BA6	Pentodo ad amp. variabile	6.3	0.3	5.5	5	0.0035	250	68*	100	4.2	11	1meg.	4400	—	—	—	**7BK**
6BA7	Eptodo convertitore	6.3	0.3	Osc. —20 KΩ			250	— 1	100	10	3.8	1meg.	950	—	—	—	**8CT**
6BA8+	Triodo a medio μ Pentodo	6.3	0.6	2.5 11	0.7 2.8	2.2 0.036	200 200	— 8 180*	— 150	— 3.5	8 13	6700 400K	2700 9000	18 —	— —	— —	**9DX**
6BC4	Triodo a medio μ per U.H.F.	6.3	0.225	2.9	0.26	1.6	150	100*	—	—	14.5	4.8K	10K	48	—	—	**9DR**
6BC5	Pentodo	6.3	0.3	6.5	1.8	0.03	250	180*	150	2.1	7.5	800K	5700	—	—	—	**7BD**
6BC7	Triplo diodo	6.3	0.45				Mass. corr. cont. per anodo —12 mA - Mass. tens. fra fil. e catodo —200 V										**9AX**
6BC8	Doppio triodo a medio μ [10]	6.3	0.4	2.5	1.3	1.4	150	220*	—	—	10	—	6200	35	—	—	**9AJ**
6BD6	Pentodo ad amp. variabile	6.3	0.3	4.3	5.0	0.005	100 250	— 1 — 3	100 100	5 3	13 9	150K 800K	2550 2000	— —	— —	— —	**7BK**
6BD7	Doppio diodo - triodo ad alto μ	6.3	0.23	2.4	1.3	1.3	250	— 3	—	—	1	58K	1200	70	—	—	**9Z**
6BE6	Eptodo convertitore	6.3	0.3	Osc. —20KΩ			250	— 1.5	100	6.8	2.9	1meg.	475	—	—	—	**7CH**
6BE7	Eptodo lim. - discr.	6.3	0.2	E_{c3}, E_{c5} = 12 V eff.			250	— 4.4	20	1.5	0.28	5meg.	—	—	470K	—	**9AA**

TABELLA V - TUBI RICEVENTI MINIATURA (continuazione)

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m[11]	μ[4]	R_L[12]	P_o[13]	Zoccolo
6BE8	Triodo a medio μ	6.3	0.45	2.8	1.5	1.8	150	56*	0	—	18	5K	8500	40	—	—	**9EG**
	Pentodo			4.4	2.6	0.04	250	68*	110	3.5	10	400K	5200	—	—	—	
6BF5	Pentodo di potenza a fascio	6.3	1.2	14	6	0.65	110	— 7.5	110	4/10.5	39[2]	12K	7500	36[5]	2500	1.9	**7BZ**
6BF6	Doppio diodo - triodo a medio μ . .	6.3	0.3	1.8	0.8	2	250	— 9	—	—	9.5	8.5K	1900	16	10K	0.3	**7BT**
6BH5	Pentodo ad amp. variabile	6.3	0.2	4.9	5.5	0.002	250	— 2.5	100	1.7	6.0	1.1meg.	2200	—	—	—	**9AZ**
6BH6	Pentodo	6.3	0.15	5.4	4.4	0.0035	250	— 1	150	2.9	7.4	1.4meg.	4600	—	—	—	**7CM**
6BH8+	Triodo a medio μ	6.3	0.6	2.6	0.38	2.4	150	— 5	—	—	9.5	5.15K	3300	17	—	—	**9DX**
	Pentodo			7	2.4	0.046	200	82*	125	3.4	15	150K	7000	—	—	—	
6BJ5	Pentodo amplificatore potenza . . .	6.3	0.64	—	—	—	250	— 5	250	5.5	35	40K	10.5K	420	7000	4	**6CH**
6BJ6	Pentodo ad amp. variabile	6.3	0.15	4.5	5.5	0.0035	250	— 1	100	3.3	9.2	1.3meg.	3800	—	—	—	**7CM**
6BJ7	Triplo diodo	6.3	0.45	Picco di tens. inv. mass. 330 V - Mass. c. c. anodica per ogni diodo 1 mA													**9AX**
6BJ8+	Doppio diodo - triodo a medio μ . .	6.3	0.6	2.8	0.38	2.6	250	— 9	—	—	8	7.15K	2800	20	—	—	**9ER**
6BK5	Pentodo di potenza a fascio	6.3	1.2	13	5	0.6	250	— 5	250	3.5/10	37[2]	100K	8500	35[5]	6500	3.5	**9BQ**
6BK6	Doppio diodo - triodo ad alto μ . . .	6.3	0.3	—	—	—	250	— 2	—	—	1.2	62.5K	1600	100	—	—	**7BT**
6BK7A	Doppio triodo a medio μ[10]	6.3	0.4	3	1	1.8	150	56*	—	—	18	4.6K	9300	43	—	—	**9AJ**
6BM5	Pentodo amplificatore potenza . . .	6.3	0.45	8	5.5	0.5	250	— 6	250	3	30[5]	60K	7000	—	7000	3.5	**7BZ**
6BN6	Pentodo a fascio	6.3	0.3	4.2	3.3	0.004	80	— 1.3	60	3	0.23	—	—	—	68K	—	**7DF**
6BN7	Doppio triodo[10]	6.3	0.75	5.5[7]	1.6[7]	3[7]	250	—15	—	—	24	2.2K	5500	12	—	—	**9AJ**
				1.4[8]	0.3[8]	0.7[8]	120	— 1	—	—	5	14K	2000	28	—	—	
6BQ7A	Doppio triodo a medio μ[10]	6.3	0.4	2.85	1.35	1.15	150	220*	—	—	9	6.1K	6400	39	—	—	**9AJ**
6BR7	Pentodo	6.3	0.15	4.25	4	0.01	250	— 3	100	0.6	2.1	2.5meg.	1250	—	—	—	**9BC**
6BS5	Pentodo di potenza a fascio	6.3	0.75	9.5	4.5	0.3	250	—75	250	6.0	50[5]	17K	7000	120	5000	4.5	**9BK**
6BS7	Pentodo	6.3	0.15	4	4	0.01	100	— 3	100	0.7	2	1.5meg.	1100	—	—	—	**9BB**
6BS8	Doppio triodo a basso rumore[10] . .	6.3	0.4	2.6	1.35	1.15	150	220*	—	—	10	5K	7200	36	—	—	**9AJ**
6BT6	Doppio diodo - triodo ad alto μ . .	6.3	0.3	—	—	—	250	— 3	—	—	1	58K	1200	70	—	—	**7BT**
6BU6	Doppio diodo - triodo a basso μ . .	6.3	0.3	—	—	—	250	— 9	—	—	9.5	8.5K	1900	16	10K	0.3	**7BT**
6BV7	Doppio diodo - Pent. amp. potenza . .	6.3	0.8	11.5	9.5	0.5	250	— 5	250	6	38[5]	100K	10K	—	8000	4	**9BU**
6BW6	Pentodo di potenza a fascio	6.3	0.45	—	—	—	315	—13	225	2.2	34[5]	77K	3750	—	8500	5.5	**9AM**
							250	—12.5	250	4.5	45[5]	52K	4100	—	5000	4.5	
6BW7	Pentodo	6.3	0.3	10	3.5	0.01	180	100*	180	3.8	10	600K	9000	—	—	—	**9AQ**
							250	180*	180	3.7	10	750K	8200	—	—	—	
6BX6	Pentodo a R.F.	6.3	0.3	7.2	3.4	0.007	170	— 2	170	2.5	10	400K	7200	—	—	—	**9AQ**
6BY6	Eptodo amplificatore	6.3	0.3	5.4	7.6	0.08	250	— 2.5	100	9	6.5	E_{c_3} = — 2.5 V	1900	—	—	—	**7CH**

TABELLA V - TUBI RICEVENTI MINIATURA (continuazione)

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m[11]	μ[4]	R_L[12]	P_o[13]	Zoccolo
6BY7	Pentodo amp. variabile per R.F. . . .	6.3	0.3	7.2	3.7	0.007	250	— 2	100	2.5	10	500K	6000	—	—	—	**9AQ**
6BZ6	Pentodo ad amplificatore semivariabile	6.3	0.3	7.5	1.8	0.02	200	180*	150	2.6	11	600K	6100	—	—	—	**7CM**
6BZ7	Doppio triodo a medio μ[10]	6.3	0.4	2.5	1.35	1.15	150	220*	—	—	10	5.6K	6800	38	—	—	**9AJ**
6C4	Triodo a medio μ	6.3	0.15	1.8	1.3	1.6	250	— 8.5	—	—	10.5	7.7K	2200	17	—	—	**6BG**
6CA5	Pentodo a fascio	6.3	1.2	15	9	0.5	125	— 4.5	125	4/11	36[2]	15K	9200	37[5]	4500	1.5	**7CV**
6CB6	Pentodo	6.3	0.3	6.5	1.9	0.02	200	180*	150	2.8	9.5	600K	6200	—	—	—	**7CM**
6CE5	Pentodo a R.F.	6.3	0.3	6.5	1.9	0.03	200	180*	150	2.8	9.5	600K	6200	—	—	—	**7CM**
6CF6	Pentodo	6.3	0.3	6.3	1.9	0.02	200	180*	150	2.8	9.5	600K	6200	—	—	—	**7CM**
6CG6	Pentodo ad ampl. semivariabile . . .	6.3	0.3	5	5	0.008	250	— 8	150	2.3	9	720K	2000	—	—	—	**7BK**
6CG7	Doppio triodo a medio μ[10] . . .	6.3	0.6	2.3	2.2	4	250	— 8	—	—	9	7.7K	2600	20	—	—	**9AJ**
6CH6	Pentodo a R.F.	6.3	0.75	14	5	0.25	250	— 4.5	250	6	40	50K	11K	—	—	—	**9BA**
6CH7	Doppio triodo a medio μ	6.3	0.4	2.4	0.8	1.1	150	220*	—	—	10	5.3K	6800	36	—	—	**9EW**
6CJ6	Pentodo amplificatore potenza . . .	6.3	1.05	14.7	6	0.8	250	—38.5	250	2.4	32	15K	4600	—	—	—	**9AS**
6CK6	Pentodo amplificatore potenza . . .	6.3	0.71	11.2	6.6	0.1	250	— 5.5	250	5	36	130K	10K	—	—	—	**9AR**
6CL6	Pentodo amplificatore potenza . . .	6.3	0.65	11	5.5	0.12	250	— 3	150	7/7.2	31[2]	150K	11K	30[5]	7500	2.8	**9BV**
6CM6	Pentodo di potenza a fascio	6.3	0.45	8	8.5	0.7	315	—13	225	2.2/6	35[2]	80K	3750	34[5]	8500	5.5	**9CK**
6CM7+	Doppio triodo - Triodo N. 1 a medio μ Triodo N. 2	6.3	0.6	2 3.5	0.5 0.4	3.8 3	200 250	— 7 — 8	— —	— —	5 10	11K 4.1K	2000 4400	20 18	— —	— —	**9ES**
6CN7+	Doppio diodo - triodo ad alto μ . .	6.3 3.15	0.3 0.6	1.5	0.5	1.8	100 250	— 1 — 3	— —	— —	0.8 1	54K 58K	1300 1200	70 70	— —	— —	**9EN**
6CQ6	Pentodo ad amp. variabile	6.3	0.2	7	4.5	0.01	250	— 2.5	200	2	7.8	—	2500	—	—	—	**7DB**
6CR6	Diodo - pentodo ad amp. variabile . .	6.3	0.3	—	—	—	250	— 2	100	3	9.5	200K	1950	—	—	—	**7EA**
6CS6	Eptodo convertitore	6.3	0.3	5.5	7.5	0.05	100	— 1	30	1.1	0.75	1meg.	950	$E_{c_3} = 0$ V		—	**7CH**
6CS7+	Doppio triodo - Triodo N. 1 a medio μ Triodo N. 2	6.3	0.6	1.8 3.0	0.5 0.5	2.6 2.6	250 250	— 8.5 —10.5	— —	— —	10.5 19	7.7K 3.45K	2200 4500	17 15.5	— —	— —	**9EF**
6DB6	Pentodo	6.3	0.3	6	5	0.0035	150	— 1	150	6.6	5.8	50K	2050	$E_{c_3} = -3$ V		—	**7CM**
6DC6	Pentodo ad ampl. semivariabile . . .	6.3	0.3	6.5	2	0.02	200	180*	150	3	9	500K	5500	—	—	—	**7CM**
6DE6	Pentodo	6.3	0.3	6.3	1.9	0.02	200	180*	150	2.8	9.5	600K	6200	—	—	—	**7CM**
6DT6	Pentodo	6.3	0.3	5.8	—	0.02	150	560*	100	2.1	1.1	150K	615	—	—	—	**7EN**
6J4	Triodo per griglia a massa	6.3	0.4	7.5	3.9	0.12	150	100*	—	—	15	4.5K	12K	55	—	—	**7BQ**
6J6	Doppio triodo - Amp. A_1[10] a medio μ Mescol.	6.3	0.45	2.2	0.4	1.6	100 150	50* 810*	— —	— —	8.5 4.8	7.1K 10.2K	5300 1900	38 Tens. picco osc. = 3V	—	—	**7BF**
6M5	Pentodo amplificatore potenza . . .	6.3	0.71	10	6.2	1	250	170*	250	5.2	36	40K	10K	—	7000	3.9	**9N**

TABELLA V - TUBI RICEVENTI MINIATURA (continuazione)

