



R. WIGAND  
H. GROSSMANN

PARTE I  
**RICEZIONE**

EDITRICE



IL  
ROSTRO  
MILANO

TRASMISSIONE E RICEZIONE DELLE ONDE CORTE E ULTRACORTE



# ONDE CORTE E ULTRACORTE

951

ROLF WIGAND

H. GROSSMANN

ONDE CORTE E ULTRACORTE

*Parte prima*

TECNICA DELLA RICEZIONE



EDITRICE

MILANO

1959

III

Titolo originale dell'opera  
**SEDEN UND EMPFANG**  
Kurzer und ultrakurzer Wellen  
Teil I - Empfangstechnik  
ALBRECHT PHILLER - VERLAG, MINDEN (WESTF)  
Traduzione di **Giuseppe Baldu**

*Tutti i diritti riservati alla  
Editrice il Rostro*

Tipografia Edizioni Tecniche - Via Baldo Degli Ubaldi, 6 - Milano

## I N D I C E

	<i>Pag.</i>
Premessa .....	VII
Introduzione .....	1
1. Le condizioni di propagazione delle onde corte .....	3
2. Le particolarità della tecnica della ricezione in onde corte	8
a) La sintonizzazione in onde corte .....	8
b) Consigli pratici per la costruzione di apparecchiature per onde corte .....	36
3. Piccolo ricevitore in onde corte con alimentazione a batteria	45
4. Ricevitore a reazione in onde corte con alimentazione a cor- rente alternata .....	65
5. Supereterodina in onde corte .....	82
6. Il funzionamento pratico dei ricevitori in onde corte ....	102
7. Ondametro o frequenzimetro ad assorbimento .....	104
8. Lo studio dell'alfabeto Morse .....	107
9. Il traffico dei dilettanti nelle gamme ad onde corte ....	115
10. Radiofonia in onde corte .....	115
Appendice .....	116

## ONDE CORTE E ULTRACORTE

La serie di 5 volumi è composta da:

- Parte I - Tecnica della ricezione (951)
- Parte II - Tecnica della trasmissione (1001)
- Parte III - Vol. 1<sup>o</sup> Ricezione delle onde ultracorte (1081)
- Parte III - Vol. 2<sup>o</sup> Trasmissione delle onde ultracorte (1082)
- Parte III - Vol. 3<sup>o</sup> Tecnica delle misure delle onde ultracorte (1084)



## P R E M E S S A

*Rolf Wigand, redattore del DASD « CQ » e autore di molte pubblicazioni nel campo delle onde corte, è morto durante la guerra. Quest'uomo così conosciuto e così profondamente specializzato nella radiotecnica non è più tra i viventi. Tuttavia le sue opere faranno vivere il suo nome, anche se non potrà più rivedere i suoi libri per mantenerli al livello del progresso. Questo compito lo ha lasciato a noi.*

*Con la nuova edizione dell'opera: « Trasmissione e ricezione in onde corte » che aveva già raggiunto un grande numero di copie prima e durante la guerra, si soddisfa il desiderio di molti nuovi radioamatori, perchè Wigand sapeva inquadrare bene e trattare con semplicità i problemi che sono legati con la tecnica della ricezione e della trasmissione per dilettanti in onde corte.*

*Una buona parte dei radioamatori possiede degli apparecchi di trasmissione, ricezione e controllo che provengono di solito da residuati militari più o meno modificati ma che sono in ogni caso apparecchi finiti e ben determinati nelle caratteristiche. Questa parte di radioamatori si interessa di più al lato sportivo del radiodilettantismo, ed infatti il collegamento con altri dilettanti di continenti lontani offre molte attrattive. Questi radioamatori sono sempre più o meno conservatori e si interessano poco degli sviluppi delle gamme di onde ultracorte che in condizioni normali permettono la trasmissione solo nel campo di visibilità. L'altra parte dei radioamatori, costituita di solito da giovani intelligenti e pieni di entusiasmo, trova la propria soddisfazione non nella ricerca di difficili collegamenti ma nel lato tecnico e pratico della questione; essi fanno un continuo lavoro di progettazione, di costruzione, di modifiche per migliorare sempre più la loro stazione. Essi crescono con i loro apparecchi e sono continuamente attaccati a loro, essi tolgono venti volte lo chassis anche se si tratta solo di variare una resistenza per aumentare di un decimo di watt la potenza. Fra essi si trovano anche i pionieri delle bande di 2 m in onde ultracorte in cui la costruzione dei ricevitori e trasmettitori offre un nuovo campo di attività e in cui le antenne direzionali aprono un nuovo orizzonte sulle possibilità della propagazione. L'attività di questi amatori è l'esperimento, la prova, essi sono sempre alla ricerca di nuove nozioni e di nuove idee.*

*Quest'opera è dedicata particolarmente a questi amatori. Essi vi troveranno i principi fondamentali della radiotecnica, la trattazione teorica di alcuni problemi ed una completa esposizione della parte pra-*

*tica. Essi avranno così tutte le basi necessarie per inoltrarsi sia nella costruzione che nell'esperienza. La trattazione è fatta passo a passo in modo che ne possano trarre il massimo giovamento specialmente tutti coloro che affrontano la materia per la prima volta. La quantità degli argomenti ha reso necessaria la suddivisione dell'opera in tre parti e il raddoppio delle pagine della parte sulle onde ultra corte che sono oggi di attualità.*

*Inoltre il rapido progresso che si ebbe durante e dopo la guerra ha reso necessaria una completa revisione dell'opera per portarla al livello dei nuovi sviluppi.*

*Ringrazio vivamente quelle ditte che mi hanno così cortesemente aiutato nel mio lavoro.*

*Hans Grossmann*

#### *Promessa alla II edizione*

*Questa nuova edizione dell'opera, suddivisa ora in cinque parti, tiene conto dei progressi realizzati negli ultimi anni; essi sono dovuti soprattutto ai nuovi tipi di valvole. Queste hanno seguito il continuo sviluppo della tecnica delle onde ultracorte ed offrono ora anche al radioamatore la possibilità di sfruttare le loro caratteristiche, molto superiori a quelle delle vecchie valvole.*

*Hans Grossmann*

## Introduzione

Uno sguardo alla cronistoria del campo delle onde corte ci mostra uno degli sviluppi più travolgenti della nostra epoca. Questo sviluppo cominciò con i classici esperimenti di Heinrich Hertz, ebbe la sua prima realizzazione pratica con il primo collegamento telegrafico di Marconi, fu completamente rivoluzionato dall'impiego delle valvole elettroniche fu portato ad un punto massimo dalla tecnica durante le febbrili ricerche del tempo di guerra ed è ancor oggi tutt'altro che terminato. In questo sviluppo esiste un ciclo che è interessante notare: Heinrich Hertz utilizzò per le sue ricerche nell'anno 1888 delle lunghezze d'onda di 5 m, poi si è passati a lunghezze d'onda sempre maggiori, perché solo con esse si riusciva ad ottenere l'energia necessaria per superare grandi distanze. Però l'occupazione sempre più fitta della gamma delle onde lunghe indirizzò gli appassionati della nuova tecnica, i dilettanti che fin da dopo la prima guerra mondiale erano numerosissimi in America, verso le lunghezze d'onda al disotto di 200 m. che, secondo le opinioni allora più autorevoli, non erano adatte alle comunicazioni a grande distanza. Da questo movimento (attorno all'anno 1921) cominciò la marcia trionfale delle onde corte; infatti i dilettanti dimostrarono che con queste onde inferiori ai 200 m si potevano superare delle enormi distanze con delle energie veramente irrisorie rispetto a quelle impiegate nel campo delle onde lunghe. Non si poté naturalmente impedire che le comunicazioni commerciali a grande distanza si precipitassero su queste nuove gamme d'onda ed oggi il campo delle onde corte è fittamente occupato come quello delle

onde medie e lunghe. La progressiva scarsità di bande libere spinse infine verso lunghezze d'onde inferiori a 10 m e i dilettanti poterono ancora una volta fornire delle utili conoscenze ricavate dalla loro fertile attività. Oggi le trasmissioni radiofoniche arrivano fino ad una lunghezza d'onda di 3 m e la banda di 2 m. è sempre più affollata da dilettanti. Si è quindi arrivati nuovamente al punto dal quale era partito Hertz. Chi però confronta le apparecchiature utilizzate allora per gli esperimenti con quelle ora a disposizione si meraviglierà nel vedere con quali mezzi primitivi cominciarono a lavorare i pionieri della radiotecnica e potrà difficilmente immaginare quante costanza e quanta dura fatica sia costata l'attuale sviluppo di questa tecnica, che nella televisione e nel radar ha trovato nuovamente altre possibilità di impiego ed altre lunghezze d'onda.

## 1. Le condizioni di propagazione delle onde corte

Come era possibile raggiungere praticamente tutti i punti della terra con delle lunghezze d'onda inferiori a 100 m o con delle frequenze superiori a 3 MHz senza dovere usare le enormi potenze necessarie per la gamma delle onde lunghe?

Si era notato sin dall'inizio che la ragione delle grandi distanze raggiunte dalle onde lunghe era dovuta al fatto che le onde superficiali emesse dal trasmettitore potevano seguire la curvatura della terra e si era anche visto che questo fascio di onde viene molto attenuato al diminuire della lunghezza d'onda o all'aumentare della frequenza. Solo più tardi le nuove conoscenze sulle condizioni di propagazione delle onde corte dimostrarono che, oltre alle onde superficiali che seguono la terra, l'antenna trasmette anche un'onda spaziale con un certo angolo, onda che viene nuovamente riflessa sulla terra quando incontra nell'alta atmosfera uno strato elettricamente conduttore che dal suo scopritore viene chiamato strato di Heaviside. Le onde spaziali nel viaggio di andata e ritorno fino allo strato di Heaviside non subiscono praticamente alcun assorbimento e restano quindi praticamente non attenuate. L'origine dello strato di Heaviside fu scoperta molto più tardi, essa è dovuta alla ionizzazione degli strati più alti dell'atmosfera provocata dalle radiazioni ultraviolette del sole. Essa varia durante il giorno la notte e le stagioni ed è influenzata anche dal ciclo undecennale delle macchie solari. L'altezza degli strati ionizzati, si distinguono infatti dagli strati  $E$ ,  $F_2$  e  $F_1$ , ha una influenza predominante sulla frequenza o lunghezza d'onda con la quale si può stabilire un collegamento, e precisamente essa determina la posizione o la grandezza delle zone morte ossia

di quelle zone che stanno fra il limite a cui arrivano le onde superficiali e il punto in cui cominciano ad arrivare le onde spaziali riflesse dagli strati ionizzati. Queste zone morte possono essere molto estese e precisamente quanto più corta è la lunghezza d'onda cioè quanto più alta è la frequenza tanto più grandi sono le zone morte. Inoltre alla notte o in inverno quando diminuisce l'irradiazione solare si hanno sempre delle zone morte più estese.

Quindi per potere mantenere durante tutto il tempo del giorno e dell'anno un collegamento ad una determinata distanza si devono studiare dei piani di diffusione secondo i quali si hanno delle « onde diurne » (da 15 a 25 m) delle « onde di transizione » (da 20 a 30 m) e delle « onde notturne lunghe o corte » (da 40 a 50 m o da 50 a 100 m). Quando si vuole mantenere con continuità un determinato collegamento a grande distanza con le onde corte si deve cambiare spesso la lunghezza d'onda. Poiché lo stato degli alti strati ionizzati dell'atmosfera, la cosiddetta « ionosfera » ha una importanza decisiva nella propagazione delle onde corte, è necessario esaminare più dettagliatamente le sue cause originarie ed è pure importante conoscere i disturbi a cui va soggetto.

Con ionizzazione si intende la separazione di una o più cariche elementari ossia di elettroni delle molecole o atomi di un gas in modo da formare ioni positivi. Se gli elettroni liberi si collegano con delle molecole neutre si ottengono degli ioni negativi con un eccesso di cariche, invece gli ioni positivi hanno un difetto di cariche. Questo fenomeno avviene anche negli strati esterni della nostra atmosfera e sono precisamente i raggi ultravioletti e cosmici (raggi corpuscolari) che incontrando in questi strati le molecole e gli atomi di ossigeno e di azoto gli scindono.

Questo fenomeno avviene naturalmente con continuità, ma contemporaneamente si ha una ricombinazione con scambio di cariche fra ioni positivi e negativi o fra elettroni e ioni positivi in modo da riformare delle particelle neutre.

L'intensità di ionizzazione cresce con l'intensità dell'irradiazione momentanea, dipende dalla densità delle molecole e dalla capacità di ricombinazione, ci sono quindi delle altitudini alle quali si hanno delle possibilità di ionizzazione particolarmente favorevoli. Gli strati che a causa di una forte ionizzazione diventano praticamente conduttori permettono la riflessione delle onde spaziali irradiate verso l'alto dal trasmettitore (fig. 1). Le onde che arrivano agli strati ionizzati con un angolo piatto vengono praticamente riflesse totalmente ( $S_1$ ,  $S_2$ ). Se l'angolo di incidenza è molto piatto può darsi il caso che le onde seguono lo strato riflettente fino a che una sua variazione non provoca la riflessione ( $S_3$ ). Le onde con un angolo di incidenza più ortogonale vengono in parte riflesse e in parte passano lo strato ( $S_4$ ). Quanto più ortogonale è l'angolo di incidenza tanto è maggiore la parte di energia che attraversa lo strato ( $S_5$ ). Si distinguono fondamentalmente due strati riflettenti: lo strato  $E$ , noto anche con il nome di strato di Heaviside-Kennedy che si trova ad un'altezza di circa 100 km e che è provocato dalle radiazioni ultraviolette diurne del sole. Esso interessa la propagazione delle onde corte soprattutto durante le ore di luce. La densità degli elettroni dipende dall'altezza del sole, cioè la massima irradiazione si ha verso mezzogiorno, essa è minore prima e dopo e minima quando il sole è all'orizzonte. Ed è per la stessa ragione che la densità degli ioni è minore in inverno che in estate dove si ha la massima irradiazione. Un'altro strato riflettente è lo strato  $F$  che d'estate si divide all'alba nello strato inferiore  $F_1$  ed in quello superiore  $F_2$ . Lo strato  $F_1$  ha un'altezza media di circa 200 km., raggiunge a mezzogiorno la sua altezza minima e sale al tramonto fino a circa 300 km. Di notte e d'inverno c'è solo lo strato  $F_2$  che si trova ad un'altezza di 300-800 km. La densità di elettroni di questo strato aumenta dopo il tramonto, ossia quando la radiazione è minima, e i valori massimi sono più alti in inverno che in estate. Poiché lo strato  $F_2$  si forma so-

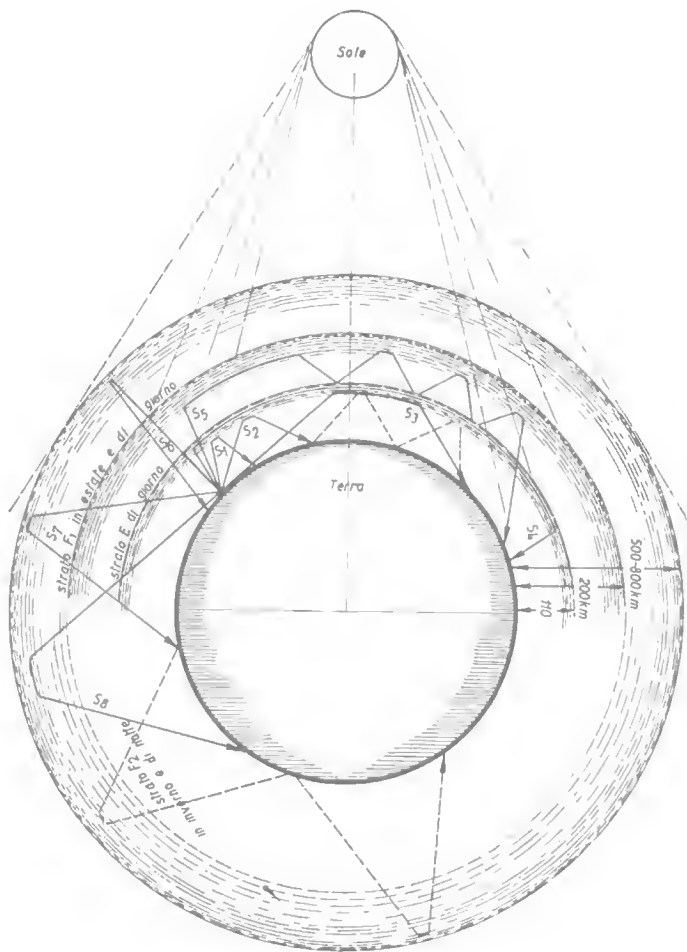


Fig. 1 - Gli strati riflettenti nella propagazione delle onde corte.



prattutto di notte quando non c'è alcuna radiazione solare si suppone che la ionizzazione di questo strato sia dovuta a polveri cosmiche che arrivano continuamente sulla nostra atmosfera. La densità degli elettroni che aumenta con l'irradiazione e l'altezza determina la riflessione delle cosiddette « onda limite ». L'onda limite è la più corta onda che incidendo ortogonalmente l'atmosfera viene ancora riflessa, essa vale circa 7 m e in estate è più corta che in inverno. Poichè questa onda viene piegata proprio nel punto di massima concentrazione è quella che ritorna indietro meno attenuata. Per lunghezze d'onda maggiori aumenta sempre più l'attenuazione di riflessione. Tutte le onde più corte vengono riflesse solo negli strati più alti e più densi e si hanno perciò delle maggiori zone morte ( $S_7$ ,  $S_8$ ). L'attività delle macchie solari ha la massima influenza sulla densità di ionizzazione dello strato riflettente, questa attività ha un ciclo di 11 anni e raggiunse ultimamente un massimo negli anni 1947-48.

Le enormi eruzioni della ionosfera solare provocano un aumento della ionizzazione dell'atmosfera che provoca uno spostamento sensibile dell'onda limite verso valori minori (5 m). La considerazione di questi fenomeni deve essere completata dallo studio di alcuni effetti anormali che sono collegati allo stato della ionosfera e che quindi possono influire molto sulle trasmissioni radio. Consideriamo prima i due effetti della evanescenza (fading) per interferenza e per assorbimento. L'evanescenza per interferenza si ha quando la propagazione delle onde avviene per riflessioni successive. L'onda attraversa lo strato  $E$ , viene riflessa più volte fra gli strati  $F$  ed  $E$  ed infine viene rimandata sulla terra ( $S_5$ ). A causa del continuo movimento degli strati si hanno anche dei continui spostamenti di fase che possono portare qualche volta alla somma e qualche altra alla sottrazione delle singole ampiezze e possono dare quindi un massimo o un minimo di energia. L'evanescenza per assorbimento, nota anche con il

nome di effetto di Mögel-Dellinger è dovuta all'influenza del sole che ha la sua origine nelle sue eruzioni cromosferiche. La conseguente produzione di raggi ultravioletti di grande intensità ionizza uno strato particolare che ha la proprietà di assorbire le onde corte; è questo il cosiddetto strato *D* che si trova ad un'altezza di circa 70 km. A causa della concentrazione di elettroni estremamente alta lo strato *E* riflettente viene completamente coperto e tutte le onde corte vengono assorbite in modo che per tutta la durata del fenomeno si ha una evanescenza totale. Altri disturbi possono essere quelli dell'eco in onde corte e quello dei segnali ripetuti che sono provocati da vari fenomeni di propagazione e di riflessione e che causano delle notevoli difficoltà di ricezione nelle trasmissioni telegrafiche a grande velocità.

È molto interessante fare notare che oggi tutta la ionosfera è tenuta continuamente sotto controllo in tutte le parti del mondo e che si possono prevedere le condizioni di propagazione. In Germania esiste a Lindau un Istituto per le ricerche sulla ionosfera. Esso ogni venerdì alle ore 21,30 trasmette su circa 3650 kHz e con un segnale di chiamata DI2BC un comunicato sullo stato della ionosfera durante gli 8 giorni precedenti.

## **Le particolarità della tecnica della ricezione in onde corte**

### *a) La sintonizzazione in onde corte*

Oggi non c'è più alcun ricevitore di una certa qualità che sia privo della gamma delle onde corte. I ricevitori minori hanno addirittura 2, 3 od anche 4 gamme in onde corte che comprendono di solito il campo da 15 a 50 m corrispondente al campo da 20 a 6 MHz perchè in questo caso si deve comprendere il campo più interessante delle tra-

smissioni radiofoniche. La spesa che è sopportata dall'industria per aggiungere la parte in onde corte non è quasi mai compensata dalla utilizzazione che ne fa l'ascoltatore il quale molto raramente riconosce che la causa delle critiche condizioni di sintonizzazione che si hanno qui non sono dovute, come spesso si crede, ad una elevatissima selettività ma ad un poco adatto dimensionamento dei circuiti accordati. I migliori ricevitori di costruzione recente infatti non hanno più questo difetto, che d'altra parte è necessario perdonare ai piccoli apparecchi di costo limitato. Per potere vedere chiaramente nelle condizioni di ricezione delle onde corte, che si riducono soprattutto alle condizioni di sintonizzazione, è consigliabile parlare invece che di lunghezze d'onda di frequenze cioè di periodi al secondo.

La lunghezza d'onda  $\lambda$  di una oscillazione si può determinare con la relazione

$$\lambda \text{ (m)} = \frac{300.000}{f \text{ (kHz)}}$$

Dove:

il numero 300.000 è la velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche in km al sec.  
ed  $f$  è la frequenza in kHz, ossia il numero di migliaia di oscillazione che si hanno in 1 secondo.

Viceversa, data la lunghezza d'onda, si può calcolare la frequenza con la formula:

$$f \text{ (kHz)} = \frac{300.000}{\lambda \text{ (m)}}$$

Quanto più piccola è la lunghezza d'onda tanto maggiore è la frequenza e viceversa.

La frequenza in Germania ed anche in altri paesi si misura in Hertz in onore del grande ricercatore tedesco.

Quindi una gamma d'onda da 10 a 100 m corrisponde ad un campo di frequenza da 30.000 a 3000 « kilohertz » abbreviato in kHz, che corrispondono a 30 - 3 « Meghaertz » abbreviato in MHz e comprende una gamma di frequenza di 27.000 kHz oppure di 27 MHz. È proprio in queste considerazioni che si trova la spiegazione della difficoltà di sintonizzazione nelle onde corte. Se la gamma delle onde medie di un ricevitore si estende da 200 a 600 m corrispondenti a 1500 - 500 kHz si vede che l'intera rotazione (180°) del condensatore variabile deve coprire solo una gamma di 1000 kHz o 1 MHz. Se i trasmettitori si trovano come dovrebbero ad una distanza reciproca di 9kHz, nella gamma delle onde medie si possono mettere al massimo 111 trasmettitori senza che si debbano temere disturbi reciproci. I ricevitori con una sola gamma di onde corte comprendono di solito il campo da 20 a 50 m, corrispondente a 15.000 - 6000 kHz o a 15 - 6 MHz, quindi ad una larghezza di 9000 kHz o 9 MHz; perciò se i trasmettitori si trovano ancora alla distanza di 9 kHz ce ne possono stare nove volte di più del caso precedente ed essi devono trovare posto sulla stessa scala. La causa fondamentale della difficoltà è proprio questa.

Se nel campo delle onde corte si potesse introdurre in una scala di 180° solo 1000 kHz o 1 MHz la difficoltà di sintonizzazione sarebbe la stessa del caso della gamma delle onde medie. Si deve quindi tenere conto che alla diminuzione delle onde aumentano le difficoltà di sintonizzazione, perchè aumenta la gamma di frequenza abbracciata.

La frequenza di risonanze di un circuito risonante in parallelo costituito da una bobina (induttanza) e da un condensatore variabile (capacità) si può calcolare con la cosiddetta formula di Thompson:

$$2\pi f^2 LC = 1 \quad f \text{ (Hz)} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(H) \cdot C (F)}}$$

cuiti risonanti dipende dal campo che si vuole ricoprire. Si fa notare che non è tanto importante il valore assoluto della capacità variabile ma è invece decisiva la variazione della capacità cioè il rapporto fra la capacità massima e minima del condensatore impiegato. È infatti chiaro che una variazione di frequenza da 1 a 3,3 si può ottenere sia con un condensatore variabile con  $C_m = 10 \mu\text{F}$  e  $C_M = 100 \mu\text{F}$  che con un condensatore con  $C_m = 100 \mu\text{F}$  e  $C_M = 1000 \mu\text{F}$ . Se si vuole ottenere esattamente lo stesso campo si dovranno scegliere due bobine diverse per i due casi e precisamente l'induttanza del primo caso deve essere maggiore di quella del secondo. Però questa scelta non può essere fatta completamente a caso, perchè il rapporto fra l'induttanza e la capacità (rapporto  $L/C$ ) determina la resistenza di risonanza del circuito e quindi l'ampiezza della tensione di risonanza che può essere utilizzata per la successiva amplificazione. Un alto rapporto  $L/C$ , cioè una grande induttanza ed una piccola capacità, danno luogo ad un'alta resistenza di risonanza e viceversa. A parte il fatto che la capacità minima è in un certo senso fissata dalla capacità delle valvole, dei collegamenti e delle bobine e che quindi si possano avere (con delle capacità finali non esagerate) solo delle variazioni di frequenza limitate, la tendenza a raggiungere degli alti rapporti  $L/C$  trova un limite anche nel fatto che i circuiti troppo spinti diventano instabili, perchè sono troppo sensibili anche a piccole variazioni di capacità che si possano avere o per trasformazione delle variazioni della capacità dell'antenna o per il cambio delle valvole od anche solo per l'avvicinarsi della mano dell'operatore. Infatti ciascun uomo ha una certa capacità verso terra e d'altra parte un capo dei circuiti oscillanti del ricevitore è sempre collegato a terra mentre l'altro capo è libero. Quando s'avvicina una mano ad un circuito oscillante la capacità della mano si somma alla capacità del circuito e si ha quindi una variazione della frequenza di risonanza, anche se la bobina non

$$f \text{ (kKz)} = \frac{159.000}{\sqrt{L \text{ (\mu H)} \cdot C \text{ (pF)}}$$

Con delle trasformazioni di scrittura si può fare in modo che ad induttanza costante rimanga sotto al segno della radice quadrata solo la capacità  $C$  come unico fattore variabile. Quindi con una data induttanza  $L$  della bobina e con un condensatore che abbia delle capacità estreme di 100 e di 1000 pF, che corrispondano a piastre tutte estratte o tutte affacciate, il rapporto fra la massima e la minima lunghezza d'onda o fra la massima e la minima frequenza non è uguale a 1000 : 100 o a 10 : 1 ma a causa della radice quadrata a 3,3 : 1. La variazione di frequenza è quindi proporzionale alla radice quadrata del rapporto delle capacità estreme e viceversa.

$$\text{variaz. di freq. } \Delta f = \sqrt{\frac{C_M}{C_m}} \quad \begin{array}{l} \text{capac. max} \\ \text{capac. min} \end{array}$$

$$\text{variaz. di capac. } \Delta C = \left( \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}} \right)^2$$

Questo piccolo calcolo può essere facilitato con l'uso delle tabelle dei quadrati.

Si deve tenere presente che nel calcolo del campo di frequenza che si può coprire con un condensatore variabile occorre aggiungere alla capacità minima la capacità delle valvole e dei collegamenti e la capacità propria della bobina. In pratica si usano per il calcolo dei valori approssimati e la giusta compensazione si fa poi ad apparecchio finito con dei piccoli condensatori variabili in parallelo (=trimmer) o con delle variazioni dell'induttanza della bobina. Quindi nella costruzione di un ricevitore la scelta dei valori dei cir-

viene influenzata dalla mano. Per esempio con una capacità del circuito oscillante di 20 pF e con una capacità della mano di 1 pF si ottiene una variazione della capacità del 5% e quindi una corrispondente variazione della sintonizzazione. Invece con una capacità di 100 pF la variazione è solo dell'1% e quindi anche la variazione di frequenza è molto minore. Questo esempio mostra chiaramente che se si vogliono eliminare queste influenze, anche se hanno origine nella fase costruttiva, conviene usare delle capacità minime abbastanza elevate. Ed inoltre non avrebbe senso impiegare dei rapporti  $L/C$  molto elevati quando per esempio si impiegano poi delle valvole che a causa della loro attenuazione di entrata annullano quasi completamente il guadagno ottenuto.