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m[11]	μ[4]	R_L[12]	P_o[13]	Zoccolo
6N4	Triodo per U.H.F.	6.3	0.2	3	1.6	1.1	180	— 3.5	—	—	12	5.4K	6000	32	—	—	7CA
6N8	Doppio diodo - pentodo	6.3	0.3	4	4.6	0.002	250	295*	85	1.75	5	1.6meg.	2200	35	—	—	9T
6Q4	Triodo per H.F.	6.3	0.48	5.4	0.06	3.4	250	— 1.5	—	—	15	—	12K	80	—	—	9S
6R4	Triodo per H.F.	6.3	0.2	1.7	0.5	1.5	150	— 2	—	—	30	—	5500	16	—	—	9R
6R8	Triplo diodo - triodo	6.3	0.45	1.5	1.1	2.4	250	— 9	—	—	9.5	8.5K	1900	16	10K	0.3	9E
6S4	Triodo a medio μ	6.3	0.6	4.2	0.9	2.6	250	— 8	—	—	26	3.6K	4500	16	—	—	9AC
6T4	Triodo per U.H.F.	6.3	0.225	2.6	0.25	1.7	80	150*	—	—	18	1.86K	7000	13	—	—	7DK
6T8	Triplo diodo - triodo ad alto μ	6.3	0.45	1.6	1	2.2	100 250	— 1 — 3	— —	— —	0.8 1	54K 58K	1300 1200	70 70	— —	— —	9E
6U8	Triodo a medio μ Pentodo	6.3	0.45	2.5 5	0.4 2.6	1.8 0.01	150 250	56* 68*	— 110	— 3.5	18 10	5K 400K	8500 5200	40 —	— —	— —	9AE
6V8	Triplo diodo - triodo	6.3	0.45	—	—	—	100 250	— 1 — 3	— —	— —	0.8 1	54K 58K	1300 1200	70 70	— —	— —	9AH
6X8	Triodo a medio μ Pentodo	6.3	0.45	2.0 4.3	0.5 0.7	1.4 0.09	100 250	100* 200*	— 150	— 1.6	8.5 7.7	6.9K 750K	— —	40 —	— —	— —	9AK
12A4	Triodo a medio μ	6.3 12.6	0.6 0.3	4.9	0.9	5.6	250 250	— 9 —12.5	— —	— —	23 4.4	2.5K —	8000 —	20 —	— —	— —	9AG
12AB5	Pentodo di pot. a fascio . Amp. A_1 Amp. AB_1[3]	12.6	0.2	8	8.5	0.7	250 250	—12.5 —15	250 250	4.5/7 5/13	47[2] 79[2]	50K 60K[1]	4100 3750	45[5] 70[5]	5000 10K[6]	4.5 10	9EU
12AH8	Triodo - eptodo convertitore	12.6 6.3	0.15 0.3	Osc. $Ig_1 = 0.2$ mA Osc. —47KΩ			250	— 3	100	4.4	2.6	1.5meg.	550	Ebb tr. osc. = 100 V Ib triodo = 5.3 mA			9BP
12AQ5	Amp. di pot. a fascio . Amp. A_1 Amp. AB_1[3]	12.6	0.225	8.3	8.2	0.35	250 250	—12.5 —15	250 250	4.5/7 5/13	47[2] 79[2]	52K 60K[1]	4100 3750[1]	45[5] 70[5]	5000 10K[6]	4.5 10	7BZ
12AT7	Doppio triodo ad alto μ[10]	12.6 6.3	0.15 0.3	2.2[7] 2.2[8]	0.5[7] 0.4[8]	1.5[7] 1.5[8]	100 250	270* 200*	— —	— —	3.7 10	15K 10.9K	4000 5500	60 60	— —	— —	9A
12AU7A	Doppio triodo a medio μ[10]	12.6 6.3	0.15 0.3	1.6[7] 1.6[8]	0.5[7] 0.35[8]	1.5[7] 1.5[8]	100 250	0 — 8.5	— —	— —	11.8 10.5	6.25K 7.7K	3100 2200	19.5 17	— —	— —	9A
12AV7	Doppio triodo a medio μ[10]	12.6 6.3	0.225 0.45	3.1[7] 3.1[8]	0.5[7] 0.4[8]	1.9[7] 1.9[8]	100 150	120* 56*	— —	— —	9 18	6.1K 4.8K	6100 8500	37 41	— —	— —	9A
12AW6	Pentodo	12.6	0.15	6.5	1.5	0.025	250	200*	150	2	7	800K	5000	42	—	—	7CM
12AX7	Doppio triodo ad alto μ Amp. A_1[10] Classe B[7 8]	12.6 6.3	0.15 0.3	1.6[7] 1.6[8]	0.46[7] 0.34[8]	1.7[7] 1.7[8]	250 300	— 2 0	— —	— —	1.2 40[2]	62.5K —	1600 —	100 14[5]	— 16K[6]	— 7.5	9A
12AY7	Doppio triodo - a medio μ[11] . . . Amp. A_1 Amp. basso liv.	12.6 6.3	0.15 0.3	1.3	0.6	1.3	250 150	— 4 2700*	— Res. anodica 20 KΩ - Res. griglia 0,1 MN - V.G. 12.5	—	3	—	1750	40	—	—	9A
12AZ7	Doppio triodo ad alto μ[10]	12.6 6.3	0.225 0.45	3.1[7] 3.1[8]	0.5[7] 0.4[8]	1.9[7] 1.9[8]	100 250	270* 200*	— —	— —	3.7 10	15K 10.9K	4000 5500	60 60	— —	— —	9A

TABELLA V - TUBI RICEVENTI MINIATURA (continuazione)

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m[11]	μ[4]	R_L[12]	P_o[13]	Zoccolo
12B4	Triodo a basso μ	12.6 6.3	0.3 0.6	5	1.5	4.8	150	—17.5	—	—	34	1.03K	6300	6.5	—	—	9AG
12BH7	Doppio triodo	12.6 6.3	0.3 0.6	3.2[7] 3.2[8]	0.5[7] 0.4[8]	2.6[7] 2.6[8]	250	—10.5	—	—	11.5	5.3K	3100	16.5	—	—	9A
12BR7	Doppio diodo - triodo a medio μ	12.6 6.3	0.225 0.45	2.8	1	1.9	100 250	270* 200*	— —	— —	3.7 10	15K 10.9K	4000 5500	60 60	— —	— —	9CF
12BV7	Pentodo	12.6 6.3	0.3 0.6	11	3	0.055	250	68*	150	6	25	90K	12K	1100	—	—	9BF
12BY7	Pentodo	12.6 6.3	0.3 0.6	11.1	3	0.055	250	68*	150	6	25	90K	12K	1200	—	—	9BF
12BZ7	Doppio triodo ad alto μ	12.6 6.3	0.3 0.6	6.5[7] 6.5[8]	0.7[7] 0.55[8]	2.5[7] 2.5[8]	250	— 2	—	—	2.5	31.8K	3200	100	—	—	9A
12CR6	Diodo - pentodo ad amp. variabile	12.6	0.15	—	—	—	250	— 2	100	2.6	9.6	800K	2200	—	—	—	7EA
12H4	Triodo di impiego generale	12.6 6.3	0.15 0.3	2.4	0.9	3.4	90 250	0 — 8	— —	— —	10 9	— —	3000 2600	20 20	— —	— —	7DW
35B5	Pentodo di potenza a fascio	35	0.15	11	6.5	0.4	110	— 7.5	110	3/7	41[2]	—	5800	40[5]	2500	1.5	7BZ
50B5	Pentodo di potenza a fascio	50	0.15	13	6.5	0.5	110	— 7.5	110	4/8.5	50[2]	14K	7500	49[5]	2500	1.9	7BZ
5590	Pentodo per R.F.	6.3	0.15	3.4	2.9	0.01	90	820*	90	1.4	3.9	300K	2000	—	—	—	7BD
5608	Pentodo	6.3	1.75	4	2.9	0.02	120	—12	120	2.5	7.5	340K	5000	—	—	—	7BD
5610	Triodo	6.3	0.15	—	—	—	90	— 1.5	—	—	17	3.5K	4000	14	—	—	6CG
5656	Doppio tetrodo[10]	6.3	0.4	3.6	1.5	0.06	150	— 2	120	2.7	15	60K	5800	—	—	—	9F
5686	Pentodo di potenza a fascio	6.3	0.35	6.4	8.5	0.11	250	—12.5	250	3[5]	27[5]	45K	3100	—	9000	2.7	9G
5687	Doppio triodo a medio μ[10]	12.6 6.3	0.45 0.9	4[7] 4[8]	0.6[7] 0.5[8]	4[7] 4[8]	120 250	— 2 —12.5	— —	— —	36 12.5	1.7K 3K	11K 5500	18.5 16.5	— —	— —	9H
5722	Diodo gen. rumori	6.3	1.5	—	2.2	—	200	—	—	—	35	—	—	—	—	—	5CB
5842	Triodo ad alto μ	6.3	0.3	1.6	0.5	1.5	150	62*	—	—	26	1.8K	24K	43	—	—	9V
5847	Pentodo	6.3	0.3	7.1	2.9	0.04	160	— 8.5	160	4.5	—	—	12.5K	—	—	—	9X
5879	Pentodo	6.3	0.15	2.7	2.4	0.15	250	— 3	100	0.4	1.8	2meg.	1000	—	—	—	9AD
6028	Pentodo	20	0.05	4	2.8	0.02	120	180*	120	2.5	7.5	300K	5000	—	—	—	7BD
6045	Doppio triodo a medio μ[10]	6.3	0.35	2	0.45	1.3	100	50*	—	—	9	5.9K	6400	38	—	—	7BF
6216	Pentodo di pot. a fascio — Amp. A_1 Reatt. a filtro	6.3	1.2	12.3	6.7	0.37	200 100	— 6 — 3	100 100	2/4 3	51[2] 70	38K 18.5K	8800 12.8K	47[5] Rg_1 = 0.1 meg.	4500	3.8	fig. 73
6227	Pentodo di pot.	6.3	0.75	11.5	7	—	200	130*	200	4.1	30	90K	9000	—	—	2.8	9BA
6287	Pentodo di pot. a fascio	6.3	0.6	8	9	1.1	250	—12.5	250	5/10.5	48[2]	55K	4100	46[5]	6000	4.5	9CT

TABELLA V - TUBI RICEVENTI MINIATURA (continuazione)

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}[15]	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m[11]	μ[4]	R_L[12]	P_o[13]	Zoccolo
6386	Doppio triodo a medio μ	6.3	0.35	2	1.1	1.2	100	200*	—	—	9.6	4.25K	4000	17	—	—	8CJ
9001	Pentodo	6.3	0.15	3.6	3	0.01	250	— 3	100	0.7	2	1meg. +	1400	—	—	—	7BD
9002	Triodo per U.H.F.	6.3	0.15	1.2	1.1	1.4	250	— 7	—	—	6.3	11.4K	2200	25	—	—	7BS
9003	Pentodo	6.3	0.15	3.4	3	0.1	250	— 3	100	2.7	6.7	700K	1800	—	—	—	7BD
9006	Diodo per U.H.F.	6.3	0.15	—	—	—	Mass. tens. alt. = 270 V - Mass. corr. cont. uscita = 5 mA										6BH

+ Caratteristiche con accensione filamento controllata.

Ω Resistenza di fuga di griglia oscillatrice o di caduta di schermo.

* esistenza catodica in ohm.

[1] Per anodo.

[2] Corrente a segnale massimo per uscita a piena potenza.

[3] I valori sono per due tubi in controfase.

[4] Se non altrimenti specificato.

[5] Corrente anodica senza segnale.

[6] Effettiva anodo-anodo.

[7] Triodo N. 1.

[8] Triodo N. 2.

[9] Corrente di griglia oscillatore in mA.

[10] Valori per ogni sezione.

[11] Micromhos.

[12] Ohm.

[13] Watt.

[14] Attraverso 33KΩ.

TABELLA VI - TUBI RICEVENTI METALLICI A 6,3 V.

(Le caratteristiche riportate nella tabella seguente si riferiscono anche a tutti i tubi indicati nelle stesse cifre e lettere, compresi quelli in vetro del tipo « G » e « GT ». Le caratteristiche dei tubi « G » e « GT » non compresi nella seguente tabella possono essere trovate nelle tabelle VII, IX, X, XV).

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m[12]	μ[15]	R_L[13]	P_o[14]	Zoccolo
6A8	Eptodo convertitore	6.3	0.3	—	—	—	250	— 3	100	2.7	3.5	360K	550	—	—	—	8A
							E_{bb} (osc.) 250 V attraverso 20 KΩ. Res. griglia oscill. 50 K. I_r = 4 mA. I_{g1} = 0,4 mA										
6AB7	Pentodo ad amplif. variabile	6.3	0.45	8	5	0.15	300	— 3	200	3.2	12.5	700K	5000	—	—	—	8N
1853							300	— 3	30K[8]	3.2	12.5	700K	5000	—	—	—	
6AC7	Pentodo	6.3	0.45	11	5	0.15	300	160*	150	2.5	10	1 meg.	9000	—	—	—	8N
1852							300	160*	60K[8]	2.5	10	1 meg.	9000	—	—	—	
6AG7	Pentodo amp. pot.	6.3	0.65	13	7.5	0.06	300	— 3	150	7/9	30/31	130K	11K	—	10K	3	8Y
6B8	Doppio diodo-pentodo	6.3	0.3	6	9	0.005	250	— 3	125	2.3	10	600K	1325	—	—	—	8E
6C5	Triodo a medio μ — Amp. A_1	6.3	0.3	3	11	2	250	— 8	—	—	8	10K	2000	20	—	—	6Q
	Triodo a medio μ — Rivelatore						250	—17	Corr. anodica regolata a 0.2 mA in assenza di segnale								
6F5	Triodo ad alto μ	6.3	0.3	5.5	4	2.4	250	— 2	—	—	0.9	66K	1500	100	—	—	5M
6F6	Pentodo amplif. potenza — Amp. A_1[1 5]	6.3	0.7	6.5	13	0.2	250	—20	20[10]	—	31/34	2.6K	2600	6.8	4000	0.85	7S
	Pentodo amplif. potenza — Amp. AB_2[1 6]						350	730*	132[11]	—	50/60	—	—	—	10K[7]	9	
							350	—38	123[11]	—	48/92	—	—	—	6K[7]	13	
	Pentodo amplif. potenza — Amp. A_1[5]						250	—16.5	250	6/11	34/36	80K	2500	—	7000	3.2	
							285	—20	285	7/13	38/40	78K	2500	—	7000	4.8	
	Pentodo amplif. potenza — Amp. AB_2[6]						375	—26	250	5/20	34/82	—	—	82[11]	10K[7]	18.5	
							375	340*	250	8/18	54/77	—	—	94[11]	10K[7]	19	

TABELLA VI. - TUBI RICEVENTI METALLICI A 6,3 V (continuazione)

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2} [15]	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m [12]	μ [15]	R_L [13]	P_o [14]	Zoccolo
6H6	Doppio diodo	6.3	0.3	—	—	—	Max tens. alt. per anodo 150 V eff. Max corr. usc. 8 mA										**7Q**
6J5	Triodo a medio μ	6.3	0.3	3.4	3.6	3.4	250	— 8	—	—	9	7.7K	2600	20	—	—	**6Q**
6J7	Pentodo — Amp. A_1	6.3	0.3	7	12	0.005	250	— 3	100	0.5	2	1meg. +	1225	—	—	—	**7R**
	Pentodo — Rivelatore						250	10K*	100	Corrente cat. senza segn. 0.43 mA					0.5meg	—	
6K7	Pentodo a μ variabile — Amp. R.F.	6.3	0.3	7	12	0.005	250	— 3	125	2.6	10.5	600K	1650	990	—	—	**7R**
	Pentodo a μ variabile — Mescol.						250	—10	100	—	—	—	Osc. peak volts = 7			—	
6K8	Triodo-Esodo conv. — Esodo	6.3	0.3	—	—	—	250	— 3	100	6	2.5	600K	350	—	—	—	**8K**
	Triodo-Esodo conv. — Triodo						100	50K [8]	—	—	3.8	I_{g_1} (osc.) = 0.15 mA			—	—	
6L6 [2]	Amp. di pot. a fascio — Amp. A_1 [1 5]	6.3	0.9	10	12	0.4	250	—20	20 [10]	—	40/44	1.7K	4700	8	5000	1.4	**7AC**
	Amp. A_1 [5]						250	170*	250	5.4/7.2	75/78	—	—	14 [10]	2500	6.5	
	Autopolarizz.						300	220*	300	3/4.6	51/55	—	—	12.7 [10]	4500	6.5	
	Amp. A_1 [5]						250	—14	250	5/7.3	72/79	22.5K	6000	14 [10]	2500	6.5	
	Polarizz. fissa						350	—18	250	2.5/7	54/66	33K	5200	18 [10]	4200	10.8	
	Amp. AB_1 [6]						250	125*	250	10/15	120/130	—	—	35.6 [11]	5000 [7]	13.8	
	Autopolarizz.						270	125*	270	11/17	134/145	—	—	28.2 [11]	5000 [7]	18.5	
	Amp. A_1 [6]						250	—16	250	10/16	120/140	24.5 [5]	5500 [5]	32 [11]	5000 [7]	14.5	
	Polarizz. fissa						270	—17.5	270	11/17	134/155	23.5 [5]	5700 [5]	35 [11]	5000 [7]	17.5	
	Amp. AB_1 [6] autopolarizz.						360	270*	270	5/17	88/100	—	—	40.6 [11]	9000 [7]	24.5	
	Amp. A_1 [6]						360	—22.5	270	5/11	88/140	—	—	45 [11]	3800 [7]	18	
	Polarizz. fissa						360	—22.5	270	5/15	88/132	—	—	45 [11]	6600 [7]	26.5	
	Amp. AB_2 [6]						360	—18	225	3.5/15	78/142	—	—	52 [11]	6000 [7]	31	
	Polarizz. fissa						360	—22.5	270	5/16	88/205	—	—	72 [11]	3800 [7]	47	
6L7	Eptodo - Mescolatore - Amp. — Amp. A_1	6.3	0.3	—	—	—	250	— 3	100	6.5	5.3	600K	1100	3 [16]	—	—	**7T**
	Eptodo - Mescolatore - Amp. — Mescol.						250	— 6	150	9.2	3.3	1meg. +	350	—15 [16]	—	—	
6N7	Doppio triodo in Classe B — Amp. B [9]	6.2	0.8	—	—	—	300	0	—	—	35/70	—	—	82 [11]	8000 [7]	10	**8B**
	Doppio triodo in Classe B — Amp. A_1 [17]						250	— 5	—	—	6	11.3K	3100	—	—	—	
6Q7	Doppio diodo - triodo ad alto μ	6.3	0.3	5	3.8	1.4	250	— 3	—	—	1	58K	1200	70	—	—	**7V** [2]
6R7	Doppio diodo - triodo	6.3	0.3	4.8	3.8	2.4	250	— 9	—	—	9.5	8.5K	1900	16	10K	0.28	**7V** [2]
6S7	Pentodo ad amplif. variabile	6.3	0.15	6.5	10.5	0.005	250	— 3	100	2	8.5	1meg.	1750	—	—	—	**7R** [2]
6SA7	Eptodo convertitore	6.3	0.3	9.5	12	0.13	250	0 [3]	100	8	3.4	800K	Res. griglia N. 1 20 KΩ				**8R** [2]
6SB7Y	Eptodo convertitore	6.3	0.3	9.6	9.2	0.13	100	— 1	100	10.2	3.6	50K	900	—	—	—	**8R**
							250	— 1	100	10	3.8	1meg.	950	—	—	—	
							250	22K [8]	12K [8]	12/13	6.8/6.5	Sez. osc. per funz. su 88-108 MHz					
6SC7	Doppio triodo ad alto μ [5]	6.3	0.3	2	3	2	250	— 2	—	—	2	53K	1325	70	—	—	**8S**
6SF5	Triodo ad alto μ	6.3	0.3	4	3.6	2.4	250	— 2	—	—	0.9	66K	1500	100	—	—	**6AB** [2]
6SF7	Diodo - pentodo a μ variabile	6.3	0.3	5.5	6	0.004	250	— 1	100	3.3	12.4	700K	2050	—	—	—	**7AZ**
6SG7	Pentodo amp. a H. F.	6.3	0.3	8.5	7	0.003	250	— 2.5	150	3.4	9.2	1meg. +	4000	—	—	—	**8BK**
6SH7	Pentodo amp. a H. F.	6.3	0.3	8.5	7	0.003	250	— 1	150	4.1	10.8	900K	4900	—	—	—	**8BK**
6SJ7 [4]	Pentodo	6.3	0.3	6	7	0.005	250	— 3	100	0.8	3	1meg. +	1650	—	—	—	**8N**
6SK7	Pentodo a μ variabile	6.3	0.3	6	7	0.003	250	— 3	100	2.6	9.2	800K	2000	—	—	—	**8N**
6SQ7	Doppio diodo - triodo ad alto μ	6.3	0.3	3.2	3	1.6	250	— 2	—	—	0.9	91K	1100	100	—	—	**8Q**

TABELLA VI. - TUBI RICEVENTI METALLICI A 6,3 V (continuazione)

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m[12]	μ[15]	R_L[13]	P_o[14]	Zoccolo
6SR7	Doppio diodo - triodo	6.3	0.3	3.6	2.8	2.4	250	— 9	—	—	9.5	8.5K	1900	16	—	—	8Q
6SS7	Pentodo a μ variabile	6.3	0.15	5.5	7	0.004	250	— 3	100	2	9	1meg.	1850	—	—	—	8N.
6ST7	Doppio diodo - triodo	6.3	0.15	2.8	3	1.5	250	— 9	—	—	9.5	8.5K	1900	—	—	—	8Q
6SV7	Diodo - pentodo a R.F.	6.3	0.3	6.5	6	0.004	250	— 1	150	2.8	7.5	1.5meg.	3600	—	—	—	7AZ
6V6	Amp. di pot. a fascio — Amp. A_1[5]	6.3	0.45	10	11	0.3	180	— 8.5	180	3/4	29/30	50K	3700	8.5[10]	5500	2	7AC
							250	—12.5	250	4.5/7	45/47	50K	4100	12.5[10]	5000	4.5	
							315	—13	225	2.2/6	34/35	80K	3750	13[10]	8500	5.5	
	Amp. AB_1[7]						250	—15	250	5/13	70/79	60K	3750	30[11]	10K[7]	10	
							285	—19	285	4/13.5	70/92	70K	3600	38[11]	8000[7]	14	
1612	Eptodo amp.	6.3	0.3	7.5	11	0.001	250	— 3	100	6.5	5.3	600K	1100	—3[16]	—	—	7T
1620	Pentodo	6.3	0.3	7	12	0.005	250	— 3	100	0.5	2	1meg.+	1225	—	—	—	7R
1621	Amp. di pot. a fascio — Amp. A_1[1 6]	6.3	0.7	7.5	11.5	0.2	330	500*	—	—	55/59	—	—	54[11]	5000[7]	2	7S
	Amp. A_1[6]						300	—30	300	6.5/13	38/69	—	—	60[11]	4000[7]	5	
1622	Amp. di pot. a fascio[6]	6.3	0.9	10	12	0.4	300	—20	250	4/10.5	86/125	—	—	40[11]	4000[7]	10	7AC
5693	Pentodo	6.3	0.3	5.3	6.2	0.005	250	— 3	100	0.85	3	1meg.	1650	—	—	—	8N
5961	Eptodo convertitore	6.3	0.3	—	—	—	250	— 2	100	8.5	3.5	1meg.	450	grig. osc.[8]	20KΩ	—	8R
6137	Pentodo ad amplif. variabile	6.3	0.3	5	6.5	0.003	250	— 3	100	2.6	9.2	800K	2000	—	—	—	8N

* Res. catodica in ohm.

1 Schermo collegato all'anodo.

2 Nei tubi 6L6G, 6Q7G, 6R7GT/G, 6S7G, 6SA7GT/G e 6SF5GT il piedino n. 1 non è collegato.

3 Se si usa l'eccitazione di un oscillatore separato, occorre una polarizz. di griglia di —2 V.

4 Anche per il tipo 6SJ7Y.

5 I valori si riferiscono a un singolo tubo o sezione.

6 I valori si riferiscono a due tubi in controfase.

7 Valore da anodo ad anodo.

8 Res. di fuga di griglia oscill. o di caduta di griglia schermo.

9 Valori per due unità.

10 Picco di tensione b.f. di griglia.

11 Picco di tensione b.f. fra g. e g.

12 Micromho.

13 Ohm.

14 Watt.

15 Se non altrimenti specificato.

16 Tensione di schermo.

17 Unità collegate in parallelo.

TABELLA VII. - TUBI RICEVENTI IN VETRO A 6,3 V CON ZOCCOLO OCTAL

(Per i tubi della serie « G » e « GT » nno riportati in questa tabella, vedansi le tabelle VI e XV. Calatteristiche e collegamenti allo zoccolo saranno uguali).

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m[10]	μ	R_L[11]	P_o[12]	Zoccolo
2B22	Diodo	6.3	0.75	—	2.2	—	Corr. cat. media 5 mA - Uscita 50 V c.c.								10K	—	fig. 37
2C22	Triodo	6.3	0.3	2.2	0.7	3.6	300	—10.5	—	—	11	6.6K	3000	20	—	—	4AM
6A5GT	Triodo amp. di potenza — Amp. A_1[3]	6.3	1.25	—	—	—	250	—45	—	—	60[6]	0.8K	5250	4.2	2500	3.75	6T
	Amp. A_1[4]						325	—68	—	—	80[6]	—	—	—	3000	15	
6AC5GT	Triodo amp. di potenza per amp. AB	6.3	0.4	—	—	—	250	0	—	—	5[6]	36.7K	3400	125	10K[5]	8	6Q
6AD7G	Triodo	6.3	0.85	—	—	—	250	—25	—	—	4	19K	325	6	—	—	8AY
	Pentodo amp. di potenza — Triodo						250	—16.5	250	6.5/10.5	34/36	80K	2500	—	7000	3.2	
6AH4GT	Triodo a medio μ	6.3	0.75	7	1.7	4.4	250	—23	—	—	30	1.78K	4500	8	—	—	8EL
6AH7GT	Doppio triodo a medio μ[1]	6.3	0.3	—	—	—	180	— 6.5	—	—	7.6	8.4K	1900	16	—	—	8BE

TABELLA VII. - TUBI RICEVENTI IN VETRO A 6,3 V CON ZOCCOLO OCTAL (continuazione)

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m[10]	μ	R_L[11]	P_o[12]	Zoccolo
6AL7GT	Occhio magico	6.3	0.15	—	—	—	I raggi che delimitano ognuna delle tre zone illuminate sono distanziati esternamente di 3 mm con +5 V applicati all'elettrodo di controllo. Con —5 V tale distanza la si ha internamente. Non si ha alcuna trama con —6 V.										**8CH**
6AQ7GT	Doppio diodo - triodo ad alto μ	6.3	0.3	2.8	3.2	3	250	— 2	—	—	2.3	44K	1600	70	—	—	**8CK**
6AR6	Pentodo a fascio	6.3	1.2	11	7	0.55	250	—22.5	250	5	77	21K	5400	—	—	—	**6BQ**
6AR7GT	Doppio diodo - pentodo ad amp. var.	6.3	0.3	5.5	7.5	0.003	250	— 2	100	1.8	7	1.2meg.	2500	—	—	—	**7DE**
6AS7G	Doppio triodo a basso μ - amp. c.c.[1]	6.3	2.5	6.5	2.2	7.5	135	250*	—	—	125	0.28K	7000	2	—	—	**8BD**
6AU5GT	Amp. di potenza a fascio[8]	6.3	1.25	11.3	7	0.5	115	—20	175	6.8	60	6K	5600	—	—	—	**6CK**
6AV5GT	Amp. di potenza a fascio[8]	6.3	1.2	14	7	0.7	250	—22.5	150	2.1	55	20K	5500	—	—	—	**6CK**
6BD5GT	Amp. di potenza a fascio[8]	6.3	0.9	—	—	—	310	—200[7]	310	—	90[9]	—	—	—	—	—	**6CK**
6BG6G	Amp. di potenza a fascio[8]	6.3	0.9	12	6.5	0.34	250	—15	250	4	75	25K	6000	—	—	—	**5BT**
6BL7GT	Doppio triodo a medio μ[1]	6.3	1.5	5	3.2	4.2	250	— 9	—	—	40	2.15K	6200	15	—	—	**8BD**
6BQ6GT	Amp. di potenza a fascio[8]	6.3	1.2	15	7.5	0.6	250	—22.5	150	2.1	55	20K	5500	—	—	—	**6AM**
6BX7GT	Doppio triodo[1]	6.3	1.5	5	3.4	4.2	250	390*	—	—	42	1.3K	7600	10	—	—	**8BD**
6C8G	Doppio triodo a medio μ[1]	6.3	0.3	2.6	2	2.6	250	— 4.5	—	—	3.2	22.5K	1600	36	—	—	**8G**
6CB5	Amp. di potenza a fascio[8]	6.3	2.5	24	10	0.8	175	—30	175	6	90	5K	8800	—	—	—	**8GD**
6CD6G	Amp. di potenza a fascio[8]	6.3	2.5	24	9.5	0.8	175	—30	175	5.5	75	7.2K	7700	—	—	—	**5BT**
6CU6	Amp. di potenza a fascio[8]	6.3	1.2	15	7	0.55	250	—22.5	150	2.1	55	20K	5500	—	—	—	**6AM**
6DN6	Pentodo di potenza a fascio[8]	6.3	2.5	22	11.5	0.8	125	—18	125	6.3	70	4K	9000	—	—	—	**5BT**
6DQ6	Amp. di potenza a fascio[8]	6.3	1.2	15	7	0.55	250	—22.5	150	2.4	75	20K	6000	—	—	—	**6AM**
6F8G	Doppio triodo[1]	6.3	0.6	—	—	—	250	— 8	—	—	9	7.7K	2600	20	—	—	**8G**
6G6G	Amp. di potenza a fascio[8] Amp. A_1 Amp. A_2[2]	6.3	0.15	5.5	7	0.5	180 180	— 9 —12	180 —	2.5[6] —	15[6] 11	175K 4.75K	2300 2000	— 9.5	10K 12K	1.1 0.25	**7S**
6H8G	Doppio diodo - triodo ad alto μ	6.3	0.3	—	—	—	250	— 2	—	—	8.5	650K	2400	—	—	—	**8E**
6K6GT	Pentodo amp. di potenza	6.3	0.4	5.5	6	0.5	315	—21	250	4/9	25/28	110K	2100	—	9000	4.5	**7S**
6M7G	Pentodo per R.F.	6.3	0.3	—	—	—	250	— 2.5	125	2.8	10.5	900K	3400	—	—	—	**7R**
6P8G	Conv. triodo - esodo	6.3	0.8	—	—	—	250	— 2	75	1.4	1.5	Ebb triodo = 100 V. Ib triodo = 2,2 mA					**8K**
6S6GT	Pentodo ad amp. variabile	6.3	0.45	—	—	—	250	— 2	100	3	13	350K	4000	—	—	—	**5AK**
6S8GT	Triplo diodo - triodo	6.3	0.3	1.2	5	2	250	— 2	—	—	—	91K	1100	100	—	—	**8CB**
6SD7GT	Pentodo ad amp. semivar.	6.3	0.3	9	7.5	0.0035	250	— 2	125	3	9.5	700K	4250	—	—	—	**8M**
6SL7GT	Doppio triodo ad alto μ[1]	6.3	0.3	3.4	3.8	2.8	250	— 2	—	—	2.3	44K	1500	70	—	—	**8BD**
6SN7GT	Doppio triodo a medio μ[1]	6.3	0.6	3	1.2	4	250	— 8	—	—	9	7.7K	2500	20	—	—	**8BD**
6U6GT	Amp. di potenza a fascio	6.3	0.75	—	—	—	200	—14	135	3/13	55/62	20K	6200	—	3000	5.5	**7AC**
6V5GT	Amp. di potenza a fascio	6.3	0.45	9	10	0.6	315	—13	225	2.2/6	34/35	77K	3750	—	8500	5.5	**6AO**
6W6GT	Amp. di potenza a fascio	6.3	1.2	15	9	0.5	200	180*	125	2/8.5	46/47	28K	8000	—	4000	3.8	**7AC**