Noi parleremo più avanti delle condizioni di adattamento più favorevoli. Si può arrivare ad utilizzare una capacità di 80 pF con una lunghezza d'onda di 10 m corrispondente a 30 MHz, solo diventa più difficile tarare esattamente la bobina perchè anche le più piccole variazioni del valore dell'induttanza possono portare ad uno spostamento della gamma di frequenza desiderata. Nelle bobine con induttanza fissa, cioè nelle bobine cilindriche ad un solo strato ci si può aiutare cercando di allargare le spire dei terminali della bobina, naturalmente le variazioni che si possono ottenere in questo modo sono limitate e variazioni maggiori si possono ottenere solo mediante l'avvolgimento o lo svolgimento di spire. Le condizioni sono molto diverse nelle bobine con nucleo magnetico in materiale speciale per onde corte nelle quali si possono ottenere delle variazioni fino al 20% della capacità totale. Purtroppo queste bobine non si possono impiegare convenientemente per tutte le frequenze (come vedremo più avanti). Per ora ci interessa solo stabilire con quali valori d'induttanza e di capacità si può ottenere un determinato campo di frequenza. Qui si hanno due casi distinti e separati: l'ascoltatore radiofonico in onde corte si interessa soprattutto delle corrispondenti bande ra-

diofoniche, invece al dilettante interessano solo le gamme riservate ai dilettanti. Naturalmente si può comprendere l'intero campo delle onde corte da 1 a 100 m con un solo condensatore variabile di circa 100 - 150 pF, basta provvedere per le varie gamme delle bobine diverse che possono essere delle bobine ad innesto ricambiabili o delle bobine commutabili. Per ottenere delle condizioni di sintonizzazione molto comode, cioè per allargare il più possibile il campo di frequenza desiderato si sono escogitati vari metodi. L'allargamento voluto si può per esempio ottenere per via meccanica prevedendo un comando con un elevato rapporto di trasmissione. Però quando non si trovano questi comandi nell'esecuzione desiderata si ricorre al molto spesso impiegato metodo dell'allargamento elettrico della gamma che è molto facile da realizzare e che è usato specialmente nelle gamme in onde corte sia dei ricevitori commerciali che di quelli per dilettanti. Nei ricevitori commerciali con gamme in onde corte, che non dispongono di un apposito condensatore variabile per le onde corte, ma che impiegano per queste lo stesso condensatore variabile di 500 pF usato per la sintonizzazione sulle onde medie e lunghe, si adotta come limitatore della variazione di capacità un condensatore

in serie che riduce la capacità a  $\frac{C_1 \times C_s}{C_1 + C_s}$ . (vedi fig. 2a).

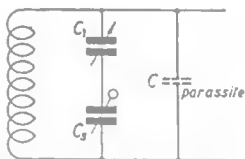


Fig. 2a - Diminuzione della variazione della capacità con un condensatore in serie  $C_s$ .

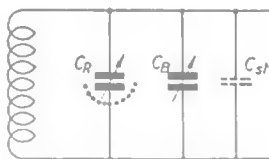


Fig. 2b - Sintonizzazione di banda con un condensatore a scatti  $C_R$  ed un condensatore di banda  $C_B$ .



Questo metodo è limitato al caso speciale sopra ricordato e non abbisogna di nessun'altra spiegazione.

Un sistema più usato è quello di fissare con un condensatore variabile a scatti di circa 100 pF e con 11 posizioni di arresto le desiderate frequenze di inizio delle varie gamme e di ottenere poi la variazione in ogni gamma con un piccolo condensatore variabile di circa 20 pF che rappresenta la vera capacità di sintonizzazione (fig. 2b). La capacità finale  $C_f$  del condensatore di banda  $C_B$  si ottiene dal numero degli arresti del condensatore a scatti ( $C_R$ ) con la formula:

$$C_{Bf} = \frac{C_{Rf} - C_{Ri}}{n - 1} + C_{Bi}$$

Quanto maggiore è il numero degli arresti tanto più piccolo può essere  $C_{Bf}$  e viceversa. In questo modo è possibile ricoprire un grande campo di frequenza che sarebbe molto più ristretto se il condensatore a scatti fosse invece un condensatore calcolato e fisso (fig. 2c). Tuttavia in questo

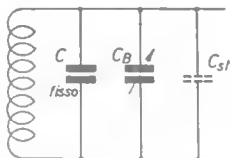


Fig. 2c - Sintonizzazione di banda con un condensatore fisso  $C$  ed un condensatore di banda  $C_B$

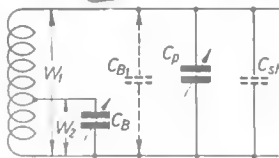


Fig. 2d - Sintonizzazione di banda per diminuzione della capacità di  $C_B$  con autotrasformatore.

modo si guadagna in semplicità e in spazio, perchè è più facile collegare direttamente i diversi condensatori fissi con le bobine in modo da avere un complessino fisso per ogni gamma. I due ultimi sistemi ricordati trovano impiego soprattutto nei ricevitori dei dilettanti, perchè essi rappresentano la soluzione più semplice e più economica per ottenere l'allargamento delle bande. La fig. 2d mostra un'altro

circuito per ottenere delle bande allargate; in esso la banda desiderata viene fissata con  $C_p = 30 \text{ pF}$  (trimmer) e la variazione all'interno della gamma si ottiene con un condensatore variabile di capacità maggiore che è collegato ad una presa intermedia della bobina.

Questa capacità viene diminuita nel rapporto del quadrato del rapporto di trasformazione  $\frac{N_1}{N_2}$ .

Si può ottenere in questo modo una buona sintonizzazione all'interno delle gamme anche con condensatori che non sarebbero altrimenti utilizzabili. L'adattamento si esegue sempre variando il rapporto del numero di spire che viene calcolato di volta in volta. Però questo metodo è molto poco usato, perchè si è sempre restii a costruire bobine con prese intermedie.

Ed ora vediamo qualche esempio pratico di calcolo:

1. per la fig. 2b

Il problema da risolvere è il seguente: In un ricevitore si deve comprendere tutto il campo delle onde corte da 10 a 100 m. Si ha a disposizione:

1. un condensatore  $C_R$  a 11 scatti, con  
 $C_i = 10 \text{ pF}$  e  $C_f = 100 \text{ pF}$
2. un condensatore di banda  $C_B$  con  
 $C_i = 5 \text{ pF}$  e  $C_f = 20 \text{ pF}$ .

Quante bande e quante bobine sono necessarie per ricoprire tutto il campo?

*Soluzione.* La minima capacità possibile del circuito si ottiene dalla somma delle capacità iniziali dei due condensatori variabili e delle altre capacità parassite che si possono valutare a 20 pF, essa vale quindi:  $10 + 5 + 20 = 35 \text{ pF}$ ; la massima capacità del circuito si ottiene in modo

analogo dalla somma delle capacità finali dei due condensatori e delle capacità parassite e vale quindi  $100 + 20 + 20 = 140 \text{ pF}$ . La variazione di capacità diventa  $35 : 140 = 1 : 4$ .

La variazione di frequenza che si può ottenere è data dalla radice quadrata del rapporto delle capacità e vale ( $\sqrt{4} = 2$ )  $1 : 2$ .

Con una frequenza massima di 30 MHz si hanno le gamme:

30.000 — 15.000 kHz	10 — 20 m
15.000 — 7.500 kHz	20 — 40 m
7.500 — 3.750 kHz	40 — 80 m
3.750 — 1.875 kHz	80 — 160 m

Il campo di frequenza che si ottiene in questa modo è quindi più grande di quello desiderato, perciò se si vogliono ottenere le condizioni desiderate si deve diminuire il rapporto delle frequenze.

Praticamente si procede in questo modo (fig. 3): si se-

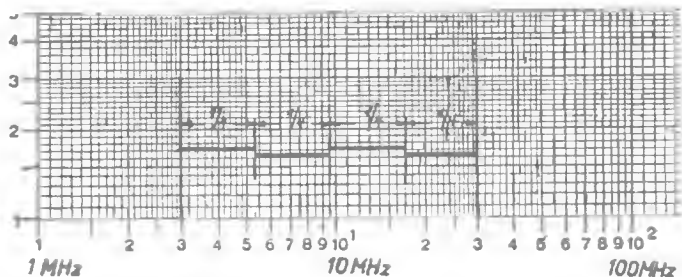


Fig. 3 - Suddivisione del campo totale di frequenza in bande di uguale variazione di frequenza su carta logaritmica.

gnano su una carta logaritmica le due frequenze limiti superiori e inferiori, si misura la distanza in mm e la si divide per 4 in modo da ottenere 4 campi di uguale variazione di frequenza. Con la piccola scala della carta millimetrata non è possibile leggere esattamente le frequenze corrispondenti alle tre divisioni interne, ma ciò non è nemmeno necessario. Nel nostro caso si hanno per esempio le 4 gamme seguenti di ampiezza praticamente uguale

3.000 — 5.300 kHz	$r = 1.765$
5.300 — 9.400 kHz	$t = 1.772$
9.400 — 16.800 kHz	$r = 1.789$
16.800 — 30.000 kHz	$r = 1.785$

La variazione di frequenza media  $\Delta r = 1.777$  corrisponde ad una variazione di capacità di  $\Delta C = 1.777^2 = = 3,1577$ . La variazione di capacità è dunque diminuita e ad essa deve essere dato il valore di 3,16. Ciò si può per esempio ottenere con una capacità ausiliaria in parallelo di 13,5 pF, infatti:

$$\frac{C_i}{C_f} = \frac{35 \times 13,5}{140 + 13,5} = \frac{48,5}{153,5} = \frac{1}{3,16}$$

Se si calcolano le induttanze con la capacità massima trovata nel calcolo precedente e con le singole frequenze minime delle varie gamme si ottengono delle gamme d'onda esattamente adiacenti una all'altra (fig. 4). È invece preferibile fare in modo che esse si sovrappongano in parte. Supponendo che una rotazione di  $10^\circ$  del condensatore variabile corrisponda ad una variazione di capacità di 6 pF si ha che la capacità iniziale viene aumentata a  $35 + 6 = 41$  pF

e la capacità finale diminuita a  $140 - 6 = 134$  pF. Da ciò si ottiene una variazione di capacità di  $41 : 134 = 1 : 3,26$ . Con una capacità ausiliaria in parallelo di 2 pF si arriva alle capacità iniziale e finali di  $41 - 2 = 39$  pF e  $134 + 2 = 136$

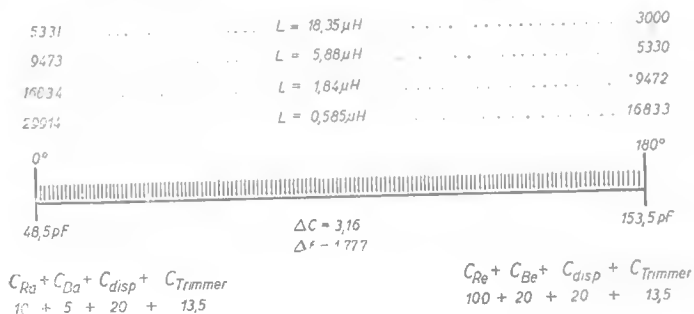


Fig. 4 - ;Suddivisione delle gamme su una scala di 180°

pF e si ottiene nuovamente la variazione di capacità desiderata  $13 : 136 = 1 : 3,16$ . Nella fig. 5 si vede chiaramente che, aumentando nuovamente il rapporto di capacità per ogni gamma a circa 1 : 1, le varie gamme si sovrappongono in modo soddisfacente. L'induttanza delle bobine si calcola con la formula di Thomson adattata alle unità di misura pratiche

$$L_{\mu H} = \frac{25350}{f_{\text{MHZ}}^2 \cdot C_{\text{PF}}}$$

Per esempio per la frequenza più bassa di 3 MHz si ottiene una induttanza di:

$$\frac{25.300}{3^2 \cdot 136} = 20,69 \mu H$$

Per la figura 2c. Si deve ricoprire la banda per dilettanti da 14.400 a 14.000 kHz con un condensatore di banda  $C_B$  con  $C_i = 5 \text{ pF}$  e  $C_f = 20 \text{ pF}$ . Che valore deve avere

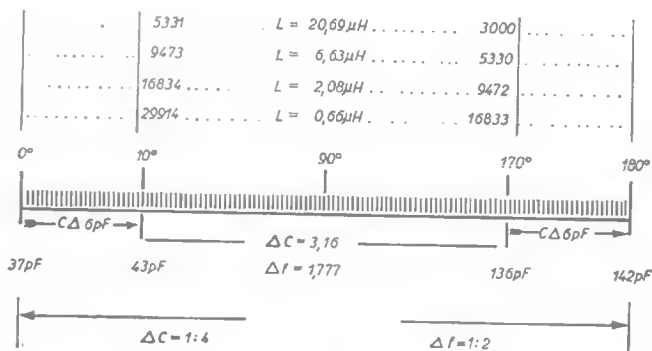


Fig. 5 - Gamme di frequenza che si sovrappongono in parte su una scala di  $180^\circ$

il condensatore fisso  $C_{\text{fisso}}$  se le capacità parassite sono pari a  $20 \text{ pF}$ ? che valore deve avere  $L$ ?

$$\text{Si ha } \Delta f = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}} = \frac{14400}{14000} = 1,0579$$

$$\Delta C = \Delta f^2 = 1,0579^2 = 1,119$$

$$\Delta C = \frac{C_f}{C_i} \text{ dove } \begin{aligned} C_f &= C_{\text{fisso}} + C_{\text{parass}} + C_{\text{Bi}} \\ C_i &= C_{\text{fisso}} + C_{\text{parass}} + C_{\text{Bi}} \end{aligned}$$

$$\text{perciò } \frac{C_{\text{fisso}} + C_{\text{parass}} + C_{\text{Bi}}}{C_{\text{fisso}} + C_{\text{parass}} + C_{\text{Bi}}} = \frac{C_{\text{fisso}} + 40}{C_{\text{fisso}} + 25} = 1,119$$

Ponendo

$$\begin{aligned} C_{\text{fisso}} &= x \text{ si ha} \\ x + 40 &= 1,119 (x + 25) \\ 12025 &= 119x \\ x &= 101 \text{ pF} \end{aligned}$$

Infatti

$$\frac{101 + 40}{101 + 25} = 1,119$$

Il condensatore fisso deve quindi avere una capacità di circa 100 pF.

$L$  si calcola con la formula:

$$L = \frac{25350}{f^2 \cdot C} = \frac{25350}{14^2 \cdot 141} = 0,917 \mu\text{H}$$

Per la fig. 2d. Si deve ricoprire la banda dei 31 m da 9.500 a 9700 kHz con un circuito come quello della fig. 2d. Il condensatore  $C_B$  per la sintonizzazione ha una capacità finale di 50 pF, le capacità parassite vengono compensate con il trimmer  $C_p$ , la cui capacità finale viene utilizzata per il calcolo della induttanza della bobina per  $f_{\text{max}}$ . Che valore deve avere  $L$  e in che punto si deve fare la presa intermedia?

Soluzione:

$$\frac{C_f}{C_i} = \left( \frac{9700}{9500} \right)^2 = 1,0424$$

quindi

$$\frac{C_f}{30 \text{ pF}} = 1,0424$$

$$C_f = 1,0424 \cdot 30 = 31,27 \text{ pF}$$

$$L = \frac{25350}{9,5^2 \times 31,3} = 8,98 \mu\text{H}$$

Se  $L$  ha 20 spire la presa deve trovarsi in un punto tale che  $C_B$  sia inserita nel circuito solo per  $31,3 - 30 = 1,3 \text{ pF}$ .

Il rapporto di trasformazione vale quindi

$$r = \frac{W_1}{W_2} = \sqrt{\frac{C_{Bf}}{C_{Bt}}} \quad W_2 = 20 \sqrt{\frac{1,3}{50}} \approx 3 \text{ spire}$$

Le bobine per onde corte vengono costruite in un solo strato ed il loro calcolo si effettua con la formula:

$$L_{\text{cm}} = k n^2 D^3 \text{ dove}$$

$L$  = induttanza in cm (1000 cm = 1  $\mu\text{H}$ )

$D$  = raggio medio delle spire in cm (diametro del corpo  
— diametro del filo)

$n$  = numero di spire per cm

$k = f\left(\frac{l}{D}\right)$  è una grandezza che dipende dal valore del

rapporto fra la lunghezza dell'avvolgimento  $l$  e il diametro medio delle spire  $D$ . Il valore di  $k$  si legge nel diagramma della fig. 6.

( $k = f\left(\frac{l}{D}\right)$  si legge  $k$  — funzione di  $l/D$ )

*Esempio di calcolo:* quale deve essere il numero di spire  $N$  di una bobina la cui induttanza deve valer  $20 \mu\text{H} = 20.000 \text{ cm}$ ?



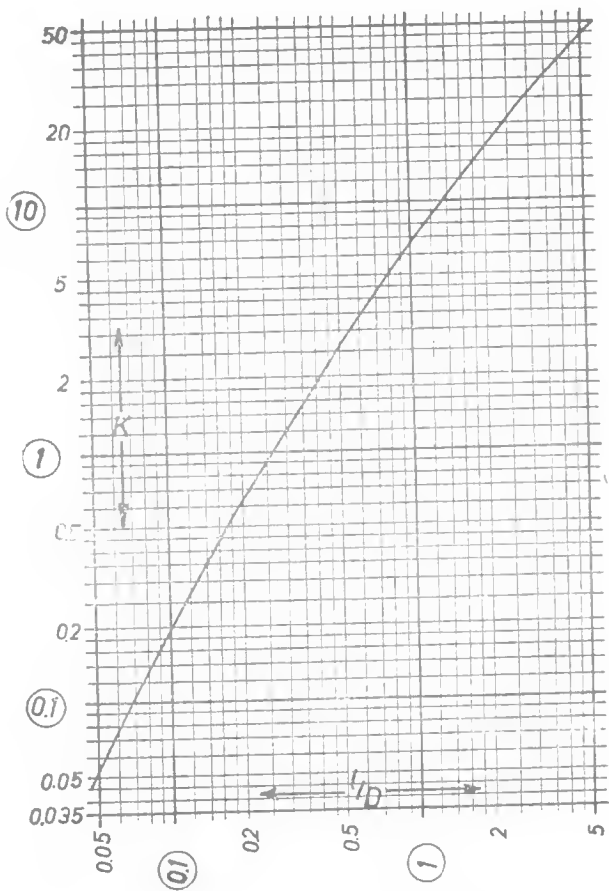


Fig. 6 - Diagramma per il calcolo delle bobine cilindriche ad un solo strato  $k = f(l/D)$ .

Il corpo di bobina ha un diametro di 3,5 cm e il filo isolato un diametro di 0,8 mm. L'avvolgimento viene eseguito con le spire serrate.

*Soluzione:* Trasformando la formula precedente si ottiene:

$$k = \frac{L}{n_2 D^3} = \frac{20.000}{12,5^2 \times 3,58^3} \simeq 2,8$$

infatti  $n = \frac{1}{0,08} = 12,5$  spire cm

Nota il valore  $k = 2,8$  si trova nella fig. 6 il valore corrispondente di  $lD$  che è  $= 0,53$

perciò  $l = 0,53 \times 3,58 = 1,898$  cm

e quindi  $N = n \cdot l = 12,5 \times 1,898 = 23,7 \simeq 24$  spire

La fig. 7 mostra una serie di condensatori variabili utilizzati per la sintonizzazione sia dei ricevitori CO a reazione

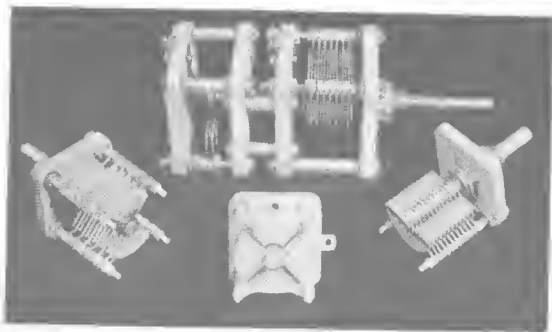


Fig. 7 - Condensatori variabili per onde corte di costruzione modernissima.

che delle supereterodine. Essi rappresentano delle ottime realizzazioni delle migliori fabbriche. Naturalmente si possono utilizzare anche altri condensatori commerciali di cui si sia già in possesso (fig. 8).

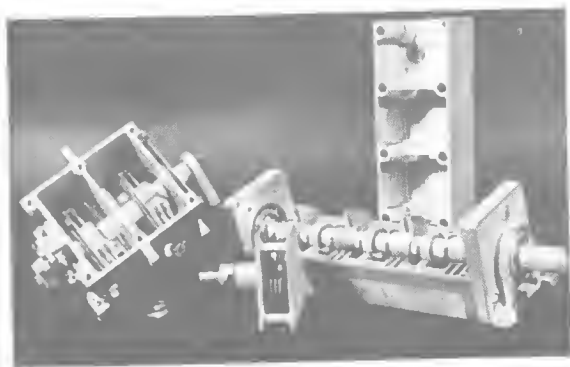


Fig. 8 - Condensatori variabili per onde corte di costruzione commerciale

I condensatori singoli si possono combinare in condensatori multipli mediante un accoppiamento meccanico. È molto importante in tutti i condensatori per onde corte avere un contatto sicuro fra il pacco delle piastre rotanti e il terminale relativo. Questo contatto viene realizzato con una larga spazzola strisciante che agisce con una forte pressione per permettere il passaggio di frequenze così alte. È però preferibile avere dei condensatori variabili senza contatti striscianti. In essi la variazione di capacità si ottiene costruendo lo statore in due parti separate che portano i due terminali, il rotore è invece formato da delle piastre collegate assieme e isolate rispetto a tutto il resto. Questi

condensatori costruiti da una ditta specializzata si possono vedere nella fig. 9. La fig. 10 dà invece la curva di variazione della capacità di questi stessi condensatori.

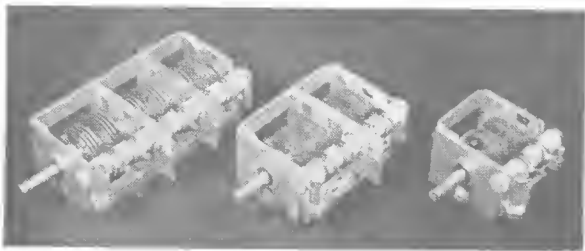


Fig. 9 - Condensatori variabili per onde corte senza contatti striscianti. Ditta NSF Norimberga.

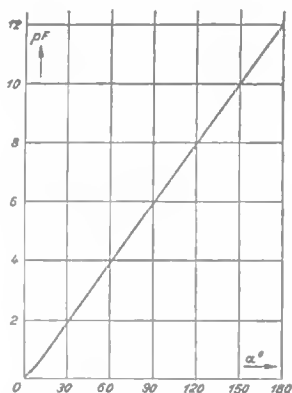


Fig. 10 - Curva caratteristica di un condensatore variabile per onde corte (NSF).

## Dati tecnici

NSF Tipo N.	Variaz. di capacità $\Delta C$ pF	Capacità iniziale $C_i$ pF	Tolleranze ammesse per $C_i + C_s$ p	Tolleranze delle curva %	Tolleranze delle curva per i condens. multipli %	Peso kg
270/1	12	3,4	37	$\pm 1$	—	0,115
270/2	2 x 12	3,4	37	$\pm 1$	$\pm 0,3$	0,175
270/3	3 x 12	3,4	37	$\pm 1$	$\pm 0,3$	0,230

Distanza fra le piastre **0,35 mm**

Tutti i condensatori variabili che si trovano ora sul mercato sono meccanicamente robusti e stabili ed elettricamente ben isolati. Queste sono due condizioni importanti che devono essere sempre soddisfatte se si vuole ottenere una grande sicurezza di funzionamento. La qualità risultante dei circuiti oscillanti per onde corte non è molto alta e perciò non si possono introdurre altre perdite evitabili, oltre quelle degli elementi del circuito oscillante. Ciò vale sia per i condensatori che per le bobine, che devono essere costruite con le minori perdite possibili. A questo scopo si adattano bene i corpi ceramici (fig. 11) ed i corpi in trolitul o in altre materie plastiche a base di polistirolo. Fino a 30 MHz si possono impiegare con successo le bobine tarabili molto bene della ditta Görler di Berlino (fig. 11). Prima quando l'industria non si preoccupava ancora dei problemi dei dilettanti si era spesso soliti avvolgere le bobine su dei vecchi zoccoli di bachelite di valvole bruciate. Queste bobine furono molto comuni nelle apparecchiature per dilettanti fino



Fig. 11 - Corpi di bobina per onde corte in materiale isolante di qualità. A sinistra: capo di bobina variabile con cappa di protezione (Görler F256), a destra: corpo di calite liscia (Radio Fern. Essen.).

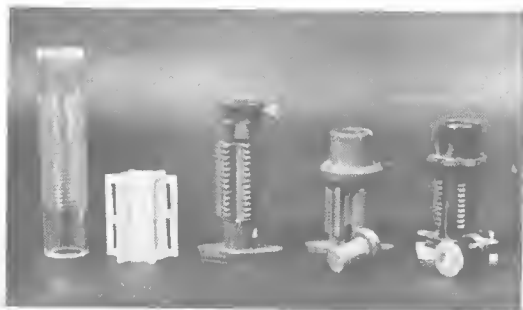


Fig. 12 - Corpi di bobina per onde corte di tipo commerciale. Da sinistra a destra: 1) Corpo in trolitul filettato; 2) Corpo in calite con alette; 3) Corpo in pertinax filettato con una parte sfilabile per la bobina di antenna o di reazione, 4) Corpo di pertinax filettato con nucleo di taratura in materiale magnetico per AF; 5) Corpo di pertinax filettato con flangia di taratura in rame.

a che l'industria non misce sul mercato dei corpi di alta qualità. Se per ragioni di economia o per i primi tentativi si vuole sfruttare questa possibilità consigliamo di scegliere gli zoccoli con un diametro di circa 35 mm. Sono bene utilizzabili anche i corpi di produzione commerciale in trolitul, calite o pertinax (fig. 12).

Diamo ora alcune indicazioni di interesse pratico riguardanti i corpi commerciali normali. Si tratta naturalmente di dati solo indicativi a causa della presenza delle capacità parassite. Il numero di spire della bobina di accoppiamento di antenna dipende dalla lunghezza dell'antenna; il numero delle spire di reazione necessarie dalle valvole impiegate, dalle tensioni di funzionamento e dal tipo di circuito.

Fra le varie bobine si deve garantire una distanza di almeno 5 mm.

Si ottiene la massima induttanza con le minime perdite quando la lunghezza dell'avvolgimento corrisponde al diametro della bobina cioè quando  $l/D = 1$ ; il passo di avvolgimento non deve però essere superiore al diametro del filo isolamento compreso. Praticamente gli avvolgimenti si eseguono con due fili vicini e poi si toglie uno dei due avvolgimenti. Per un condensatore variabile di 30 - 35 pF in parallelo con un condensatore variabile di 90 - 100 pF si ottengono i seguenti dati:

Campo in metri (circa)	NUMERO DI SPIRE E TIPO DI FILO		
	Bobina di sintonizzazione	Bobina di ac- cop. di antenna	Bobina di reazione
I 120-200 m	60-64 spire 0,3 mm doppia seta	4-6 spire 0,15 mm doppia seta	20-30 spire 0,15 mm doppia seta
II 72-125 m	33-38 spire 0,5 mm doppia seta	4-6 spire filo c.s.	10-15 spire filo c.s.

Campo in metri (circa)	Numero di spire e tipo di filo		
	Bobine di sintonizzazione	Bobine di accopp. di antenna	Bobina di reazione
III 40-73 m	18-22 spire 1,0 mm doppia seta	3-4 spire filo c.s.	6-10 spire filo c.s.
IV 25-43 m	11-14 spire 1.0 mm doppia seta	filo c.s. 3-4 spire	filo c.s. 5-8 spire
V 16-26 m	5-7 spire 1,25 mm doppia seta	filo c.s. 2-3 spire	filo c.s. 4-7 spire
VII 9-16 m	2-3 spire 1,25 mm doppia seta	filo c.s. 1-3 spire	filo c.s. 3-6 spire

Le bobine di sintonizzazione sono lunghe di solito 35 - 37 mm, quindi hanno le spire distanziate, il diametro è di 35 mm. Negli amplificatori ad alta frequenza con accoppiamento a trasformatore si usa al posto della bobina di antenna un avvolgimento primario che si trova nel circuito anodico del pentodo a griglia schermo. Per la tabella vista prima si ottengono per i campi da I a VI i seguenti numeri di spire:

CAMPO	I	II	III	IV	V	VI
Bobine primarie	30-35 spire	20-25 spire	10-15 spire	8-10 spire	4-5 spire	3-3 spire

Il filo deve avere un diametro compreso fra 0,1 e 0,2 mm (doppia seta).



Nell'accoppiamento con bobina di blocco questo avvolgimento primario manca. Nel cosiddetto « circuito ad accoppiamento elettronico » si prevede una presa a circa 1/10 del numero totale di spire (contate a partire dall'estremità della bobina collegata a massa) e si collega questa presa al catodo. In questo caso non si ha quindi la controreazione. In certi casi (nel circuito ad audion semplice) si può utilizzare la parte di bobina fra la presa catodica ed il terminale superiore anche come accoppiamento di antenna in modo che per la tabella delle bobine data prima basta per l'au-

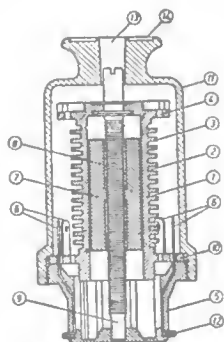


Fig. 13 - Corpo di bobina con nucleo magnetico sezionato:

- 1) Corpo di bobina.
- 2) Piastra.
- 3) Cave.
- 4) Foro per il passaggio del filo.
- 5) Zoccolo di contatto.
- 6) Pagliette di saldatura.
- 7) Nucleo magnetico speciale.
- 8) Perno per la taratura.
- 9) Punta del perno filettato.
- 10) Flangia.
- 11) Cappa di protezione.
- 12) Molle di contatto.
- 13) Foro per la taratura.
- 14) Designazione.

dion ad accoppiamento elettronico una sola bobina con una presa intermedia. Se questo audion è preceduto da uno stadio amplificatore in AF, si ha anche la bobina primaria prima ricordata.