TABELLA VII. - TUBI RICEVENTI IN VETRO A 6,3 V CON ZOCCOLO OCTAL (continuazione)

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m[10]	μ	R_L[11]	P_o[12]	Zoccolo
6X6G	Occhio magico	6.3	0.3	—	—	—	250	0 V per 300°, 2 mA; — 8 V per 0°, 0 mA - Griglia di rot. 125 V.									**7AL**
6Y6G	Amp. di potenza a fascio	6.3	1.25	15	1	0.7	200	—14	135	2.2/9	61/66	18.3K	7100	—	2600	6	**7S**
717A	Pentodo per H.F.	6.3	0.175	—	—	—	120	— 2	120	2.5	7.5	250K	4000	—	—	—	**8BK**
1635	Doppio triodo ad alto μ	6.3	0.6	—	—	—	300	0	—	—	6.6/54	—	—	—	12K[5]	10.4	**8B**
5694	Doppio triodo a medio μ	6.3	0.8	Sezioni in parallelo			300	— 6	—	—	7	11K	3200	35	—	—	**8CS**

* Resist. catodica in ohm.
[1] Per sezione.
[2] Schermo collegato all'anodo.
[3] I valori sono per 1 tubo.
[4] I valori sono per due tubi in controfase.
[5] Valore da anodo ad anodo.
[6] Corrente in assenza di segnale.
[7] Valore massimo.
[8] Amp. deflessione orizzontale.
[9] Corrente catodica.
[10] Micromho.
[11] Ohm.
[12] Watt.

TABELLA VIII. - TUBI RICEVENTI A 6,3 V CON INNESTO A BAIONETTA
(Per altri tipi di tubi con innesto a baionetta vedansi le tabelle IX, X, XI).

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m[3]	μ	R_L[4]	P_o[5]	Zoccolo
7A5	Amp. di potenza a fascio	6.3	0.75	13	7.2	0.44	125	— 9	125	3/9.5	44/45	17K	6000	—	2700	2.2	**6AA**
7A8	Ottodo convertitore	6.3	0.15	7.5	9	0.15	250	— 3	100	3.2	3	50K	Tens. mas. su grig. an. 250 V[1]				**8U**
7AD7	Pentodo amp. di potenza	6.3	0.6	11.5	7.5	0.03	300	68*	150	7	28	300K	9500	—	—	—	**8V**
7AF7	Doppio triodo a medio μ[2]	6.3	0.3	2.2	1.6	2.3	250	—10	—	—	9	7.6K	2100	16	—	—	**8AC**
7AG7	Pentodo	6.3	0.15	7	6	0.005	250	250*	250	2	6	750K	4200	—	—	—	**8V**
7AH7	Pentodo ad amp. variabile	6.3	0.15	7	6.5	0.005	250	250*	250	1.9	6.8	1meg.	3300	—	—	—	**8V**
7AK7	Pentodo	6.3	0.8	12	9.5	0.7	150	0	90	21	41	11.5K	5500	—	—	—	**8V**
7B7	Pentodo ad amp. variabile	6.3	0.15	5	6	0.007	250	— 3	100	1.7	8.5	750K	1750	—	—	—	**8V**
7C6	Doppio diodo - triodo ad alto μ	6.3	0.15	2.4	3	1.4	250	— 1	—	—	1.3	100K	1000	100	—	—	**8W**
7C7	Pentodo	6.3	0.15	5.5	6.5	0.007	250	— 3	100	0.5	2	2meg.	1300	—	—	—	**8V**
7E7	Doppio diodo - pentodo	6.3	0.3	4.6	5.5	0.005	250	330*	100	1.6	7.5	700K	1300	—	—	—	**8AE**
7F8	Doppio triodo a medio μ[2]	6.3	0.3	2.8	1.4	1.2	250	500*	—	—	6	14.5K	3300	48	—	—	**8BW**
7J7	Triodo - eptodo conv.	6.3	0.3	4.6	3.2	0.03	250	— 3	100	2.8	1.4	1.5meg.	Ebb anodo osc. = 250 V[1]				**8BL**
7K7	Doppio diodo - triodo ad alto μ	6.3	0.3	2.4	2	1.7	250	— 2	—	—	2.3	44K	1600	70	—	—	**8BF**
7L7	Pentodo	6.3	0.3	8	6.5	0.01	250	250*	100	1.5	4.5	1meg.	3100	—	—	—	**8V**
7V7	Pentodo	6.3	0.45	9.5	6.5	0.004	300	160*	150	3.9	10	300K	5800	—	—	—	**8V**
7X7	Doppio diodo - triodo ad alto μ	6.3	0.3	—	—	—	250	— 1	—	—	1.9	67K	1500	100	—	—	**8BZ**
1231	Pentodo amp. di potenza	6.3	0.45	8.5	6.5	0.015	300	200*	150	2.5	10	700K	5500	—	—	—	**8V**
1273	Pentodo non microfonico	6.3	0.32	6	6.5	0.007	250	— 3	100	0.7	2.2	1meg.	1575	—	—	—	**8V**
XXL	Triodo oscillatore	6.3	0.3	3.4	2.6	2	250	— 8	—	—	8	8.7K	2300	20	—	—	**5AC**

* Resistenza catodica in ohm.
[1] Mediante una resistenza da 20 KΩ.
[2] Ciascuna sezione.
[3] Micromhos.
[4] Ohm.
[5] Watt.

TABELLA IX - TUBI RICEVENTI A 1,5 V A BATTERIA

(Vedasi altres la tabella XI per i tipi a 1,4 V)

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m[6]	μ	R_L[7]	P_o[8]	Zoccolo
1A5GT	Pentodo amp. potenza	1.4	0.05	—	—	—	90	— 4.5	90	0.8/1.1	4	300K	850	—	25K	0.115	**6X**
1A7GT	Eptodo convertitore	1.4	0.05	7	10	0.5	90	0	45	0.7	0.6	600K	Ebb griglia anodica 45 V				**7Z**
1G6GT	Doppio triodo — Amp. A_1[1]	1.4	0.1	—	—	—	90	0	—	—	1	45K	675	30	—	—	**7AB**
	Doppio triodo — Amp. B						90	0	—	—	2/14	Tens. picco g.g. 42 V			12K[2]	0.675	
1H5GT	Diodo - triodo ad alto μ	1.4	0.05	1.1	4.6	1	90	0	—	—	0.15	240K	275	65	—	—	**5Z**
1LA6	Eptodo convertitore	1.4	0.05	7.7	8	0.4	90	0	45	0.6	0.55	750K	Ebb griglia anodica 90 V				**7AK**
1LB4	Pentodo amp. potenza	1.4	0.05	—	—	—	90	— 9	90	1	5	250K	925	—	12K	0.2	**5AD**
1LB6	Eptodo convertitore	1.4	0.05	—	—	—	90	0	67.5	2.2	0.4	Griglia n. 4 67,5 V, n. 5 0 V				—	**8AX**
1LC6	Eptodo convertitore	1.4	0.05	9	5.5	0.28	90	0	35	0.7	0.75	650K	Ebb griglia anodica 45 V				**7AK**
1LD5	Diodo - pentodo	1.4	0.05	3.2	6	0.18	90	0	45	0.1	0.6	750K	575	—	—	—	**6AX**
1LE3	Triodo a medio μ	1.4	0.05	1.7	3	1.7	90	— 3	—	—	1.4	19K	760	—	—	—	**4AA**
1LG5	Pentodo ad amp. variabile	1.4	0.05	3.2	7	0.007	90	— 1.5	90	0.9	3.7	500K	1150	—	—	—	**7AO**
1LN5	Pentodo	1.4	0.05	3	8	0.007	90	0	90	0.35	1.6	1.1meg.	800	—	—	—	**7AO**
1N5GT	Pentodo a R.F.	1.4	0.05	3	10	0.007	90	0	90	0.3	1.2	1.5meg.	750	—	—	—	**5Y**
1R4/1294	Diodo per u.h.f.	1.4	0.15	—	—	—	Massima corrente continua uscita 1 mA. Massima entrata 117 V eff.										**4AH**
1T5GT	Amp. di potenza a fascio	1.4	0.05	4.8	8	0.5	90	— 6	90	0.8/1.5	6.5	250K	1150	—	14K	0.17	**6X**
3B7/1291	Doppio triodo per u.h.f.[4]	2.8[3]	0.11	1.4	1.8	2.6	135	0	19[5]	—	18/22	—	1900[1]	20[1]	16K	1.5	**7BE**
3D6/1299	Amp. di potenza a fascio	2.8[3]	0.11	7.5	5.5	0.3	150	— 4.5	90	1/1.8	9.9/10.2	—	2400	—	14K	0.6	**6BB**
3E6	Pentodo	2.8[3]	0.05	5.5	8	0.007	90	0	90	1.2	2.9	325K	1700	—	—	—	**7CJ**
1293	Triodo per u.h.f.	1.4	0.11	1.7	3	1.7	90	—	—	—	4.7	10.75K	1300	14	—	—	**4AA**

[1] Ciascuna sezione.
[2] Valore da anodo ad anodo.
[3] La presa centrale del filamento consente il funzionamento a 1,4 V.
[4] Amp. Classe AB_2.
[5] Tensione eff. eccitazione griglia.
[6] Micromho
[7] Ohm.
[8] Watt.

TABELLA X - TUBI RICEVENTI PER ACCENSIONE IN SERIE

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m[4]	μ	R_L[5]	P_o[6]	Zoccolo
2C52	Doppio triodo ad alto μ[1]	12.6	0.3	2.3	0.75	2.7	250	— 2	—	—	1.3	—	1900	100	—	—	**8BD**
12A6	Amp. di potenza a fascio	12.6	0.15	8	9	0.3	250	—12.5	250	3.5/5.5	30/32	70K	3000	—	7500	3.4	**7AC**
12AH7GT	Doppio triodo a medio μ	12.6	0.15	3.2	3	3	180	— 6.5	—	—	7.6	8.4K	1900	16	—	—	**8BE**
12B6M	Diodo - triodo	12.6	0.15	—	—	—	250	— 2	—	—	0.9	91K	1100	100	—	—	**6Y**
12B7	Pentodo ad amp variabile	12.6	0.15	5.5	7	0.005	250	— 3	100	2.4	9.2	800K	2000	—	—	—	**8V**
12G7G	Doppio diodo - triodo	12.6	0.15	—	—	—	250	— 3	—	—	—	58K	1200	70	—	—	**7V**
12L6GT+	Amp. di potenza a fascio	12.6	0.6	15	10	0.6	110	— 7.5	110	4/10	49/50	13K	8000	—	2000	2.1	**7AC**
							200	180*	125	2.2/8.5	46/47	28K	8000	—	4000	3.8	
12SY7	Eptodo convertitore	12.6	0.15	Res. fuga griglia 20KΩ			250	— 2	8.5	3.5	—	1meg.	450	—	—	—	**8R**
25AC5GT	Triodo ad alto μ	25	0.3	Accopp. dinamico			110	+15	—	—	45	15.2	3800	58	2000	2	**6Q**
28D7	Doppio amp. di potenza a fascio — Amp. A_1[1]	28	0.4	—	—	—	28	— 3.5	28	1/1.9	12.5/8	4.2K	3400	—	4000	0.1	**8BS**
	Doppio amp. di potenza a fascio — Amp. A_2[2]						28	180*	28	1.2/2.5	18.5/14	—	—	—	6000[3]	0.175	
35A5	Amp. di potenza a fascio	35	0.15	—	—	—	110	— 7.5	110	3/7	40/41	16K	5800	—	2500	1.5	**6AA**
43	Pentodo amp. di potenza	25	0.3	8.5	12.5	0.2	160	—18	120	6.5/12	33/36	42K	2375	—	5000	2.2	**6B**
50C6GT	Amp. di potenza a fascio	50	0.15	—	—	—	200	—14	135	2.2/9	61/66	18.3K	7100	—	2600	6	**7AC**
117L7GT/ 117M7GT	Rettificatore - Amp. di potenza a fascio	117	0.09	—	—	—	Tensione effic. alternata anodica 117 V max - C.c. di uscita 75 mA max.										**8AO**
							105	— 5.2	105	4/5.5	43	17K	5300	—	4000	0.85	
117N7GT	Rettificatore - Amp. di potenza a fascio	117	0.09	Rett. uguale al 117L7GT			100	— 6	100	5	51	16K	7000	—	3000	1.2	**8AV**
1284	Pentodo per U.H.F.	12.6	0.15	5	6	0.01	250	— 3	100	2.5	9	800K	2000	—	—	—	**8V**
5824	Amp. di potenza a fascio	25	0.3	—	—	—	135	—22	135	2.5/14.5	61/69	15K	5000	—	1700	4.3	**7AC**
6082	Doppio triodo a basso μ[1]	26.5	0.6	6	2.2	8	135	250*	—	—	125	0.28K	7000	2	—	—	**8BD**

* Resist. catodica in ohm.
+ Caratteristiche ad accensione del filamento controllata.
[1] Ciascuna sezione
[2] Funzionamento in controfase
[3] Da anodo ad anodo.
[4] Micromho.
[5] Ohm.
[6] Watt.