Impiegando le bobine ad innesto indicate nella fig. 11 e 13 che hanno un nucleo magnetico spostabile e 8 contatti si deve calcolare il numero di spire con la formula:

$$L \text{ cm} = \frac{3}{\sqrt{l}} n^2$$

dove:  $L$  = induttanza in cm (1000 cm = 1  $\mu$ H)

$l$  = lunghezza dell'avvolgimento in cm

$n$  = numero di spire

Per il circuito della fig. 2b si hanno i seguenti dati pratici:

CAMPO in m	Bobina di antenna	Bobina di reazione	Bobina di griglia	Bobina di placca (1)
8,7 — 14,5	1	3 — 5	2 — 3 <sup>2)</sup>	2 — 3
13,9 — 23,2	2	5 — 6	9 — 10 <sup>2)</sup>	8 — 9
19,9 — 33,4	3	4 — 6	15 <sup>2)</sup>	8 — 10
32,3 — 54,0	4	6	18 <sup>3)</sup>	10 — 12
53,0 — 90,0	7	6	35 <sup>4)</sup>	14 — 18

(per un condens.  
da 80 oppure da  
20 + 100 pF)

L'avvolgimento del circuito oscillante in questi corpi viene avvolto nella piastra contrassegnata con 2 che ha sempre spazio per un avvolgimento a due fili.

1) Se essa viene impiegata al posto della bobina di antenna, quando è necessario l'accoppiamento di un pentodo, la bobina viene avvolta nella cava della parete intermedia; la bobina di reazione e le eventuali spire di accoppiamento oltre la presa catodica vanno avvolte nella cava 15.

2) Le bobine di griglia in filo di rame argentato da 1 mm vanno avvolte nella cava (2 della fig. 13), le bobine di antenna e di reazione nelle cave praticate nella parete intermedia (3), esse sono in filo da 0,1-0,2 mm isolato con doppia seta.

3) Due spire in filo da 0,5 (doppia seta) per ognuna delle cave 2-10.

4) Due spire per ognuna delle cave 1-10; tre spire per ognuna delle cave 11-15. Filo da 0,5 mm, doppia seta.

Si raccomanda di porre l'avvolgimento nel vano adiacente alla flangia superiore al fine di utilizzare la massima variazione possibile dell'induttanza che è circa il 30%. Le cave indicate con 3 nella parete intermedia servono per l'alloggiamento delle spire di accoppiamento. Per quanto riguarda l'impiego del nucleo in materiale magnetico si deve dire ancora che i vantaggi che si ottengono con esso al di sotto dei 30 MHz spariscono per frequenze superiori a questo valore. Se il nucleo magnetico al di sotto di 30 MHz con la sua permeabilità garantisce una diminuzione del flusso disperso ed un aumento dell'induttanza che ha come conseguenza una diminuzione del numero di spire e quindi delle perdite ohmiche, al di sopra dei 30 MHz si hanno a causa dell'alta frequenza delle elevate perdite per correnti parassite che introducono una forte attenuazione e che proibiscono l'uso del ferro anche in concentrazioni minime. Per questa ragione è consigliabile alle frequenze più alte di non introdurre completamente il nucleo magnetico ma solo per una parte della sua lunghezza. A 20 m ci si deve accontentare della metà e a 10 m si può utilizzare solo un quarto della sua lunghezza.

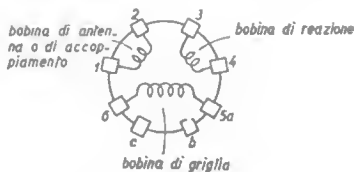
Se si usa il circuito della fig. 2 c si possono dedurre i valori pratici dalla seguente tabella:

Corpo di bobine Görler F 256 condensatore di banda  $C_B = 20 \text{ pF}$ .

Banda per dilettanti (m)	Bobina di griglia	C fisso	Presa intermedia per il circuito ECO	Condens. di antenna collegato a questa presa	Bobina di reazione	Bobina di antenna
80	30 sp.	50 pF	3 sp	80 pF	8 sp	8 sp
40	14	100	2	40	6	5
20	7	100	2	40	5	3
10	4	80	1,5	20	4 ½	1
5	2	—	0,5	10	4 ½	1
2	1	—	0,3	3	—	—

Il condensatore fisso occorrente di volta in volta e il condensatore di antenna si possono inserire comodamente all'interno della cappa di protezione in modo che bobine e condensatore formano un unico complessino.

Le bobine vengono collegate a sei contatti dello zoccolo come è indicato nella fig. 14, gli altri due contatti liberi pos-



- 1) Antenna (anodo).
- 2) Terra (+).
- 3) Amplificatore BF (+).
- 4) Placca dell'audion.
- 5) Griglia.
- 6) Catodo.

Fig. 14 - Zoccolo e collegamenti del corpo di bobina con nucleo magnetico:

sono essere utilizzati per scopi speciali (vedi anche pag. 101).

Le bobine con corpo in materiale ceramico con diametro di 35 mm, che lavorano con una capacità di sintonizzazione di 20 pF ed un condensatore in parallelo con variazione a scatti in 11 gradini, vengono avvolte secondo la seguente tabella. I collegamenti vanno eseguiti secondo la fig. 15 che mostra la bobina vista dal di sotto e di fianco.

- 1) Antenna.
- 2) Terra, catodo.
- 3) Griglia.
- 4) Placca dell'audion.
- 5) Amplificatore BF (+).

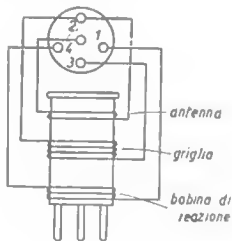


Fig. 15 - Schema di avvolgimento di una bobina per onde corte su un corpo di bobina liscio:

Campo in kHz	Bovina di antenna	Bobina di griglia	Bobina di reazione
2800 — 6200	7,5 (0,5 2 × cot.)	28,5 (0,8 2 × seta)	6,5 (0,5 2 × cot.)
5600 — 12200	4,5 (0,8 2 × seta)	10,5 (0,8 2 × seta)	3,5 (0,5 2 × cot.)
11200 — 24000	2,5 (0,8 seta)	4,5 (0,8 2 × seta)	3,5 (0,5 2 × cot.)
19000 — 33000	1,5 (0,8 2 × seta)	1,5 (0,8 2 × seta)	3,5 (0,5 2 × cot.)

Il primo numero indica il numero di spire ed i dati fra parentesi indicano il diametro del filo in mm e l'isolamento che può essere in cotone o in seta. Le spire vanno avvolte una accanto all'altra; fra le bobine di antenna e di griglia da una parte e fra le bobine di griglia e di reazione dall'altra si deve mantenere una distanza di 5 mm.

Qui di seguito diamo i valori del numero di spire per le bobine di sintonizzazione avvolte su corpi ceramici con diametro di 25 mm e che lavorano con una capacità in parallelo di circa 100 pF. Per le bobine di accoppiamento ci sono già dei dati sufficienti nelle altre tabelle.

Banda per dilettanti in MHz	Spire della bobina di sintonizzazione	Tipo di filo
1,7	80	0,35 } spire adiacenti 0,6 } isolamento 0,8 } 2 volte seta
3,5	34	
7	13 — 14	
14	6 — 7	1,0 } avvolte in modo che la 1,0 } lunghezza della bobina 1,0 } sia di 12 mm. e le spire siano uniformemente di- stribuite. 2 volte seta.
21	4 — 5	
28	2 — 3	

b) *Consigli pratici per la costruzione di apparecchiature per onde corte.*

La costruzione di un ricevitore in onde corte dovrebbe sempre essere preceduta da una progettazione generale. È meglio studiare bene prima l'esatta disposizione delle varie parti piuttosto che dover cercare dopo per ore o per giorni degli errori che si sarebbero potuti evitare. Se si vuole scendere al di sotto della lunghezza d'onda di 10 m si deve tenere presente in particolare che una spira di filo di forma circolare con diametro di circa 10 cm in parallelo con un condensatore di circa 110 pF è sintonizzata proprio su 10 m. Quindi in una costruzione nella quale si è stati così poco accorti da creare dei collegamenti di quell'ordine di lunghezza ei si può aspettare sicuramente che il ricevitore non funzionerà bene nel campo delle onde più corte. Le fig. 16 e 17 mostrano per esempio la giusta e l'errata disposizione di un condensatore  $C$ , di una bobina ad innesto con 5 terminali  $L$  e di uno zoccolo per valvole noval  $V$ .

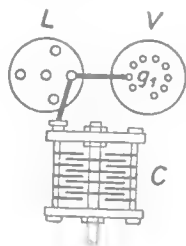


Fig. 16 - Disposizione giusta (vista dall'alto).

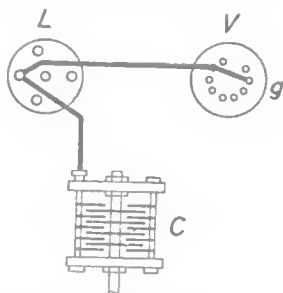


Fig. 17 - Disposizione sbagliata, collegamenti troppo lunghi.

Si vede facilmente che il rapporto delle lunghezze dei collegamenti delle fig. 16 e 17 è di circa 1 a 4 ed è anche

facile convincersi che la disposizione della fig. 16 è la più favorevole. Però non si deve cercare la disposizione più favorevole solo nel piano, ma si deve pensare anche allo spazio al di sopra o al di sotto della piastra di montaggio. Per esempio la valvola *V* deve essere montata sollevata (eventualmente orizzontale) per mantenere più corti i collegamenti verso la bobina e il condensatore (fig. 18) e non si deve invece inserire il suo zoccolo sulla piastra di base (fig. 19), perchè altrimenti i collegamenti diventano troppo lunghi. La disposizione della fig. 19 è quindi errata.

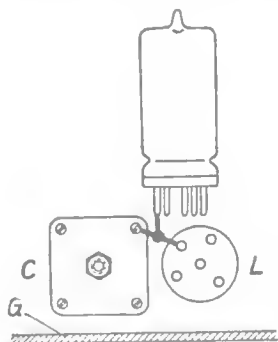


Fig. 18 - Esatta disposizione delle parti con la bobina orizzontale (vista laterale).

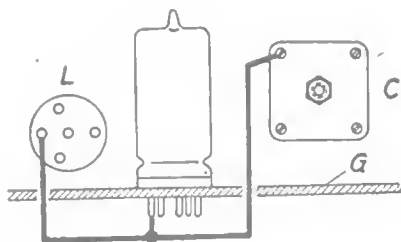


Fig. 19 - Disposizione errata, collegamenti, troppo lunghi.

Nelle costruzioni nelle quali si usano altri tipi di bobine o di zoccoli per valvole essi vanno sostituiti assennatamente alla bobina e allo zoccolo delle figure. Nelle valvole Rimlock, Noval ecc. la griglia fa capo ad uno dei piedini della corona inferiore invece in altre valvole e in valvole speciali (RV 12 P 2000) la griglia viene portata in alto sull'ampolla.

Ci si deve liberare soprattutto dalla cattiva abitudine di disporre in bella simmetria le manopole di comando e di costruire il ricevitore all'interno senza alcun ordine e senza alcun riguardo alle esigenze delle alte frequenze. Naturalmente si deve cercare di ottenere un bell'aspetto anche della piastra frontale, ma in certe circostanze si dovrà montare una certa parte in un'altro posto proprio per avere dei collegamenti corti. In ogni caso ci si può sempre trarre di impaccio disponendo le manopole di comando nel posto stabilito secondo i criteri estetici e comandando l'organo relativo o con due puleggie ed un cordone o con un sistema ad ingranaggi.

Si può disporre la valvola nel circuito in modo da ottenere che le altre parti del circuito, come condensatore di sintonizzazione, gruppo di bobine ed eventualmente condensatore di reazione, siano tutte molto vicine. Ciò si può sempre ottenere disponendo opportunamente le varie parti ed eventualmente alzando o abbassando lo zoccolo della valvola oppure disponendola orizzontalmente; ciò che si preferisce fare qualche volta per avere una migliore disposizione dei collegamenti. Non si possono dare delle precise direttive generali in questi problemi ma si raccomanda di pensarci bene caso per caso. Ogni centimetro di filo risparmiato nella parte ad alta frequenza del circuito di una valvola (si deve qui comprendere anche il condensatore di fuga della griglia schermo ed eventualmente quello della resistenza di catodo) rappresenta un passo verso il raggiungimento delle condizioni ottime di funzionamento dell'apparecchio.

Negli stadi ad alta frequenza si deve all'opposto che nell'audion cercare di disaccoppiare in modo sufficiente il circuito di griglia da quello di placca per evitare delle reazioni. Si deve per esempio introdurre uno schermo metallico fra il piedino della griglia di controllo e quello della placca. Se si usano delle valvole con la presa di griglia supe-



riore è facile ottenere questo disaccoppiamento disponendo lo zoccolo della valvola orizzontalmente o verticalmente nella piastra dello chassis. La fig. 20 dimostra che in questo

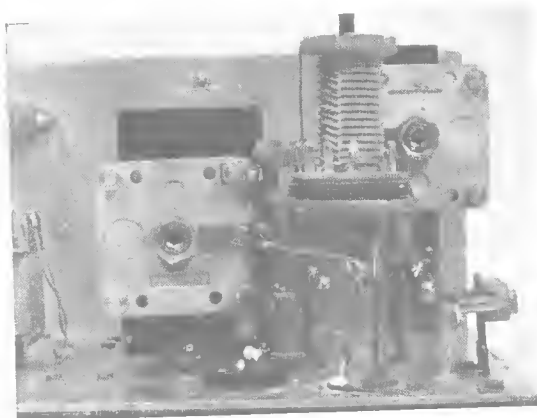


Fig. 20 - Esempio di una buona disposizione delle parti.

modo si possono ottenere dei collegamenti estremamente corti: la valvola RV 12 P 2000 il condensatore e la bobina sono collegati nel modo più stretto possibile. Negli stadi ad alta frequenza con la controreazione che viene derivata dal catodo (circuiti ad accoppiamento elettronico) si deve cercare un compromesso fra lo schermaggio ed una buona disposizione dei collegamenti.

Non deve infine passare inosservato il fatto che non è desiderabile disporre lo zoccolo delle bobine direttamente sulla piastra, a meno che non si tratti di bobine con diametro molto piccolo e nucleo magnetico e quindi con un piccolo campo magnetico esterno, perchè altrimenti non è possibile evitare un aumento dell'attenuazione. È sempre

preferibile tenere la bobina sollevata come mostra la fig. 20. I regolatori che sono percorsi da alta frequenza, come per esempio le resistenze di regolazione collegate in qualche circuito in parallelo alla bobina di reazione catodica, non devono essere montate per nessuna ragione troppo vicine allo chassis perchè altrimenti acquistano una capacità verso terra troppo elevata in modo che viene compromessa la reazione all'inizio della gamma dove le frequenze sono massime. Per questa ragione esse non devono mai essere montate su una squadretta metallica, anche se l'asse è isolato, ma su una piastrina di materiale isolante sostenuta da una piccola squadretta metallica. Lo stesso vale per i condensatori di regolazione della reazione che sono collegati al polo caldo della bobina di reazione e alla massa ed anche per i condensatori differenziali.