TABELLA XI - TUBI RICEVENTI SPECIALI

Tipo	Funzione	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	E_{bb}	E_{c1}	E_{c2}	I_{cg2}	I_b	r_p	g_m[4]	μ	R_L[5]	P_o[6]	Zoccolo
3C6	Doppio triodo a medio μ	2.8[2]	0.05	—	—	—	90	0	—	—	4.5	11.2K	1300	14.5	—	—	**7BW**
3Q5GT	Amp. di potenza a fascio	2.8[2]	0.05	8	6.5	0.6	90	— 4.5	90	1.3	9.5	90K	2200	—	8000	0.27	**7AP**
4A6G	Doppio triodo[1]	4[3]	0.06	—	—	—	90	— 1.5	—	—	1.2	28K	900	25	—	—	**8L**
6BY4	Triodo per u.h.f. ceramico	6.3	0.25	2	0.007	0.7	200	200*	—	—	5	16.7K	6000	—	—	—	**—**
6F4	Triodo a ghianda	6.3	0.225	2	0.6	1.9	80	150*	—	—	13	2.9K	5800	17	—	—	**7BR**
6L4	Triodo a ghianda	6.3	0.225	1.8	0.5	1.6	80	150*	—	—	9.5	4.4K	6400	28	—	—	**7BR**
7E5/1201	Triodo per H.F.	6.3	0.15	3.6	2.8	1.5	180	— 3	—	—	5.5	12K	3000	36	—	—	**8BN**
954	Pentodo a (ghianda) Amp. A[1] Rivelatore amplif. Rivel.	6.3	0.15	3.4	3	0.007	250 250	— 3 — 6	100 100	0.7	2 Ib reg. a 1 mA senza segnale	1meg. +	1400	—	— 250K	— —	**5BB**
955	Triodo a ghianda a medio μ	6.3	0.15	1	0.6	1.4	250 90	— 7 — 2.5	— —	— —	6.3 2.5	11.4K 14.7K	2200 1700	25 25	— —	— —	**5BC**
956	Pentodo a ghianda Amp. A_1 ad amp. variabile Mesc.	6.3	0.15	3.4	3	0.007	250 250	— 3 —10	100	2.7 Tensione picco oscill. —7 V min.	6.7	700K	1800	—	— —	— —	**5BB**
958A	Triodo a ghianda a medio μ	1.25	0.1	0.6	0.8	2.6	135	— 7.5	—	—	3	10K	1200	12	—	—	**5BD**
959	Pentodo a ghianda	1.25	0.05	1.8	2.5	0.015	135	— 3	67.5	0.4	1.7	800K	600	—	—	—	**5BE**
1609	Pentodo amplificatore	1.1	0.25	7	7	1	135	— 1.5	67.5	0.65	2.5	400K	725	—	—	—	**5B**
5731	Triodo a ghianda amp. pot.	6.3	0.15	1	0.4	1.3	250	— 7	—	—	6.3	11.4K	2200	25	—	—	**5BC**
5768	Triodo « Rocket » per U.H.F.	6.3	0.4	1.2	0.01	1.3	250	— 1	—	—	9.3	—	4500	85	—	—	**fig. 36**
6173	Diodo « Pencil » per U.H.F.	6.3	0.135	Anodo per K = 1.1			Picco tensione inversa 375 V - Picco Ip 50 mA - Mass. c.c. uscita 5.5 mA										**fig. 67**
6299	Triodo a basso rum. per U.H.F.	6.3	0.35	3.5	0.01	1.7	175	Res. cat. var. da 200 Ω			10	Funz. a 1200 MHz					**—**
9004	Diodo a ghianda per U.H.F.	6.3	0.15	Anodo per K = 1.3			Massima tensione alt. 117 V - Massima c.c. uscita 5 mA										**4BJ**
9005	Diodo a ghianda per U.H.F.	3.6	0.165	Anodo per K = 0.8			Massima tensione alt. 117 V - Massima c.c. uscita 1 mA										**5BG**

* Res. catodica in ohm.
[1] Ciascuna sezione.
[2] a presa centrale sul filamento consente il funzionamento a 1.4 V.
[3] La presa centrale sul filamento consente il funzionamento a 3 V.
[4] Micromho.
[5] Ohm.
[6] Watt.

TABELLA XII - DIODI AL GERMANIO

Tipo	Uso	Mass. tens. inversa V	Mass. corr. media mA	Min. corrente mA[1]	Mass. corrente inversa μA
1N34	Generale	60	50	5.0	800 @ — 50 V
1N34A	Generale	60	50	5.0	500 @ — 50 V
1N38	Diodo per 100 V	100	50	3.0	625 @ —100 V
1N38A	Diodo per 100 V	100	50	4.0	500 @ —100 V
1N39	Diodo per 200 V	200	50	1.5	800 @ —200 V
1N39A	Diodo per 200 V	200	40	3.0	800 @ —200 V
1N43	Generale	60	40	5.0	900 @ — 50 V
1N44	Generale	115	35	3.0	410 @ — 50 V
1N45	Generale	75	35	3.0	400 @ — 50 V
1N46	Generale	50	40	3.0	1500 @ — 50 V
1N47	Generale	115	30	3.0	410 @ — 50 V
1N48	Generale	70	50	4.0	830 @ — 50 V
1N49	Rivelatore	50	50	4.0	200 @ — 20 V
1N50	Rivelatore	50	50	4.0	80 @ — 20 V
1N51	Generale	40	25	2.5	1300 @ — 40 V
1N52	Generale	70	50	4.0	150 @ — 50 V
1N54	Alta resistenza inversa	35	50	5.0	10 @ — 10 V
1N54A	Alta resistenza inversa	50	50	5.0	100 @ — 50 V
1N55	Diodo per 150 V	150	50	3.0	800 @ —150 V
1N55A	Diodo per 150 V	150	50	4.0	500 @ —150 V
1N55B	Diodo per 150 V	150	50	5.0	500 @ —150 V
1N56	Alta conduc.	40	60	15.0	300 @ — 30 V
1N56A	Alta conduc.	40	60	15.0	300 @ — 30 V
1N57	Diodo	80	40	3.6	500 @ — 75 V
1N58	Diodo per 100 V	100	50	4.0	800 @ —100 V
1N58A	Diodo per 100 V	100	50	4.0	600 @ —100 V
1N59	Diodo per 250 V	250	40	3.0	800 @ —250 V
1N60	Rivelatore video	25	50	5.0	40 @ — 20 V
1N60A	Rivelatore video	25	5	5.0	800 @ — 50 V
1N61	Diodo	130	40	5.0	700 @ —125 V
1N62	Diodo	110	40	5.0	700 @ —100 V
1N63	Alta resistenza inversa	100	50	4.0	50 @ — 50 V
1N64	Rivelatore video	20	50	0.1	2.5 @ — 1.3 V
1N64A	Rivelatore video	25	5	5.0	800 @ — 50 V
1N65	Alta resistenza inversa	70	50	2.5	200 @ — 50 V
1N66	Generale	60	50	5.0	800 @ — 50 V
1N67	Alta resistenza inversa	80	35	4.0	50 @ — 50 V
1N67A	Alta resistenza inversa	80	50	5.0	50 @ — 50 V
1N68	Alta resistenza inversa	80	35	3.0	625 @ —100 V
1N68A	Generale	80	50	5.0	625 @ —100 V
1N69	Generale	60	40	5.0	850 @ — 50 V
1N70	Generale	100	30	3.0	300 @ — 50 V
1N72	Mescolatore per u.h.f.	2	25	1.6	800 @ — 0.5 V
1N75	Resistenza variabile	100	50	2.5	50 @ — 50 V
1N81	Generale	40	30	3.0	10 @ — 10 V
1N86	Generale	70	50	4.0	833 @ — 50 V
1N87	Rivelatore video	25	5.0	—	—

TABELLA XII - DIODI AL GERMANIO (continuazione)

Tipo	Uso	Mass. tens. inversa V	Mass. corr. media mA	Min. corrente mA[1]	Mass. corrente inversa μA
1N87A	Rivelatore video	25	5.0	5.0	800 @ — 50 V
1N88	Ripristinatore	85	5	2.5	100 @ — 50 V
1N89	Ripristinatore	80	30	3.5	100 @ — 50 V
1N90	Generale	60	30	5.0	500 @ — 50 V
1N91	Rettificatore per aliment.	30	150	470 @ 0.5 V	2700 @ —100 V
1N92	Rettificatore per aliment.	65	100	310 @ 0.5 V	1900 @ —200 V
1N93	Rettificatore per aliment.	100	75	250 @ 0.5 V	1200 @ —300 V
1N94	Rettificatore per aliment.	185	500	1570 @ 0.7 V	800 @ —380 V
1N95	Diodo	60	250	10	500 @ — 50 V
1N96	Diodo	60	250	20	500 @ — 50 V
1N97	Diodo	80	250	10	100 @ — 50 V
1N98	Diodo	80	250	20	100 @ — 50 V
1N99	Diodo	80	300	10	50 @ — 50 V
1N100	Diodo	80	300	20	50 @ — 50 V
1N105	Rivelatore video	25	50	—	—
1N106	Alta tensione inversa	300	—	20	200 @ —300 V
1N107	Alta corrente diretta	10	—	150	200 @ — 10 V
1N108	Generale	50	—	50	200 @ — 50 V
1N109	Generatore di armoniche	15	50	8.5	20 @ — 3 V
1N110	Mescolatore per u.h.f.	Livello di rumore: 10 db a 750 MHz			
1N116	Diodo	60	30	5	100 @ — 50 V
1N117	Diodo	60	30	10	100 @ — 50 V
1N118	Diodo	60	30	20	100 @ — 50 V
1N126	Diodo	60	30	5.0	850 @ — 50 V
1N127	Diodo	100	30	3.0	300 @ — 50 V
1N128	Diodo	40	30	3.0	10 @ — 10 V
1N132	Rivelatore video	25	50	—	—
1N133	Mescolatore per u.h.f.	5	50	3 a 0.5 V	300 @ — 6 V
1N139	Alta corrente diretta	40	70	20	1500 @ — 50 V
1N140	Alta corrente diretta	70	85	40	300 @ — 50 V
1N141	Alta corrente diretta	70	70	20	50 @ — 50 V
1N142	Alta tensione inversa	100	60	5	100 @ —100 V
1N143	Alta tensione inversa	100	85	40	100 @ —100 V
1N147	Mescolatore per u.h.f.	55	25	—	—
1N151	Per TV[2]	30	5000	1570 @ 0.7 V	2400 @ —100 V
1N152	Per TV[2]	65	500	1570 @ 0.7 V	1900 @ —200 V
1N153	Per TV[2]	100	500	1570 @ 0.7 V	1200 @ —300 V
1N158	Rettificatore per aliment.	185	Corr. continua uscita = 500mA		
1N172	Mescolatore per u.h.f.	Basso rumore e bassa perdita di conversione			
1N175	Alta tensione inversa	200	—	—	200 @ —200 V
1N198	Per alta temperatura	80	30	5.0	250 @ — 50 V
1N335	Mescolatore per u.h.f.	Livello di rumore: 12,5 db a 850 MHz			
1N285	Diodo	80	50	4.0	50 @ — 50 V

Capacità media in parallelo —0.8 μμF.

[1] A + 1 V.

[2] Frequenza massima di lavoro 50 KHz.

TABELLA XIII - TRANSISTOR

N.	Caratteristiche massime					Caratteristiche				Uso	Funzionamento tipico									Tipo
	Collettore			Emettitore																
	Diss. mass. mW	mA	Volt	Diss. mass.	mA	Fatt. ampl. corr.	R. collet. KΩ	R. emettitore KΩ[1]	R. base KΩ		Collet. mA	Collettore Volt	Emittore mA	Resist. d'entr. in Ω	Resist di carico in Ω	Ampl. pot. in db	Livello di dist. in db	Base mA	Pot. mass. uscita in W	
2N32	50	8	—40	—	3	2.2	—	—	—	Impulsi o inter. . . .	—	—25	0.5	400	31K	21	—	—	—	Cont. P.t.
2N33	30	7	—8.5	—	0.8	—	—	—	—	Oscillatore 50 MHz . .	3.3	— 8	0.3	—	—	—	—	—	1.0	Cont. P.t.
2N34	50	8	—25	—	8.0	0.98	—	—	—	Generale	10	— 6	1.0	—	—	40	—	0.25	—	Giunz. PNP
2N35	50	8	+25	—	8.0	0.98	—	—	—	Generale	10	+ 6	1.0	—	—	40	—	0.25	—	Giunz. NPN
2N36	50	8	—20	—	—	45	—	—	—	Generale	—	— 6	1.0	1000	30K	40	—	0.01	—	Giunz. PNP
2N37	50	8	—20	—	—	30	—	—	—	Generale	—	— 6	1.0	1000	30K	36	—	0.02	—	Giunz. PNP
2N38	50	8	—20	—	—	15	—	—	—	Generale	—	— 6	1.0	1000	30K	32	—	0.05	—	Giunz. PNP
2N38A	50	8	—20	—	—	18	—	—	—	Audio	0.5	— 3	1.0	1000	30K	34	27	0.02	—	Giunz. PNP
2N39	50	12	—30	—	12	0.97	1-3[2]	30-50	—	Generale	1.0	— 4.5	1.0	500	30K	39	10-40	—	—	Giunz. PNP
2N40	50	12	—30	—	12	0.97	0.7-2[2]	30-50	—	Generale	1.0	— 4.5	1.0	500	30K	38	10-40	—	—	Giunz. PNP
2N42	50	12	—30	—	12	0.94	0.5-2[2]	30-50	—	Generale	1.0	— 4.5	1.0	500	30K	36	10-40	—	—	Giunz. PNP
2N43	150	50	—45	—6[9]	50	0.98	1 meg.	25	500	Audio	—	— 6	1.0	1000	30K	40	20	.025	—	Giunz. PNP
2N43A	150	50	—45	—	50	0.98	—	—	—	Audio	—	—20	5	500	4500	37	10-20	—	—	Giunz. PNP
2N44	150	50	—45	—6[9]	50	0.955	1 meg.	25	300	Audio	—	— 6	1.0	1000	30K	37	11-33	.04	—	Giunz. PNP
2N45	150	50	—45	—6[9]	50	0.92	1 meg.	25	200	Audio	—	— 6	1.0	1000	30K	33	11-33	.08	—	Giunz. PNP
2N47	50	20	—35	—	—	0.975	1[2]	25	—	Amp. per sordi . . .	1.0	— 5	1.0	—	—	—	15	—	—	Giunz. PNP
2N49	50	20	—35	—	—	0.975	1[2]	25	—	Amp. per sordi . . .	1.0	— 5	1.0	—	—	—	12	—	—	Giunz. PNP
2N63	33	10	—22	—	10	22	2[2]	25	350	Audio e R.F.	—	— 6	1.0	800	20K	39	25	—	—	Giunz. PNP
2N64	33	10	—22	—	10	45	2[2]	25	700	Audio e R.F.	—	— 6	1.0	1500	20K	41	22	—	—	Giunz. PNP
2N65	33	10	—22	—	10	90	2[2]	25	1500	Audio e R.F.	—	— 6	1.0	2700	20K	42	20	—	—	Giunz. PNP
2N76	50	10	—20	—	10	0.95	—	—	—	Generale	—	— 5	1.0	700	30K	38	10-30	—	—	Giunz. PNP
2N77	35	15	—25	—	15	—	—	—	—	Amp. per sordi . . .	—	—	—	—	—	—	—	—	—	Giunz. PNP
2N78	50	20	+15	—	20	0.95	—	—	—	Audio e R.F.	—	+ 5	1.0	1000	6000	13	13-20	—	—	Giunz. NPN
2N81	50	15	—20	—	—	—	—	—	—	Audio	—	—	—	—	—	—	—	—	—	Giunz. PNP