Negli stadi ad alta frequenza e nell'audion si dovrebbero evitare sempre i collegamenti schermati perchè essi aumentano inutilmente le capacità ed in casi critici possono anche compromettere il funzionamento dell'apparecchio nel campo delle onde molto corte. È molto meglio preoccuparsi di ottenere con una disposizione molto ben studiata che tutti i collegamenti critici (quelli di griglia e di placca come pure quelli dei condensatori di sorpasso e i collegamenti da questi a terra) siano estremamente corti. In casi speciali si può schermare tutto lo stadio con una piastra o con una scatola e si deve ricorrere ai fili schermati con isolamento ceramico solo quando il collegamento in alta frequenza diventa inevitabilmente troppo lungo. Nei circuiti a bassa frequenza ed anche in quelli a media frequenza si possono usare dei fili schermati senza troppe preoccupazioni, ma anche in questo caso non si devono fare più lunghi di quel che è necessario. I fili che vanno al regolatore dell'intensità di volume vanno sempre schermati. Il potenziometro va sempre montato in quella parte dell'apparecchio in cui viene utilizzato, eventualmente si può prolungare

il suo asse fino alla manopola che si trova sulla piastra frontale, e si possono anche inserire uno o due accoppiamenti flessibili quando i due assi non si trovano sulla stessa linea.

Tutti i condensatori di fuga nei circuiti ad alta frequenza devono essere a bassa induttanza perchè altrimenti si hanno dei poco piacevoli effetti di controreazione. Una controreazione positiva può fra l'altro portare anche all'autoeccitazione di una valvola, una controreazione negativa può portare ad una diminuzione dell'amplificazione apparentemente inspiegabile e ad un sensibile allargamento della larghezza di banda. Gli effetti possono essere diversi alle varie frequenze, e qui non si deve dimenticare che il campo di ricezione è molto più esteso di quello dei normali ricevitori. I condensatori di fuga non dovrebbero mai avere dei valori di capacità molto elevati ed anche quando per scopi di filtraggio sono necessarie delle grandi capacità è sempre bene collegare in parallelo al condensatore grosso uno più piccolo a bassa induttanza. Si possono avere dei condensatori a bassa induttanza fino a dei valori di capacità di 5000 - 10.000 pF. I condensatori che hanno una particolare indicazione del terminale di massa devono sempre essere collegati a massa con questo terminale; in essi l'armatura esterna viene collegata a terra e l'altra armatura risulta automaticamente schermata. Ai condensatori in carta si devono preferire sotto tutti i rapporti i condensatori in mica e in stiroflex. A questo punto vogliamo sottolineare ancora una volta l'importanza di una esatta messa a terra. La fig. 21 mostra disegnati in segno più grosso i circuiti percorsi da corrente in alta frequenza, non è stata disegnata la parte in bassa frequenza. Tutte le linee grosse disegnate a sinistra della linea tratteggiata appartengono allo stadio in alta frequenza, esse devono essere separate molto bene da quelle a destra che appartengono all'audion, se si vuole evitare una indesiderata controreazione. Rimane inevitabile solo la controreazione dovuta alla capacità interna della valvola ampli-

ficatrice di alta frequenza fra la griglia controllo e la placca; essa crea un certo accoppiamento. Per evitare un aumento di questo effetto tutti i fili disegnati in grosso devono essere tenuti il più possibile corti. Non ha invece alcuna importanza

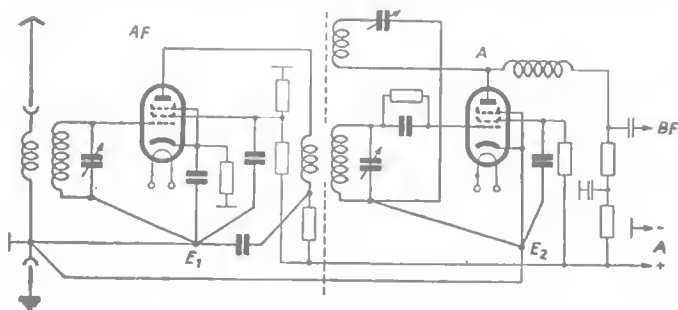


Fig. 21 - I circuiti della corrente in alta frequenza.

la posizione, la lunghezza e la messa a terra dei fili e delle resistenze disegnati in tratto più sottile. Per esempio tutte le resistenze che non sono inserite nell'alta frequenza possono essere riunite in un'unica piastra e tutti i fili che non portano alta frequenza possono essere riuniti in un'unico cavo.

Però non si può in nessun caso riunire in questo cavo per esempio i fili di ritorno dei condensatori di fuga verso i punti di messa a terra  $E_2$  e  $E_1$ , perchè altrimenti si possono avere accoppiamenti fra questi fili. Nella costruzioni di apparecchi a più stadi le regole date servono per tutti gli stadi in alta e media frequenza, per le valvole convertitrici, mescolatrici, ecc.

### 3. Piccolo ricevitore in OC con alimentazione a batterie

Prima di iniziare la costruzione di un ricevitore per onde corte si deve decidere chiaramente a quali esigenze esso deve soddisfare. In primo luogo si deve stabilire se basta un ricevitore a cuffia o se si deve prevedere un altoparlante. Nel primo caso si può raggiungere lo scopo con dei mezzi più limitati, infatti l'altoparlante richiede una maggiore potenza dalla valvola finale e si deve eventualmente prevedere uno stadio di preamplificazione per ottenere un sufficiente pilotaggio della finale. Il ricevitore più semplice e meno costoso è l'Audion per onde corte, che può essere solo od avere uno stadio di amplificazione in bassa frequenza (fig. 22). Nel primo caso al posto del primario del trasformatore di bassa frequenza  $T_r$  ci sono i collegamenti per la cuffia.

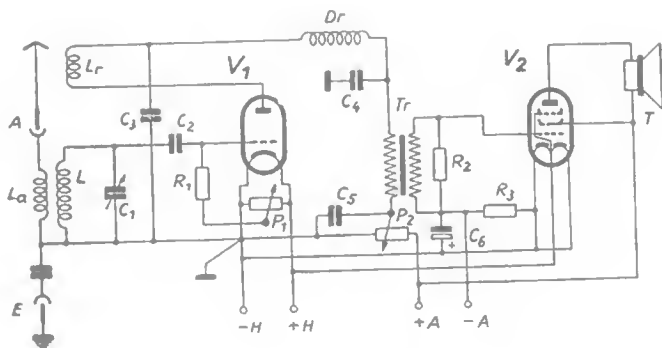


Fig. 22 - Audion a reazione per la ricezione delle onde corte con amplificatore BF.

Nella fig. 22 la valvola  $V_1$  può essere un triodo DC 90 o DC 96 che rappresentano gli ultimi progressi nel campo delle valvole. Naturalmente si possono usare anche altri tipi più vecchi, per esempio le DC 11 e le DC 25. Però nelle nuove costruzioni si dovrebbero sempre adottare i tipi di valvole più moderni che offrono sempre notevoli vantaggi. La tabella della pagina seguente mostra le caratteristiche di vecchie e di nuove valvole per alimentazione con batteria, tutte possono venire impiegate nei circuiti che saranno descritti in seguito.

*Annotazione:* per il riscaldamento delle valvole a batteria da 25 e 50 mA: Tutte le valvole della serie 91 e 96 sono utilizzabili per il riscaldamento con corrente continua in serie e in parallelo.

Nel riscaldamento in parallelo con batterie a secco di 1,4 V non si deve superare la tensione ammessa usando le nuove batterie da 1,5 V e quando le batterie sono esaurite non si deve scendere al di sotto di 1,1 V.

Gli accumulatori al NiCd a causa della loro grande stabilità di tensione si possono usare bene per il riscaldamento anche se la loro tensione nominale è di solo 1,2 V.

Nel caso di un funzionamento stazionario la tensione di riscaldamento può essere ricavata da un trasformatore collegato alla rete e che alimenta un raddrizzatore. In questo caso si deve provvedere a mantenere la tensione fra 1,2 e 1,4 V. Inoltre si deve rendere la resistenza interna dell'alimentatore piccola rispetto a quella dei filamenti collegati in parallelo.

L'economia di un ricevitore a batteria dipende dal suo costo di esercizio che è determinato dal fabbisogno di corrente per i filamenti e per l'anodica. La tendenza dei costruttori di valvole è perciò quella di costruire delle valvole con una minima potenza di riscaldamento ed anodica ma che presentino ancora delle ottime caratteristiche di funzionamento. Nella tabella della pag. seguente si vede chiaramente che i nuovi tipi di valvole superano nettamente i tipi vecchi.

Quando per esempio si vuole costruire un ricevitore a batteria per i primi esperimenti utilizzando delle valvole di

## TRIODI

Tipo	$V_f$ (V)	$I_f$ (A)	$V_a$ (V)	$I_a$ (mA)	$V_{g2}$ (V)	$I_{g2}$ (mA)	S (mAV)	$\mu$	Tipo di valvola e di zoccolo
DC 11	1,2	0,025	90 120	2 2,5			0,9	15	metallici
DC 25	1,2	0,02	90 120	1,8 2,1			0,85	13	vetro stampato loctal
DC 90	1,4	0,05	67,5 90	4,5 3			1,2 1,1	12	miniatura
DC 96	1,4	0,025	85 64	1,8 1,5			0,95 0,9	14	miniatura

## PENTODI DI AF

DF 11	1,2	0,025	90 120	0,9 1,2	50 60	0,18 0,22	0,65 0,7		metallici
DF 25	1,2	0,025	90 120	0,65 0,9	50 60	0,15 0,22	0,58 0,63		vetro stampato loctal
DF 91	1,4	0,05	67,5 90	1,75 1,8	45 45	0,68 0,65	0,725 0,750		miniatura
DF 96	1,4	0,025	67,5 90	1 1,65	67,5 90	0,3 0,5	0,825 0,95		miniatura

## PENTODI BF IN FINALI E PREFINALI

DAF 11	1,2	0,05	90 120	0,8 1,4	45 60	0,12 0,2	0,55 0,6	85	metallici	
DAF 91	1,4	0,05	90	2,7	90	0,5	0,72	64	miniatura	
DAF 96	1,4	0,025	67,5 90	0,7 1,1	67,5 90	0,25 0,4	0,5 0,6	63 70	miniatura	
DL 11	1,2	0,05	90 120	3,2 4,7	90 120	0,6 0,8	1 1,1	0,17 0,35	metallici	
DL 92	1,4	2 $\pi$ 0,05	67,5 90	7,2 7,4	67,5	1,5 1,4	1,55 1,57		0,7	miniatura
DL 96	1,4	0,05	85	5	85	0,9	1,6	0,6	miniatura	

cui si è già in possesso ed eventualmente si deriva, nei ricevitori che non devono essere trasportabili, il riscaldamento da un accumulatore e l'anodica da un trasformatore con raddrizzatore non ha più importanza il fattore dell'economia che invece si deve tenere presente quando si costruiscono dei ricevitori portatili. In questo caso non è più di importanza secondaria il fatto che la batteria duri più o meno a lungo. Ed è proprio qui che si fa notare il vantaggio delle nuove valvole a basso consumo di corrente, specialmente quando la corrente di riscaldamento viene prelevata da una batteria a secco. Ora però i nuovi accumulatori in acciaio a tenuta stagna della DEAC permettono di derivare la corrente di riscaldamento da un accumulatore anche nel caso di apparecchi portatili, essi hanno il vantaggio che dopo la ricarica sono nuovamente utilizzabili. L'alta spesa iniziale viene largamente ricompensata col passare del tempo.

La tabella seguente indica una serie di dati riguardanti gli accumulatori (Cd - Ni) a tenuta stagna della DEAC che possono funzionare in qualsiasi posizione e che non abbisognano di manutenzione.

TIPO		D 1,7	D 3	D 3,9	D 5,2	D 6,5
Capacità 10 ore	Ah	1,7	3	3,9	5,2	6,5
Corrente di scarico 10 ore	A	0,17	0,3	0,39	0,52	0,65
Tensione di scarica media 10 ore	V	1,22				
Tensione di scarica finale 10 ore	V	1,10				
Corrente di carica per carica in 10-11 ore	all'inizio A	0,34	0,60	0,84	1,10	1,40
	alla fine A	0,16	0,27	0,38	0,51	0,63
Tensione di carica da-a	V	1,35 - 1,55				
Peso delle celle circa	g	175	270	385	480	580
Dimensioni delle celle (mm.)	lunghezza	34		42,5		
	larghezza			49,5		
	altezza *)	60	85	84	98	112

(\*) Dimensione massima della cella, tuttavia senza bocchettoni di collegamento quando non sono necessari.



L'audiou per onde corte ad una sola valvola, quindi senza pre- e post-amplificazione, assolve oltre al suo compito precipuo della demodulazione del segnale anche quello di una certa amplificazione in alta e bassa frequenza. La potenza resa resta naturalmente piccola in modo che è possibile solo la ricezione in cuffia. Consideriamo più da vicino il circuito della fig. 22.

L'antenna (A) e la terra (E) sono collegate alla bobina di antenna  $L_a$  per mezzo di spina e boccia. La bobina  $L_a$  è accoppiata alla bobina  $L$  e perciò trasmette a questa e al circuito risonante formato da  $L$  e dal condensatore variabile  $C_1$  l'energia assorbita dall'antenna. La valvola è accoppiata attraverso il condensatore  $C_2$  di 100 pF che assieme alla resistenza della griglia  $R_1^*$ ) provvede a rendere udibile la ricezione. L'energia che percorre il circuito di placca della valvola viene ricondotta in parte al circuito oscillante  $L C_1$  (reazione) attraverso la bobina  $L_r$  che si trova nelle vicinanze di  $L$ , in modo che in certe condizioni la valvola può funzionare da oscillatore e quindi essere posta in condizione di ricevere un trasmettitore telegrafico. Nelle ricezioni radiofoniche si evita questa condizione di autoeccitazione per non avere il disturbo del fischio, invece nella ricezione telegrafica si ricorre volutamente ad una valvola fortemente reazionata. Il condensatore  $C_3$  di 2000 pF in collegamento con la bobina di blocco ad alta frequenza  $D_r$  (2,5 mH) ha il compito di derivare a terra per la via più breve l'alta frequenza presente sul terminale di  $L_r$ . Infatti questa alta frequenza non interessa più avanti e gli eventuali resti vengono eliminati da  $C_4$  (100 pF). La regolazione della reazione non si ottiene in questo caso con un condensatore o con una bobina spostabile come si è soliti fare con i ricevitori radiofonici ma variando la tensione anodica dell'audiou.