TABELLA XIII - TRANSISTOR (continuazione)

N.	Caratteristiche massime					Caratteristiche				Uso	Funzionamento tipico									Tipo
	Collettore			Emettitore		Fatt. ampl. corr.	R. collet. KΩ	R. emettitore KΩ	R. base KΩ		Collettore mA	Collettore Volt	emettitore mA	Resist. d'entr. in Ω	Resist. di carico in Ω	Ampl pot. in db	Livello di dist. in db	Base mA	Pot. mass. uscita in W	
	Diss. mass. mW	mA	Volt	Diss. mass.	mA															
																				Giunz. PNP
2N83	10[8]	1000	—60	—6[9]	1000	0.90	20K	.3	17	Potenza	—	—25	100	25	250	25	—	10	7.5W[10]	Giunz. PNP
2N84	10[8]	1000	—45	—6[9]	1000	.94	20K	.3	30	Potenza	—	—20	100	25	200	27	—	7	7.5W[10]	Giunz. PNP
2N85	750[8]	100	—45	—6[9]	100	0.98	160K	5	450	Media potenza	—	—12	10	500	1000	33	20	.2	1.0W[10]	Giunz. PNP
2N86	750[8]	100	—60	—6[9]	100	.96	120K	5	370	Media potenza	—	—12	10	500	1000	30	20	.4	1.0W[10]	Giunz. PNP
2N87	750[8]	100	—30	—6[9]	100	.96	120K	5	370	Media potenza	—	—12	10	500	1000	30	20	.4	1.0W[10]	Giunz. PNP
2N91	125	500	—15	—6[9]	500	.97	.5 meg.	1.5	50	Interruzione	—	—10	100	200	—	—	—	20	—	Giunz. PNP
2N92	125	200	—25	—6[9]	200	0.98	1 meg.	5	500	Interruzione	—	—15	5	500	—	—	—	1	—	Giunz. PNP
2N104	—	50	—30	—	50	—	—	—	—	Amp. per sordi . . .	—	—	—	—	—	—	—	—	—	Giunz. PNP
2N105	35	15	—25	—	15	—	—	—	—	Amp. per sordi . . .	—	—	—	—	—	—	—	—	—	Giunz. PNP
2N106	100	10	— 6	—	10	45	1.0[2]	—	700	Audio	—	— 2.5	0.5	1000	20K	36	12	—	—	Giunz. PNP
2N107	50	10	—12	—	—	0.95	—	—	—	Generale	—	— 5	1.0	700	30K	38	22	—	—	Giunz. PNP
2N108[3]	50[4]	15[4]	—20[4]	—	—	—	—	—	—	Audio classe B	6/21	— 3.5	—	1500	400[5]	—	—	35	—	Giunz. PNP
2N109	50	50	—20	—	50	—	—	—	—	Audio classe B	—	—	—	—	—	—	—	—	—	Giunz. PNP
CK716	100	4	—40	—	10.0	2.5	—	—	—	Generale	1.5	—10	0.5	250	15K	18	45	—	3.0	Cont. P.t.
CK721	30	5	—20	—	5.0	40	—	—	700	Generale	2.0	— 3	—	—	1250	38	22	0.3	2.8	Giunz. PNP
CK722	30	5	—20	—	5.0	12	—	—	350	Generale	0.5	— 1.5	—	—	—	30	22	0.2	—	Giunz. PNP
CK723	33	10	—22	—	10	22	2[2]	25	350	Audio e R.F.	—	— 6	1.0	800	20K	39	25	—	—	Giunz. PNP
CK725	33	10	—22	—	10	90	2[2]	25	1500	Audio e R.F.	—	— 6	1.0	2700	20K	42	20	—	—	Giunz. PNP
CK727	30	10	— 6	—	10	25	1[2]	—	700	Amp. audio	0.5	— 1.5	1.0	1000	20K	36	12	—	—	Giunz. PNP
CK760	100	—	— 6	—	5	40	—	—	—	Amp. RF ed FI	—	— 6	1.0	600	25K	32	—	—	—	Giunz. PNP
CK761	100	—	— 6	—	5	45	—	—	—	RF a 10 MHz	—	— 6	1.0	600	25K	33	—	—	—	Giunz. PNP
CK762	100	—	— 6	—	5	65	—	—	—	RF a 20 MHz	—	— 6	1.0	—	—	33	—	—	—	Giunz. PNP
CQ1	150	10	—40	—	1	.90	—	—	—	Generale	1.0	— 6	1.0	—	—	30	33	—	—	Giunz. PNP
G-11	100	7	—30	—	3.0	2.2	—	—	200	Oscillatore amp. . . .	—	—	—	475	20K	17	57	—	—	Cont. P.t.

TABELLA XIII - TRANSISTOR (continuazione)

N.	Caratteristiche massime					Caratteristiche				Uso	Funzionamento tipico									Tipo
	Collettore			Emettitore																
	Diss. mass. mW	mA	Volt	Diss. mass. W	mA	Fatt. ampl. corr.	R. collet. KΩ[1]	R. emettitore KΩ[1]	R. base KΩ		Collettore mA	Collettore Volt	Emittente mA	Resist. d'entr. in Ω	Resist. di carico in Ω	Ampl. pot. in db	Livello di dist. in db	Base mA	Pot. mass. uscita in W	
G-11A	100	7	—30	—	3.0	2.2	—	—	500	Interruzione	—	—15	1.0	800	20K	—	—	—	—	Giunz. PNP
GT-14	70	—	—25	—	—	28	1.5[2]	30	800	Audio	—	— 4.5	1.0	800	1.5[2]	36	12	—	—	Giunz. PNP
GT-20	70	—	—25	—	—	45	1.5[2]	30	800	Audio	—	— 4.5	1.0	800	1.5[2]	40	12	—	—	Giunz. PNP
GT-34	70	—	—25	—	—	15	1.5[2]	30	800	Audio	—	— 4.5	1.0	400	1.0[2]	32	12	—	—	Giunz. PNP
GT-81	70	—	—25	—	—	65	1.5[2]	30	800	Audio	—	— 4.5	1.0	1000	2.0[2]	42	12	—	—	Giunz. PNP
HA-1-8	50	8	—20	—	—	30	—	—	—	Amp. per sordi . . .	0.5	— 3	—	1000	30K	37	12	—	—	Giunz. PNP
HA-2-9	50	8	—20	—	—	30	—	—	—	Amp. per sordi . . .	0.5	— 3	—	1000	30K	37	17	—	—	Giunz. PNP
HA-3-10	50	8	—20	—	—	35	—	—	—	Amp. per sordi . . .	0.5	— 3	—	1000	30K	—	—	—	—	Giunz. PNP
HF-1	75	8	—20	—	1	.975	—	—	—	RF a 5 MHz	—	—	—	38	—	—	22	—	—	Giunz. PNP
J-1	150	10	—40	—	—	—	—	—	—	Amp. audio	—	— 6	1	—	—	—	11	—	—	Giunz. PNP
JP-1	350	50	—45	—	—	—	—	—	—	Audio e interruzione .	—	—22½	15	—	—	—	15	—	—	Cont. P.t.
PT-2A	100	10	—40	—	5	1.5	10	300	500	Amp. audio	—	—30	1.0	300	20K	19	57	—	—	Giunz. PNP
OC-70	25	10	— 5	—	10	0.30	1.43[2]	39	1000	Amp. per sordi . . .	0.5	— 5.0	—	2200	—	—	10	—	—	Giunz. PNP
OC-71	25	10	— 5	—	10	47	625	6.5	500	Amp. per sordi . . .	3.0	— 5.0	—	800	—	—	10	—	—	[6]
SB-100	10	5	—4.5	—	—	—	—	—	—	Amp. oscill.	0.5	— 3.0	—	1000	20K	30	15	—	—	Giunz. NPN
X-22	50	5	+40	—	—	0.90	—	—	—	Audio e interruzione .	—	+ 4.5	1.0	35	—	—	—	—	—	Giunz. NPN
X-23	+50	5	+40	—	—	0.95	—	—	—	Audio e interruzione .	—	+ 4.5	1.0	35	—	—	—	—	—	Giunz. PNP

[1] Se non altrimenti specificato.
[2] Resistenza in MΩ.
[3] Per funzionamento in controfase selezionarli adattandoli.
[4] Ciascuna unità.
[5] Da collettore a collettore.
[6] Tipo a barriera.
[7] Frequenza mass. 30 MHz.
[8] Con raffredd. artificiale.
[9] Tensione mass. emettitore.
[10] Per funzionamento in controfase in classe B.

TABELLA XIV - TUBI A RAGGI CATODICI A DEVIAZIONE ELETTROSTATICA

Tipo [6]	Conness. allo zoccolo	Riscaldatore		Tensione anodo N. 2	Tensione anodo N. 1	Tensione anodo N. 3	Tensione di interd. di griglia	Deflessione Volt cc/cm	
		Volt	Amp.					D_1 D_2	D_3 D_4
2AP1-11	11B	6.3	0.6	1000	250	—	—30/—90	90	77
2AP1A	11L								
2BP1-11	12E	6.3	0.6	2000	300/560	—	—135	106	69
3AP1-4—906-P1-4-5-11	7AN	2.5	2.1	1500	430	—	—25/—75	45	43
3AP1A	7AN								
3BP1-4-11	14A	6.3	0.6	2000	575	—	—30/—90	79	58
3BP1A	14G								
3CP1	11C	6.3	0.6	2000	575	—	—30/—90	49	66
3DP1	14C	6.3	0.6	2000	575	—	—30/—90	87	58
3DP1A—3DP7 . . .	14H								
3EP1—1806-P1 . . .	11N	6.3	0.6	2000	575	—	—30/—90	88	66
3FP7	14B	6.3	0.6	2000	575	4000	—30/—90	99	71
3FP7A	14J								
3GP1-4-5-11	11A	6.3	0.6	1500	350	—	—25/—75	47	41
3GP1A—3GP4A . .	11N	6.3	0.6	1500	245/437	—	—25/—75	38/57	33/50
3JP1-2-4-7-11-12 . .	14J	6.3	0.6	2000	400/690	4000	—30/—90	68/91	49/106
3KP1-4-11	11M	6.3	0.6	2000	320/600	—	0/—90	39/54	30/41
3MP1	12F	6.3	0.6	2000	400/700	—	—126	91/114	87/111
3QP1	9D	6.3	0.3	1200	240/480	—	—31/—74	84/114	53/72
3RP1—3RP1A . . .	12E	6.3	0.6	2000	330/620	—	—135	57/79	41/55
3SP1-4-7	12E	6.3	0.6	2000	330/620	—	—28/—135	57/79	41/55
5ABP1-7-11	14G	6.3	0.6	2000	400/690	4000	—52—/87	10/13	7/9
5AP1—1805-P1 . .	11A	6.3	0.6	1500	430	—	—31/—57	37	35
5AP4—1805-P4 . .	11A	6.3	0.6	1500	430	—	—17.5/—57	37	35
5BP1—1802-P1-2-4-5-11	11A	6.3	0.6	2000	425	—	—20/—60	33	30
5BP7A	11N	6.3	0.6	2000	450	—	—20/—60	33	30
5BP1A	11N	6.3	0.6	2000	375/560	—	—20/—60	27/39	25/35
5CP1-2-4-5-7-11 . . .	14B	6.3	0.6	2000	575	4000	—30/—90	36	31
5CP1A	14J								
5CP7A—11A-12 . .	14J	6.3	0.6	2000	575	4000	—30/—90	36	29
5GP1	11A	6.3	0.6	2000	425	—	—24/—56	14	28
5HP1-4	11A	6.3	0.6	2000	425	—	—20/—60	33	30
5HP1A	11N	6.3	0.6	2000	450	—	—20/—60	33	30
5JP1-2-4-5-11 . . .	11E	6.3	0.6	2000	520	4000	—45/—105	38	38
5JP1A—5JP4A . . .	11S	6.3	0.6	2000	333/630	4000	—45/—105	30/45	30/45
5LP1-2-4-5-11 . . .	11F	6.3	0.6	2000	500	—	—30/—90	41	35
5LP1A—5LP4A . . .	11T	6.3	0.6	2000	376/633	4000	—30/—90	33/49	28/43
5MP1-4-5-11	7AN	2.5	2.1	1500	375	—	—15/—45	26	24
5NP1-4	11A	6.3	0.6	2000	450	—	—20/—60	33	30
5RP1-2-4-7-11 . . .	14F	6.3	0.6	2000	528	20000	—30/—90	56/83	52/78
5RP1A—5RP4A . .	14P	6.3	0.6	2000	362/695	20000	—30/—90	56/83	52/78