---

(\*) Il suo valore si trova nelle tabelle delle valvole.

Quanto più alta è la tensione tanto più forte è la reazione. Fra il polo + e quello — della batteria è collegata una resistenza (un cosiddetto potenziometro)  $P_2$  che permette di regolare la tensione anodica portata alla placca della valvola  $V_1$  attraverso  $L_r$ . Il condensatore  $C_5$  da  $2 \mu\text{F}$  offre una comoda deviazione alla corrente in frequenza fonica ed inoltre serve a sopprimere i disturbi che si possano avere ruotando il potenziometro  $P_2$  di  $100 \text{ k}\Omega$ . Il potenziometro  $P_1$  da  $1 \text{ k}\Omega$  serve a regolare la tensione di polarizzazione della griglia dell'audion in modo da permettere una buona regolazione della reazione. Al posto dell'avvolgimento primario del trasformatore di accoppiamento a bassa frequenza si potrebbe inserire una cuffia.

Però per avere un segnale più intenso e per garantire una certa riserva si può usare con vantaggio una seconda valvola che amplifica la tensione alternata a frequenza fonica ceduta dall'audion prima di passarla alla cuffia o all'altoparlante  $T$ . In questo caso il ricevitore viene contraddistinto con la sigla O-V-1.

Il trasformatore  $T_r$  che ha un rapporto di trasformazione di  $1 : 4$ , ha il primario collegato all'uscita dell'audion e con il secondario pilota la valvola amplificatrice  $V_2$  che può essere una DL 92 o una DL 96. Ai morsetti del secondario del trasformatore è collegata una resistenza  $R_2$  (di  $100-500 \text{ k}\Omega$  secondo il tipo di  $T_r$ ) che serve a limitare la tendenza al fischio dell'amplificatore che si può avere in certe circostanze. La resistenza  $R_3$  serve a generare la tensione di polarizzazione della griglia della valvola  $V_2$ , tensione che viene filtrata da  $C_6$ .

Se la placca della valvola viene alimentata da una batteria si può risparmiare  $C_6$ . Nel caso di alimentazione dalla rete o con survoltori il suo valore è di circa  $50 - 100 \mu\text{F}$  e  $10 - 15 \text{ V}$ . Se si vogliono provare altri tipi di accoppiamenti di antenne si possono usare senza difficoltà i circuiti delle fig. da 23 a 25. La fig. 23 mostra un circuito di entrata

simile a quello della fig. 22; si è aggiunto solo un piccolo condensatore  $C_a$  di circa 15 pF max. La fig. 24 mostra un tipo di accoppiamento di antenna capacitivo.

Sia l'accoppiamento dell'antenna attraverso un piccolo condensatore sia l'accoppiamento induttivo hanno il seguente svantaggio. Ogni antenna ha una propria onda fondamentale e parecchie armoniche superiori che nel caso delle antenne lunghe capitano anche nel campo delle onde corte. Ciascun complesso oscillante, quindi anche l'antenna, ha le proprietà di sottrarre dell'energia ad un altro circuito

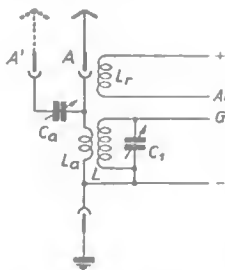


Fig. 23 - Collegamento di antenna per antenne lunghe.

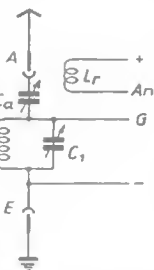


Fig. 24 - Accoppiamento di antenna capacitivo.

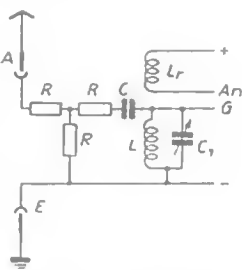


Fig. 25 - Accoppiamento di antenna a bassa irradiazione.

con lui accoppiato che oscilla sulla stessa frequenza quindi che sia con lui sintonizzato. Poichè l'attenuazione dell'antenna è di solito molto forte si ha una sottrazione di energia anche nel campo intorno al punto di sintonizzazione.

Quindi se l'antenna è accoppiata troppo strettamente essa sottrae troppa energia al circuito oscillante dell'audion che deve necessariamente oscillare per poter ricevere le stazioni. Questa sottrazione di energia può essere tale che anche con la reazione più alta non è più possibile mantenere l'oscillazione.

Se con la sintonizzazione ci si allontana dall'onda fondamentale o dalle armoniche dell'antenna si ristabilisce l'oscillazione. Quindi per eliminare questi buchi dell'oscillatore è necessario variare continuamente l'accoppiamento di antenna in modo che sia sempre possibile una sufficiente reazione. Inoltre un ricevitore irradia molto più in onde corte che in onde lunghe. Tutti questi svantaggi e precisamente: i buchi di oscillazione, l'irradiazione dell'antenna, il fatto che la sintonizzazione varia di molto quando si sostituisce un'altra antenna e la sensibilità alla mano dell'operatore, che può dare dei disturbi fastidiosi, possono essere eliminati adottando il circuito della fig. 25 ( $R = 500 - 1000 \Omega$   $C = 5 \text{ pF}$ ). Purtroppo si ha una diminuzione del volume.

Il pentodo per alta frequenza a causa della maggiore pendenza della sua caratteristica offre una maggiore sensibilità del triodo. Quindi con un circuito come quello della fig. 26 si raggiunge il massimo che può dare un circuito ad audion.

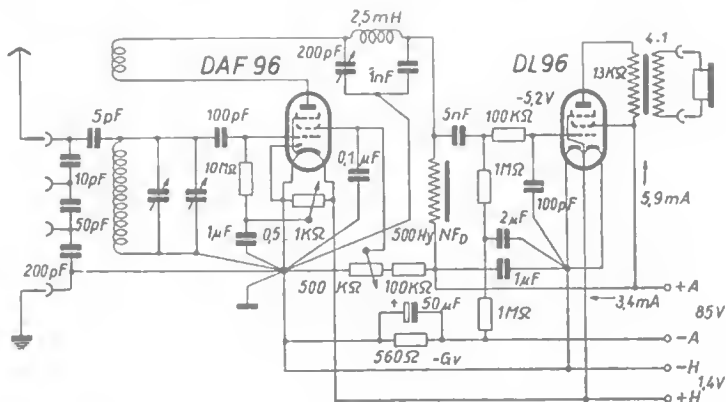


Fig. 26 - Audion per onde corte e amplificatore BF con pentodi.

Come valvole si possono usare o dei vecchi pentodi della serie *D* per esempio DF 11 e DF 25, oppure dei pentodi piú moderni come DAF/DF 91 o DAF/DF 96 o delle valvole speciali per onde corte, una volta di costruzione commerciale, come la RV2,4 P700.

Nell'entrata dell'antenna è stata introdotta la variazione di un divisore di tensione capacitivo che permette l'adattamento di antenne di diversa lunghezza. La regolazione della reazione si esegue in modo grossolano e capacitivamente con il condensatore  $C_r$  di 200 pF e finemente variando la tensione della griglia schermo con il potenziometro  $P_1$  di 500 kΩ. Per potere fissare il punto di funzionamento piú favorevole dell'audion la resistenza di fuga di griglia viene collegata alla spazzola della resistenza variabile  $P_2$ .

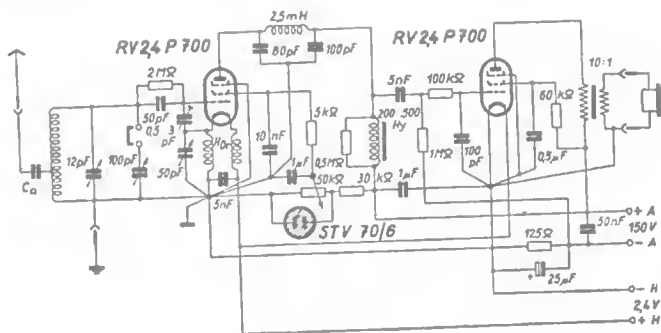


Fig. 27 - Ricevitore di potenza O-V-1 con reazione a divisore di tensione capacitivo per il campo da 2 a 80 m.

Nell'interesse della massima amplificazione possibile la tensione anodica viene portata alla placca attraverso alla bobina di blocco per la bassa frequenza NFD che possiede

una grande impedenza in corrente alternata e che tuttavia provoca una piccola caduta di tensione in corrente continua in modo che sulla placca si trova ancora una elevata tensione continua. A questo audion si può accoppiare ancora uno stadio di amplificazione in bassa frequenza per la ricezione in cuffia o con altoparlante.

Per concludere il paragrafo sui ricevitori alimentati a batterie descriveremo la costruzione di un potente ricevitore O-V-1 che è progettato in modo da potere funzionare come ricevitore fisso o come ricevitore portatile. Lo schema è riportato nella fig. 27.

Sia come audion che come valvola di BF si usa il noto pentodo RV 2,4 P 700 che può oscillare con sicurezza anche su 2 m in modo da raggiungere la banda di 144 MHz. Il campo di frequenza interessato che va da 3 a 144 MHz viene ricoperto con delle bobine ad innesto (Görler F 256). La sintonizzazione avviene come nella fig. 26; per le gamme di 5 e 2 m il condensatore  $C_1$  di 100 pF è disinserito.

Per ottenere il minimo slittamento di frequenza dovuto all'antenna essa viene accoppiata capacitativamente ad una presa intermedia del circuito oscillante, perciò le componenti disturbanti dell'antenna  $R$  e  $C$  appaiono nel circuito diminuite del quadrato del rapporto di trasformazione.

Il condensatore di accoppiamento ha valori di capacità diversi per le varie gamme, è quindi bene accoppiarlo alle varie bobine.

A 144 MHz non è più possibile utilizzare la regolazione della reazione con la bobina di reazione del circuito anodico, perciò per questo caso si è scelto un circuito capacitivo a tre punti. Il filamento che in questo caso è anche catodo, ha una tensione ad alta frequenza è quindi « caldo » come la griglia. La griglia schermo che lavora come anodo e come terzo punto, acquista attraverso il condensatore  $C_7$  (10 nF) il potenziale della massa ed è perciò « fredda ». La regolazione della reazione si esegue regolando la tensione della

griglia schermo e l'energia per la compensazione dell'attenuazione viene ricondotta attraverso  $C_7$ . Il grado di reazione può essere fissato con  $C_6$  (50 pF) ed ha per ogni gamma un valore fisso che non occorre più modificare per quella banda. La tensione di griglia schermo ha una propria stabilizzazione in modo da avere delle condizioni di funzionamento costanti anche se l'alimentazione dell'anodica viene derivata dalla rete. Poichè in molte valvole non è sufficiente la capacità griglia-catodo che in questo caso funziona come partitore di



Fig. 28 - Vista anteriore del ricevitore per dilettanti con scala tarabile.

ensione si dispone di solito un piccolo trimmer in parallelo.  $P_2$  (2,5 mH),  $C_8$  (100 pF) e  $C_9$  (90 pF) che agiscono come blocchi per l'alta frequenza, che viene bloccata anche verso l'amplificatore a BF da  $R_6$  e  $C_{13}$  (100 k $\Omega$  e 100 pF).

Per aumentare la sensibilità si usa anche qui una bobina anodica di grande induttanza, se si vuole rinunciare ad una parte dell'amplificazione csa può essere sostituita da una

resistenza ohmica di 200 - 500 k $\Omega$ . La resistenza  $R_4$  di 0,5 M $\Omega$  che si trova in parallelo alla bobina appiattisce la sua curva di risonanza e con  $C_{11}$  di 1 $\mu$ F impedisce dei fenomeni di ululato. La tensione di polarizzazione di griglia si ottiene con la resistenza  $R_g$  di 125 $\Omega$  e viene portata alla valvola finale con la resistenza  $R_5$  di 1M $\Omega$ . La griglia schermo della valvola finale nel caso delle tensioni anodiche superiori ai 70 V viene collegata al + attraverso una resistenza che può mancare quando la tensione anodica è inferiore ai 70 V. Il tra-

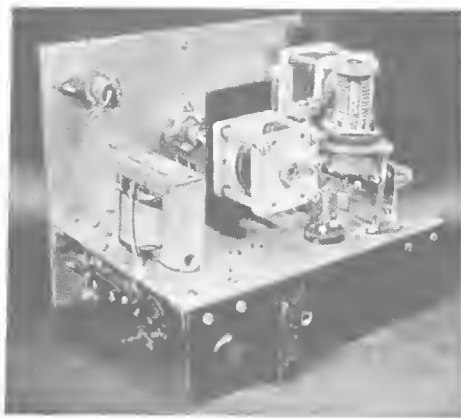


Fig. 29 - Vista posteriore della disposizione degli elementi al di sopra dello chassis.

sformatore di uscita AT (10 : 1) adatta la resistenza esterna della valvola a BF alla resistenza della cuffia e per i pentodi ha di solito un rapporto di 4 : 1 o più.

La costruzione pratica del ricevitore e la disposizione più conveniente delle parti si possono dedurre chiaramente



dalle fig. 28, 29, 30. La costruzione è molto robusta; la piastra frontale e quella dello chassis sono in alluminio ed hanno lo spessore di 3 e 2 mm, la lista di appoggio posteriore è in pertinax con spessore di 4 mm. Tutte e tre le parti sono tenute assieme da dei robusti profilati a L. Per avere dei collegamenti corti i condensatori di sintonizzazione furono sollevati con delle solide squadrette di supporto e la bobina è stata sistemata nelle vicinanze della griglia dell'audion. Non occorre ricordare che ogni bobina ad innesto a bassa perdita ha anche la propria custodia a bassa perdita.

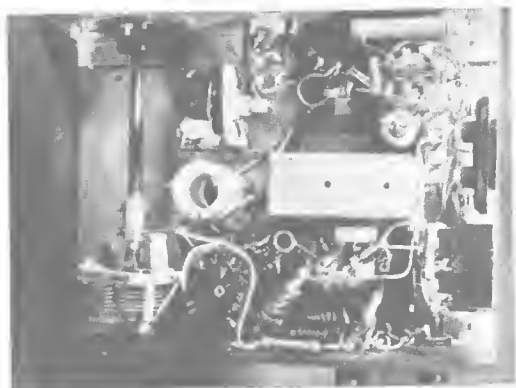


Fig. 30 - Vista del cablaggio e della disposizione degli elementi al di sotto dello chassis.