TABELLA XIV - TUBI A RAGGI CATODICI A DEVIAZIONE ELETTROSTATICA (continuazione)

Tipo [6]	Conness. allo zoccolo	Riscaldatore Volt	Riscaldatore Amp.	Tensione anodo N. 2	Tensione anodo N. 1	Tensione anodo N. 3	Tensione di interd. di griglia	Deflessione Volt cc/cm D_1 D_2	Deflessione Volt cc/cm D_3 D_4
5SP1-4	14K	6.3	0.6	2000	363/695	4000	—30/—90	29/43	24/38
5UP1-7-11	12E	6.3	0.6	2000	340/360	—	—90	22/30	18/24
5VP7	11N	6.3	0.6	2000	315/562	—	—20/—60	28/39	25/35
5XP1	14P	6.3	0.6	2000	362/695	20000	—30/—90	56/83	18/27
5YP1	14Q	6.3	0.6	2000	541/1040	6000	—45/—135	43/64	14/21
7EP4	11N	6.3	0.6	3000	546/858	—	—43/—100	42/62	36/54
7GP4 [3]	14G	6.3	0.6	3000	810/1200	—	—36/—84	37/48	29/40
7JP1	14R	6.3	0.6	6000	1620/2400	—	—72/—168	73/97	59/80
7VP1	14R	6.3	0.6	3000	800/1200	—	—84	36/48	29/40
24-XH	Fig. 1	6.3	0.6	600	120	—	—60	0.05 [5]	0.06 [5]
902-A	8CD	6.3	0.6	600	150	—	—30/—90	55	46
905	5BP								
905-A	5BR	2.5	2.1	2000	450	—	—17.5/—52.5	45	38
907	5BP								
908-A	7AN	2.5	2.1	1500	430	—	—25/—75	45	43
912	912	2.5	2.1	15000	3000	2 grig. 250	—30/—90	360	295
913	913	6.3	0.6	500	1000	—	—20/—60	116	87
2001	4AA	6.3	0.6	500	1000	—	—20/—60	116	87
2002	Fig. 1	6.3	0.6	600	120	—	—	0.06 [5]	0.07 [5]
2005	Fig. 1 [4]	2.5	2.1	2000	1000	200	—35	0.20 [5]	0.22 [5]

[1] Valore normale per la messa a fuoco. La tensione deve essere regolabile attorno al valore indicato.

[2] Polarizzazione negativa per avere l'estinzione visuale della traccia elettronica in assenza di deviazione. La tensione deve poter venire regolata da 0 fino al massimo valore indicato.

[3] Discontinuo. [4] Catodo collegato al piedino 7 [5] In mm/volt c.c.

[6] Caratteristiche del fosforo.

Designazione	Colore e persistenza	Applicazione
P1	Verde medio	Oscilloscopia.
P2	Bleu-verde medio	Oscilloscopi speciali e radar.
P4	Bianco medio	Televisione.
P5	Bleu brevissimo	Riproduzione fotografica di tracce molto veloci.
P7	Bleu-bianco breve Giallo lungo.	Indicatori per radar.
P11	Bleu breve	Oscilloscopia.
P12	Arancione lungo	Indicatori per radar.

TABELLA XV. - TAVOLA DELLE EQUIVALENZE

Tipo	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	Prototipo e tab.		Disuguaglianza[1 4]	Zoccolo
1LF3	1.4	0.05	1.7	3	1.7	1LE3	IX	Nessuna	**4AA**
1LH4	1.4	0.05	1.1	4.6	1	1H5GT	IX	Zoccolo	**5AG**
2AF4A +	2.35	0.6	2.2	0.45	1.9	6AF4A	V	E_f—I_f	**7DK**
2T4 +	3.15	0.6	2.9	0.25	1.7	6T4	V	E_f—I_f	**7DK**
3AL5 +	3.15	0.6	—	—	—	6AL5	V	E_f—I_f	**6BT**
3AU6 +	3.15	0.6	5.5	5	0.003	6AU6	V	E_f—I_f	**7BK**
3AV6 +	3.15	0.6	2.2	0.8	2	6AV6	V	E_f—I_f	**7BT**
3BA6 +	3.15	0.6	5.5	5	0.0035	6BA6	V	E_f—I_f	**7CC**
3BC5 +	3.15	0.6	6.5	1.8	0.03	6BC5	V	E_f—I_f	**7BD**
3BE6 +	3.15	0.6	—	—	—	6BE6	V	E_f—I_f	**7BD**
3BN6 +	3.15	0.6	4.2	3.3	0.004	6BN6	V	E_f—I_f	**7DF**
3BY6 +	3.15	0.6	5.4	7.6	0.08	6BY6	V	E_f—I_f	**7CH**
3BZ6 +	3.15	0.6	7.5	1.8	0.02	6BZ6	V	E_f—I_f	**7CM**
3CB6 +	3.15	0.6	6.5	3	0.01	6CB6	V	E_f—I_f	**7CM**
3CE5 +	3.15	0.6	6.5	1.9	0.03	6CE5	V	E_f—I_f	**7CM**
3CF6 +	3.15	0.6	6.3	1.9	0.02	6CF6	V	E_f—I_f	**7CM**
3CS6 +	3.15	0.6	5.5	7.5	0.05	6CS6	V	E_f—I_f	**7CH**
3DT6 +	3.15	0.6	5.8	—	0.02	6DT6	V	E_f—I_f	**7EN**
3LF4	2.8	0.05	—	—	—	3Q5GT	XI	Presa centr. sul filam. per funzion. a 1,4 V	**6BB**
3V4	2.8	0.05	5.5	3.8	0.2	3Q4	V	Presa centr. sul filam. per funzion. a 1,4 V	**6BX**
4BC8	4.2	0.6	2.5	1.3	1.4	6BC8	V	E_f—I_f	**9AJ**
4BQ7A +	4.2	0.6	2.85	1.35	1.15	6BQ7A	V	E_f—I_f	**9AJ**
4BZ7 +	4.2	0.6	2.85	1.35	1.15	6BZ7	V	E_f—I_f	**9AJ**
5AM8 +	4.7	0.6	6	2.6	0.015	6AM8	V	E_f—I_f	**9CY**
5AN8 +	4.7	0.6	7	2.3	0.04	6AN8	V	E_f—I_f—$C_{in}{}^2 = 2$—$C_{usc}{}^2 = 0.27$—$C_{gp}{}^2 = 1.5$	**9DA**
5AQ5 +	4.7	0.6	8.3	8.2	0.35	6AQ5	V	E_f—I_f	**7BZ**
5AS5 +	4.7	0.6	7	2.2	0.04	6AS5	V	E_f—I_f	**9AJ**
5AT8 +	4.7	0.6	4.5	0.9	0.025	6AT8	V	E_f—I_f—$C_{in}{}^2 = 2$—$C_{usc}{}^2 = 0.5$—$C_{gp}{}^2 = 1.5$	**9DW**
5AV8 +	4.7	0.6	7	2.3	0.04	6AN8	V	Zoccolo E_f—I_f—$C_{in}{}^2 = 2$—$C_{usc}{}^2 = 0.27$—$C_{gp}{}^2 = 1.5$	**9DZ**
5B8 +	4.7	0.6	6	2.6	0.05	6AN8	V	Zoccolo E_f--I_f--IEC[3]--$C_{in}{}^2 = 1.9$--$C_{usc}{}^2 = 1.4$--$C_{gp}{}^2 = 1.7$	**9EC**
5BK7A +	4.7	0.6	3	1	1.8	6BK7A	V	E_f—I_f	**9AJ**
5J6 +	4.7	0.6	2.2	0.4	1.6	6J6	V	E_f—I_f	**7BF**
5T8 +	4.7	0.6	1.6	1	2.2	6T8	V	E_f—I_f	**9E**
5U8 +	4.7	0.6	5	2.6	0.01	6U8	V	E_f—I_f—$C_{in}{}^2 = 2.5$—$C_{usc}{}^2 = 0.4$—$C_{gp}{}^2 = 1.8$	**9AE**
5V4GA	5	3	—	—	—	5V4G	III	Caratteristiche massime	**5T**
5V6GT +	4.7	0.6	9	7.5	0.7	6V6	VI	E_f—I_f—IEC[3]	**7S**
5X8 +	4.7	0.6	4.3	0.7	0.09	6X8	V	E_f—I_f—$C_{in}{}^2 = 2$—$C_{usc}{}^2 = 0.5$—$C_{gp}{}^2 = 1.4$	**9AK**
6A6	6.3	0.8	—	—	—	6N7	VI	Zoccolo	**7B**
6A7	6.3	0.3	—	—	—	6A8	VI	Zoccolo—IEC[3]	**7C**
6AE8	6.3	0.3	—	—	—	6K8	VI	Zoccolo—Caratteristiche massime	**8DU**
6AS7GA	6.3	2.5	6.5	2.2	7.5	6AS7G	VII	Nessuna	**8BD**
6AU7 +	3.15	0.6	—	—	—	12AU7	V	E_f—I_f	**9A**

TABELLA XV. - TAVOLA DELLE EQUIVALENZE (continuazione)

Tipo	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	Prototipo e tab.		Disuguaglianza[1 4]	Zoccolo
6AV5GA	6.3	1.2	14	7	0.5	6AV5GT	VII	Nessuna	6CK
6AX7	6.3	0.3	1.6	0.46	1.7	12AX7	V	Presa centr. sul filam. per funzion. a 3,15 V	9A
6B4G	6.3	1	—	—	—	6A3	VII	Zoccolo	5S
6BG6GA	6.3	0.9	11	6	0.8	6BG6G	VII	Nessuna	5BT
6BQ6GA	6.3	1.2	14	6.5	0.8	6BQ6GT	VII	Caratteristiche massime	6AM
6BQ6GTA	6.3	1.2	15	7.5	0.6	6BQ6GT	VII	Nessuna	6AM
6BQ6GTB/6CU6	6.3	1.2	15	7.5	0.6	6BQ6GT	VII	Caratteristiche massime	6AM
6C6	6.3	0.3	5	6.5	0.007	6J7	VI	Zoccolo—IEC[3]	6F
6CD6GA	6.3	2.5	22	8.5	1.1	6CD6G	VII	IEC[3]—Caratteristiche massime	5BT
6L6GA	6.3	0.9	11.5	9.5	0.9	6L6	VI	IEC[3]	7S
6L6GB	6.3	0.9	11.5	9.5	0.9	6L6	VI	IEC[3]	7S
6S4A+	6.3	0.6	4.2	0.9	2.6	6S4	V	+	9AC
6SN7GTA	6.3	0.6	—	—	—	6SN7GT	VII	IEC[3]—Caratteristiche massime	8BD
6SN7GTB+	6.3	0.6	—	—	—	6SN7GTA	XV	+	8BD
6SU7GTY	6.3	0.3	3.4	3.2	2.8	6SL7GT	VII	Zoccolo a basse perdite	8BD
6Y6GA	6.3	1.25	15	8	0.7	6Y6G	VII	Nessuna	7S
6Y6GT	6.3	1.25	15	8	0.7	6Y6G	VII	Nessuna	7S
7A4	6.3	0.3	3.4	3	4	6J5	VI	Zoccolo	5AS
7A6	6.3	0.15	—	—	—	6H6	VI	I_f—Zoccolo—Caratteristiche massime	7AJ
7A7	6.3	0.3	6	7	0.003	6SK7	VI	Zoccolo	BV
7AU7+	7	0.3	—	—	—	12AU7A	V	E_f—I_f—Presa centr. sul fil. per funz. a 3,5 V	9A
7B4	6.3	0.3	3.6	3.4	1.6	6SF5	VI	Zoccolo—IEC[3]	5AC
7B5	6.3	0.4	5.5	6	0.5	6K6GT	VII	Zoccolo	6AE
7B6	6.3	0.3	3	2.4	1.6	6SQ7	VI	Zoccolo	8W
7B8	6.3	0.3	—	—	—	6A8	VI	Zoccolo	8X
7C5	6.3	0.45	9.5	9	0.4	6V6	VI	Zoccolo	6AA
7F7	6.3	0.3	2.4	2	1.6	6SL7GT	VII	Zoccolo	8AC
7H7	6.3	0.3	8	7	0.007	6SG7	VI	IEC[3]—Caratteristiche massime	8V
7N7	6.3	0.6	3.4	2.4	3	6SNGT	VII	IEC[3]—Caratteristiche massime	8AC
7Q7	6.3	0.3	9	9	0.2	6SA7	VI	IEC[3]	8AL
12A8GT	12.6	0.15	—	—	—	6A8	VI	E_f—I_f	8A
12AL5	12.6	0.15	—	—	—	6AL5	V	E_f—I_f	6BT
12AT6	12.6	0.15	2.2	0.8	2	6AT6	V	E_f—I_f	7BT
12AU6	12.6	0.15	5.5	5	0.0035	6AU6	V	E_f—I_f	7BK
12AV5GA+	12.5	0.6	14	7	0.5	6AV5GT	VII	E_f—I_f—IEC[3]	6CK
12AV6	12.6	0.15	2.2	0.8	2	6AV6	V	E_f—I_f	7BT
12B4A+	12.6	0.3	5	1.5	4.8	12B4	V	Presa centr. sul filam. per funzion. a 6.3 V	9AG
12BA6	12.6	0.15	5.5	5	0.0035	6BA6	V	E_f—I_f	7BK
12BA7	12.6	0.15	—	—	—	6BA7	V	E_f—I_f	8CT
12BD6	12.6	0.15	4.3	5	0.005	6BD6	V	E_f—I_f	7BK
12BE6	12.6	0.15	—	—	—	6BE6	V	E_f—I_f	7CH
12BF6	12.6	0.15	1.8	0.8	2	6BF6	V	E_f—I_f	7BT
12BH7A+	12.6	0.3	3.2	0.5	2.6	12BH7	V	Presa centr. sul filam. per funzion. a 6.3 V	9A
12BK5+	12.6	0.6	13	5	0.6	6BK5	V	E_f—I_f	9BQ
12BK6	12.6	0.15				6BK6	5	E_f—I_f	7BT

TABELLA XV. - TAVOLA DELLE EQUIVALENZE (continuazione)

Tipo	E_f	I_f	C_{in}	C_{use}	C_{gp}	Prototipo e tab.	Disuguaglianza[1 4]	Zoccolo
12BN6	12.6	0.15	4.2	3.3	0.004	6BN6 V	E_f—I_f	**7DE**
12BQ6GA+	12.6	0.6	14	6.5	0.8	6BQ6GT VII	E_f—I_f—IEC[3]—Caratteristiche massime	**6AM**
12BQ6GT+	12.6	0.6	15	7.5	0.6	6BQ6GT VII	E_f—I_f	**6AM**
12BQ6GTB+	12.6	0.6	15	7.5	0.6	6BQ6GT VII	E_f—I_f—Caratteristiche massime	**6AM**
12BT6	12.6	0.15	—	—	—	6BT6 V	E_f—I_f	**7BT**
12BU6	12.6	0.15	—	—	—	6BU6 V	E_f—I_f	**7BT**
12BW4	12.6	0.45	—	—	—	6BW4 III	E_f—I_f	**9DJ**
12BY7A+	12.6	0.3	10.2	3.5	0.063	12BY7 V	E_f—I_f—Presa centr. sul fil. per funz. a 6.3 V	**9BF**
12C5+	12.6	0.6	13	9	0.55	50B5 V	E_f—I_f—IEC[3]—Zoccolo	**7CV**
12C8	12.6	0.15	6	9	0.005	6B8 VII	E_f—I_f	**8E**
12CA5+	12.6	0.6	15	9	0.5	6CA5 V	E_f—I_f	**7CV**
12CM6	12.6	0.225	8	8.5	0.7	6CM6 V	E_f—I_f	**9CK**
12CS6	12.6	0.15	5.5	7.5	0.05	6CS6 V	E_f—I_f	**7CH**
12CU6	12.6	0.6	15	7	0.55	6CU6 VII	E_f—I_f	**6AM**
12DQ6	12.6	0.6	15	7	0.55	6DQ6 VII	E_f—I_f	**6AM**
12G4	12.6	0.15	2.4	0.9	3.4	6J5 VI	E_f—I_f—Zoccolo	**6BG**
12H6	12.6	0.15	—	—	—	6H6 VI	E_f—I_f	**7Q**
12J5GT	12.6	0.15	4.2	5.0	3.8	6J5 VI	E_f—I_f—IEC[3]	**6Q**
12J7GT	12.6	0.15	4.6	12	0.005	6J7 VI	E_f—I_f—IEC[3]	**7R**
12K7GT	12.6	0.15	4.6	12	0.005	6K7 VI	E_f—I_f—IEC[3]	**7R**
12K8	12.6	0.15	—	—	—	6K8 VI	E_f—I_f	**8K**
12Q7GT	12.6	0.15	2.2	5	1.6	6Q7 VI	E_f—I_f—IEC[3]	**7V**
12S8GT	12.6	0.15	2	3.8	1.2	6S8GT VII	E_f—I_f	**8CB**
12SA7	12.6	0.15	9.5	12	0.13	6SA7 VI	E_f—I_f	**8R**
12SC7	12.6	0.15	2	3	2	6SC7 VI	E_f—I_f	**8S**
12SF5	12.6	0.15	4	3.6	2.4	6SF5 VI	E_f—I_f	**6AB**
12SF7	12.6	0.15	5.5	6	0.004	6SF7 VI	E_f—I_f	**7AZ**
12SG7	12.6	0.15	8.7	7	0.003	6SG7 VI	E_f—I_f	**8BK**
12SH7	12.6	0.15	8.5	7	0.003	6SH7 VI	E_f—I_f	**8BK**
12SJ7	12.6	0.15	6	7	0.005	6SJ7 VI	E_f—I_f	**8N**
12SK7	12.6	0.15	6	7	0.003	6SK7 VI	E_f—I_f	**8N**
12SL7GT	12.6	0.15	3.4	3.8	2.8	6LS7GT VII	E_f—I_f	**8BD**
12SN7GT	12.6	0.3	3	1.2	4	6SN7GT VII	E_f—I_f	**8BD**
12SN7GTA	12.6	0.3	2.6	0.7	4	6SN7GT VII	E_f—I_f—IEC[3]—Caratteristiche massime	**8BD**
12SQ7	12.6	0.15	3.2	3	1.6	6SQ7 VI	E_f—I_f	**8Q**
12SR7	12.6	0.15	3.6	2.8	2.4	6SR7 VI	E_f—I_f	**8Q**
12W6GT+	12.6	0.6	15	9	0.5	6W6GT VII	E_f—I_f	**7AC**
14A7	12.6	0.15	5.5	7	0.005	6SK7 VI	E_f—I_f—IEC[3]—Zoccolo	**8V**
14AF7	12.6	0.15	2.2	1.6	2.3	7AF7 VIII	E_f—I_f	**8AC**
14B6	12.6	0.15	3	2.4	1.6	6SQ7 VI	E_f—I_f—IEC[3]—Zoccolo	**8W**
14F7	12.6	0.15	2.4	2	1.6	6SL7GT VII	E_f—I_f—IEC[3]—Zoccolo	**8AC**
14N7	12.6	0.6	3.4	2.4	3	6SN7GT VII	E_f—I_f—Zoccolo	**8AC**
14Q7	12.6	0.15	9	9	0.2	6SA7 VI	E_f—I_f—IEC[3]—Zoccolo	**8AL**
14V7	12.6	0.225	9.5	6.5	0.004	7V7 VIII	E_f—I_f	**8V**

TABELLA XV. - TAVOLA DELLE EQUIVALENZE (continuazione)

Tipo	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	Prototipo e tab.		Disuguaglianza[1 4]	Zoccolo
14X7	12.6	0.15	—	—	—	7X7	VIII	E_f—I_f	8BZ
19BG6G	18.9	0.3	11	6.5	0.65	6BG6G	VII	E_f—I_f—IEC[3]	5BT
25AV5GA	25	0.3	14	7	0.5	6AV5GT	VII	E_f—I_f—IEC[3]	6CK
25AV5GT	25	0.3	14	7	0.7	6AV5GT	VII	E_f—I_f	6CK
25BQ6GA	25	0.3	14	6.5	0.8	6BQ6GT	VII	E_f—I_f—IEC[3]—Caratteristiche massime	6AM
25BQ6GT	25	0.3	15	7.5	0.6	6BQ6GT	VII	E_f—I_f	6AM
25BQ6GTB+	25	0.3	15	7.5	0.6	6BQ6GT	VII	E_f—I_f—IEC[3]—Caratteristiche massime	6AM
25CD6G	25	0.6	26	10	1	6CD6G	VII	E_f—I_f	5BT
25CD6GA+	25	0.6	24	9.5	0.8	6CD6G	VII	E_f—I_f—Caratteristiche massime	5BT
25CU6	25	0.3	15	7	0.55	6CU6	VII	E_f—I_f	6AM
25DN6	25	0.6	22	11.5	0.8	6DN6	VII	E_f—I_f	5BT
25DQ6	25	0.3	15	7	0.55	6DQ6	VII	E_f—I_f	6AM
25L6GT	25	0.3	15	10	0.6	12L6GT	X	E_f—I_f—Caratteristiche massime	7AC
25W6GT	25	0.3	15	9	0.5	6W6GT	VII	E_f—I_f	7AC
35C5	35	0.15	12	6.2	0.57	35B5	V	ICE[3]—Zoccolo—Caratteristiche massime	7CV
35L6GT	35	0.15	13	9.5	0.8	35B5	V	ICE[3]—Zoccolo—Caratteristiche massime	7AC
41	6.3	0.4	5.5	6	0.5	6K6GT	VII	Zoccolo	6B
42	6.3	0.7	—	—	—	6F6	VI	Zoccolo	6B
50A5	50	0.15	—	—	—	12L6GT	X	E_f—I_f—Zoccolo—Caratteristiche massime	6AA
50C5	50	0.15	13	9	0.55	50B5	V	Zoccolo	7CV
50L6GT	50	0.15	15	10	0.06	12L6GT	X	E_f—I_f	7AC
75	6.3	0.3	1.7	3.8	1.7	63Q7	VI	ICE[3]—Zoccolo—Caratteristiche massime	6G
78	6.3	0.3	4.5	11	0.007	6K7	VI	ICE[3]—Zoccolo	6F
117P7GT	117	0.09	—	—	—	117L7GT	X	Zoccolo	8AV
417A	6.3	0.3	9	0.48	1.8	5847	V	ICE[3]—Zoccolo	9V
1221	6.3	0.3	5	6.5	0.007	6J7	VI	Caratteristiche massime	6F
1223	6.3	0.3	—	—	—	6J7	VI	Caratteristiche massime	7R
1631	12.6	0.45	—	—	—	6L6	VI	E_f—I_f—Caratteristiche massime	7AC
1632	12.6	0.6	—	—	—	12L6GT	X	Caratteristiche massime	7AC
1634	12.6	0.15	—	—	—	6SC7	VI	E_f—I_f	8S
5591	6.3	0.15	4	2.8	0.02	6AK5	V	E_f—I_f	7BD
5654	6.3	0.175	4	2.9	0.02	6AK5	V	IEC[3]	7BD
5670	6.3	0.35	2.2	1	1.1	2C51	V	E_f—I_f—IEC[3]	8CJ
5679	6.3	0.15	—	—	—	6H6	VI	E_f—I_f—Zoccolo	7CX
5691	6.3	0.6	2.7	2.6	3.6	6SL7GT	VII	IEC[3]—Caratteristiche massime	8BD
5692	6.3	0.6	—	—	—	6SN7GT	VII	Caratteristiche massime	8BD
5725	6.3	0.175	4	3	0.01	6AS6	V	Nessuna	7CM
5726	6.3	0.3	—	—	—	6AL5	V	Nessuna	6BT
5749	6.3	0.3	5.5	5	0.0035	6BA6	V	Zoccolo	7BK
5750	6.3	0.3	—	—	—	6BE6	V	Nessuna	7CH
5751	12.6	0.175	—	—	—	12AX7	V	E_f—I_f—Presa centr. sul fil. per funz. a 6.3 V	9A
5814A	12.6	0.175	1.6	0.5	1.5	12SN7GT	X	E_f—I_f—IEC[3]—Zoccolo—Presa centrale sul filamento per funzionamento a 6.3 V.	9A
5871	6.3	0.9	—	—	—	6V6	VI	E_f—I_f—Caratteristiche massime	7AC

TABELLA XV. - TAVOLA DELLE EQUIVALENZE (continuazione)

Tipo	E_f	I_f	C_{in}	C_{usc}	C_{gp}	Prototipo e tab.		Disuguaglianza[1] [4]	Zoccolo
5881	6.3	0.9	10	12	0.4	6L6	VI	. . . . Caratteristiche massime	**7AC**
5910	1.4	0.05	3.6	7.5	0.008	1U4	V	. . IEC[3]—Caratteristiche massime . .	**6AR**
5915	6.3	0.3	—	—	—	6BY6	V	. . . . Caratteristiche massime	**7CH**
5963	12.6	0.15	1.9	0.35	1.5	12AU7	V	IEC[3]—Caratteristiche massime—Presa centrale sul filamento per funzionam. a 6.3 V	**9A**
5964	6.3	0.45	2.1	0.4	1.3	6J6	V	. . IEC[3]—Caratteristiche massime . .	**7BF**
5965	12.6	0.225	3.8	0.5	3	12AV7	V	IEC[3]—Presa centr. sul fil. per funz. a 6.3 V	**9A**
6046	25	0.3	—	—	—	12L6GT	X	. . . . . E_f—I_f	**7AC**
6057	12.6	0.15	1.6	0.46	1.7	12AX7	V	IEC[3]—Presa centr. sul fil. per funz. a 6.3 V	**9A**
6058	6.3	0.3	—	—	—	6AL5	V	. . . . . Nessuna	**6BT**
6059	6.3	0.15	4.25	4	0.01	6J7	VI	. E_f—I_f—Zoccolo—Caratteristiche massime .	**9BC**
6060	12.6	0.15	2.25	0.4	1.6	12AT7	V	IEC[3]—Caratteristiche massime—Presa centrale sul filamento per funzionam. a 6.3 V	**9A**
6061	6.3	0.45	—	—	—	6V6	VI	. . . . . Zoccolo	**9AM**
6064	6.3	0.3	7.8	3.9	0.01	6AM6	V	. . . Caratteristiche massime	**7DB**
6065	6.3	0.2	4.5	7	0.007	6BH6	V	E_f—I_f—IEC[3]—Zoccolo—Caratt. massime .	**7DB**
6066	6.3	0.3	—	—	—	6AT6	V	. . . . . Nessuna	**7BT**
6067	12,6	0.15	1.6	0.5	1.5	12AU7	V	IEC[3]—Presa centr. sul fil. per funz. a 6.3 V	**9A**
6080	6.3	2.5	6	2.2	8	6AS7G	VII	. . IEC[3]—Caratteristiche massime . .	**8BD**
6101	6.3	0.45	2	0.4	1.5	6J6	V	. . IEC[3]—Caratteristiche massime . .	**7BF**
6132	6.3	0.75	14	5	0.25	6CH6	V	. . . . . Nessuna	**9BA**
6136	6.3	0.3	6	5	0.0035	6AU6	V	. . . . . Nessuna	**7BK**
6265	6.3	0.175	5.2	4.4	0.004	6BH6	V	. . . . . I_f—IEC[3]	**7CM**
6350	12.6	0.3	3.6	0.6	3.2	12BH7	V	IEC[3]—Zoccolo—Presa centrale sul filamento per funzionamento a 6.3 V	**9CZ**
6660	6.3	0.3	5.5	5	0.0035	6BA6	V	. . . . . Zoccolo	**7CC**
6661	6.3	0.15	5.4	4.4	0.0035	6BH6	V	. . . . . Nessuna	**7CM**
6662	6.3	0.15	4.5	5.5	0.0035	6BJ6	V	. . . . . Nessuna	**7CM**
6663	6.3	0.3	—	—	—	6AL5	V	. . . . . Nessuna	**6BT**
7000	6.3	0.3	7	12	0.005	6J7	VI	. . . . . Nessuna	**7R**
7700	6.3	0.3	5	6.5	0.007	6J7	VI	. IEC[3]—Zoccolo—Caratteristiche massime .	**6F**
KT-66	6.3	0.9	—	—	—	6L6	VI	. . . Versione inglese del 6L6 . . .	**7AC**
XXD	12.6	0.15	2.2	1.6	2.3	7AF7	VIII	. . E_f—I_f—Caratteristiche massime . .	**8AC**

[1] Se non altrimenti specificato.
[2] Sezione triodo.
[3] Capacità interelettrodiche.
[4] Altre, oltre al bulbo.

Indice analitico

A

B

C

D

E

F

N

O

P

Q

R

S

T