Auche la boccia per l'antenna montata su una squadretta è in materiale a basse perdite. Al di sopra dello chassis ha trovato posto anche il trasformatore di uscita, invece il piccolo stabilizzatore sporge dalla piastra frontale e quindi serve anche a segnalare il funzionamento dell'apparecchio. Al di sotto dello chassis si nota subito la grossa bobina di

blocco per la BF, alla sua sinistra è disposta verticalmente la valvola audion e a destra orizzontalmente la valvola BF, ciò sempre per ottenere dei collegamenti molto corti e per facilitare la sostituzione delle valvole. Al di sopra della prima valvola si vede la bobina AF per i filamenti e alla sua sinistra il condensatore  $C_6$ . La buona costruzione di questa bobina è importante per il buon funzionamento di tutto il ricevitore. L'avvolgimento viene eseguito con due fili paralleli e viene disposto in un corpo di bobina a cave.

Per ogni tipo di valvola si deve trovare il numero di spire adatto tenendo presente la necessità di mantenere bassa la caduta di tensione provocata dalla resistenza ohmica della bobina in modo da non bloccare le oscillazioni delle valvole. Si mette sempre il maggior numero di spire possibile (il diametro del filo è di circa 0,5 - 0,8 mm). La suddivisione dell'avvolgimento nelle cave corrisponde ad una messa in serie delle capacità dell'avvolgimento. Se le cave sono spostabili si ha la possibilità di spostare degli eventuali punti di risonanza in un tratto del campo che non interessa. Per disporre  $C_6$  nella posizione più favorevole esso viene comandato dalla piastra frontale attraverso un prolungamento dell'asc. Le tensioni di alimentazione fanno capo ad una striscia ad innesto nelle cui vicinanze si trova il fusibile.

La posizione di tutte le altre parti si può vedere nelle figure. Per potere tarare con grande sensibilità e precisione il ricevitore si usa per la sintonizzazione una scala a  $180^\circ$  con un comando fine che è montato al centro della piastra frontale. La scala a  $180^\circ$  permette la rilevazione delle curve di taratura per le varie gamme.

Inoltre sono tracciati degli archi di cerchio che permettono una taratura diretta in modo che possano essere segnate le frequenze delle gamme d'onda per le onde lunghe e corte, è quindi possibile ritrovare una stazione udita una volta. Sulla piastra frontale in alto a sinistra è disposta la manopola del condensatore a scatti, in basso a destra e a

sinistra le manopole di  $C_6$  e  $P_1$ . Per contrassegnare le posizioni trovate ci sono delle scale graduate semicircolari.

In basso al centro si trova l'interruttore bipolare per le tensioni di alimentazione. Se si vogliono evitare dei disturbi col passare del tempo si devono eseguire tutte le saldature con cura e usando della pasta salda non contenente acidi, anzi è preferibile usare del filo di stagno contenente della colofonia pura. In molti libri per apparecchi in onde corte si trovano dei circuiti nei quali l'audion è preceduto da un amplificatore in AF, noi abbiamo volutamente lasciato da parte questi circuiti per delle ragioni ben precise che chiariremo in seguito e che sono valide anche per l'alimentazione dalla rete. Uno stadio AF prima dell'audion ha senso solo se si tien conto dei punti di vista spiegati più avanti. Si è abbandonato quasi subito il metodo usato all'inizio di disporre una valvola di entrata come valvola di accoppiamento di antenna, perchè il vantaggio principale che così si poteva ottenere, cioè l'indipendenza dall'antenna, era superato dai molti inconvenienti portati da questo circuito. Prima di tutto si ottenevano a causa della curvatura della caratteristica della valvola dei battimenti non controllabili che spostavano i trasmettitori su delle frequenze diverse dalle effettive e poi dei trasmettitori potenti e vicini potevano battere assieme e dare luogo ad una modulazione incrociata. Non bisogna infine dimenticare un'altro grave inconveniente e precisamente il rumore proprio di tali valvole che copre completamente i segnali che potrebbero essere ancora ricevuti con la grande sensibilità dell'audion. Il rumore di ricezione è composto dal rumore proprio delle valvole, soprattutto da quello della prima che viene poi amplificato negli altri stadi e dai rumori propri del circuito. Per quanto riguarda il rumore delle valvole si è affermato il concetto della resistenza che ha un rumore proprio equivalente e che è il valore di quella resistenza che collegata alla griglia dà in uscita della valvola una tensione di rumore pari a quella della corrente anodica con griglia aperta.

I triodi sono le valvole con la minima resistenza di rumore, invece le valvole mescolatrici a causa dell'elevato numero di griglie che prendono tutte parte alla formazione del rumore della valvola hanno la massima resistenza di rumore proprio equivalente. Il rumore del circuito dipende dalla resistenza di risonanza. Perciò le resistenze di risonanza elevate danno luogo ad un rumore di circuito elevato e viceversa. Perchè un segnale possa essere udibile il rumore del circuito deve essere superiore al rumore delle valvole altrimenti viene ricoperto da esso

La resistenza di rumore del circuito di griglia della valvola AF deve essere circa 4 volte la resistenza di rumore equivalente. Oltre un certo limite di frequenza il rumore proprio delle valvole ricopre il rumore del circuito e non è più possibile la ricezione di segnali più deboli. Utilizzando delle valvole di entrata a basso rumore si può spostare questo limite verso le frequenze superiori.

Un altro svantaggio delle valvole in alta frequenza sono gli errori di sintonizzazione e l'attenuazione dell'antenna di modo che si può dire che nel ricevitore 1-V-1 la maggiore spesa non è compensata dai vantaggi ottenuti. L'audion ha inoltre il vantaggio che a causa dell'attenuazione della reazione il rumore del circuito di griglia è sempre maggiore del rumore proprio delle valvole a causa del forte aumento della resistenza di risonanza e perciò esso permette la ricezione di segnali che non sono più udibili in un ricevitore con stadio in AF o in una supereterodina.

Per questa ragione un prestadio in AF assolve al suo compito solo se è fornito di una valvola a basso rumore e ad elevata pendenza e se può essere bene accordato con l'audion; ammesso naturalmente che l'attenuazione d'antenna sia bassa. Da ciò si vede che i mezzi impiegati non sono in giusto rapporto con i risultati ottenibili. Ottimi risultati si ottengono in modo più economico con altri circuiti che tratteremo più avanti. Chi però vuole farsi un'esperienza

pratica e rendersi conto personalmente dei vari fenomeni può montare un circuito come quello della fig. 31. In esso si sono lasciate varie possibilità (fig. 32) per la combinazione del circuito di entrata.

La fig. A1 richiede l'uso di una resistenza a bassa induttanza e a bassa capacità di circa  $10\text{ k}\Omega$ . Più favorevole è il circuito della fig. A2 con una bobina di blocco per alta frequenza che deve avere una curva di risonanza abbastanza

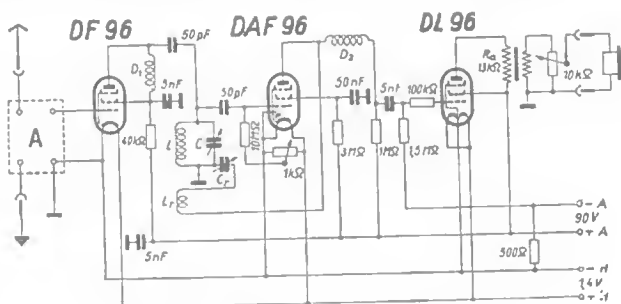


Fig. 31 - Ricevitore con stadio in AF.

larga in modo da mantenere costante l'effetto delle bobine in un largo campo di frequenza. Il dimensionamento viene convenientemente eseguito con la seguente formula pratica riferita alla più lunga onda corta: la lunghezza del filo deve essere pari ad  $1/4$  della lunghezza di onda. Come valore orientativo si può usare con un diametro del corpo un numero di spire di circa 80; la lunghezza dell'avvolgimento non deve però superare i 50 mm. L'avvolgimento viene eseguito con le spire strette ed il filo è da 0,2 mm isolato con doppia seta.

Nel caso di disturbi per forti trasmettitori locali si può inserire un piccolo condensatore di circa  $10\text{ pF}$  (A3 e A4). È consigliabile, una volta deciso lo stadio in alta frequenza,

di adottare in ogni caso un amplificatore AF sintonizzato e ben accordato con il circuito dell'audion (A5 e A6). Il circuito A6 è il più vantaggioso per quanto riguarda l'accoppiamento dell'antenna perchè la bobina di accoppiamento di antenna permette una trasformazione delle indesiderate componenti dell'impedenza d'antenna, che possono venire sempre ben adattate variando il grado di accoppiamento (numero di spire o distanza fra le bobine); esse si trovano altrimenti direttamente in parallelo al circuito e riducono la sua alta resistenza di risonanza al valore della

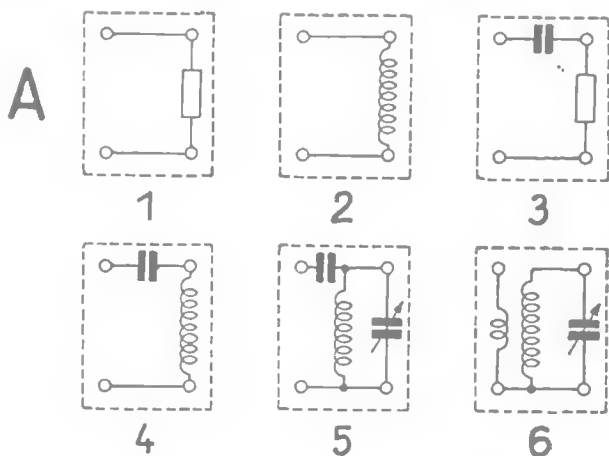


Fig. 32 - Circuiti di accoppiamento di antenna per il ricevitore della fig. 31.

resistenza di antenna che anche nei casi più favorevoli è di alcune migliaia di ohm. La precisione della uguaglianza della sintonizzazione tra il primo stadio e l'audion, precisione che è richiesta dal comando ad una sola manopola (cioè comando

contemporaneo dei due condensatori di sintonizzazione) viene molto semplificata se si usano delle bobine ad AF tarabili con nucleo magnetico, anche perchè il primo circuito a causa dell'influenza dell'antenna assume sempre dei valori un pò diversi.

Nella fig. 31 il segnale arriva alla valvola amplificatrice in AF o valvola di accoppiamento attraverso al circuito d'entrata che può essere sintonizzato o aperiodico. Nel circuito anodico della prima valvola c'è una bobina di blocco per l'alta frequenza  $D_1$  che permette il passaggio della corrente continua e che blocca la corrente alternata in modo che essa è costretta a passare attraverso il condensatore di 50 pF al circuito sintonizzato formato da  $L$  e  $C$  e all'entrata dell'andion.

Si può liberamente scegliere, come è qui disegnato, la regolazione della tensione di griglia e quindi dell'innescò dell'andion con un potenziometro da 1 k $\Omega$ , oppure si può fare in modo che la resistenza di fuga della griglia con in parallelo il condensatore di griglia sia collegata direttamente al polo + dei filamenti per poi determinare esattamente il più favorevole punto di innescò scegliendo opportunamente il valore della resistenza di griglia. L'accoppiamento dell'andion alla valvola seguente avviene qui in modo molto più semplice attraverso una resistenza di circa 1 M $\Omega$ .

L'ultimo stadio deve avere in serie alla griglia una resistenza per il blocco dell'alta frequenza. La tensione di polarizzazione della griglia della valvola finale viene fissata fra — A e — H con una resistenza di 500  $\Omega$ . La resistenza esterna della valvola finale di 13 k $\Omega$  deve essere adattata alla resistenza della cuffia, se questa ha una impedenza di 400 $\Omega$  il rapporto di trasformazione deve essere 4 : 1 — 3 : 1

Nelle figure seguenti si vedono altri circuiti possibili per l'accoppiamento fra la preamplificatrice e l'andion. La fig. 33 mostra un circuito con un trasformatore per AF il cui avvolgimento primario  $L_a$  ha più spire di una semplice bobina di

accoppiamento di antenna. Nella fig. 34 si vede un circuito usato molto spesso che a causa della sua semplicità è ancor oggi molto frequente nei ricevitori a batteria; in esso il circuito sintonizzato dell'andion si trova inserito direttamente nel circuito anodico della prima valvola.

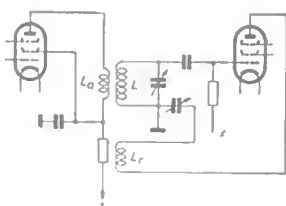


Fig. 33 - Accoppiamento a trasformatore.

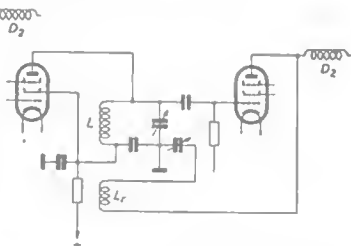


Fig. 35 - Accoppiamento a circuito di blocco modificato.

In questo circuito non si può in nessun caso adottare la messa in parallelo del condensatore di griglia con la resistenza di griglia, perchè altrimenti la tensione anodica arriverebbe alla griglia. Il fatto che in questo caso il condensatore di sintonizzazione non sia collegato direttamente a massa ma attraverso un condensatore a bassa induttanza

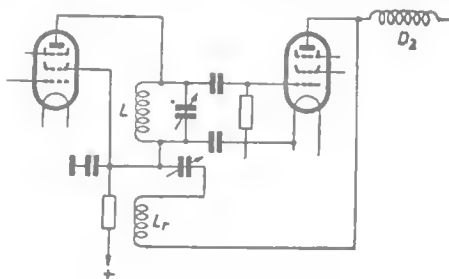


Fig. 34 - Accoppiamento a circuito di blocco.



da  $10 \mu\text{F}$  non porta alcun inconveniente, però nel montaggio su una piastra frontale metallica si deve fare attenzione che l'asse e le armature del rotore siano isolate rispetto ad essa. In questi casi si usano anche assi in materiale ceramico. Il condensatore ha pure il compito di chiudere il circuito di griglia verso il catodo dell'audion.

Nei ricevitori con più di un circuito accordato si deve fare attenzione che i circuiti delle varie valvole non si incrocino. Nei ricevitori con un solo circuito si usa ancora collegare in più punti il telaio metallico alla linea di terra che è sempre consigliabile usare. Nei ricevitori con più circuiti si dovrebbe invece procedere nel modo seguente. Si collegano assieme tutti i punti di messa a terra dello stesso circuito in un'unico punto ed esso si collega alla boccola di messa a terra con un filo molto grosso, i punti di messa a terra degli altri stadi vanno trattati allo stesso modo. Il collegamento con il telaio o con la piastra frontale dovrebbe sempre avvenire in un solo punto la cui posizione deve essere determinata sperimentalmente. In questo modo si possono evitare delle indesiderate interazioni fra i vari stadi che nel caso di controreazione positiva possono portare a instabilità o a fischi e nel caso di controreazione negativa ad una diminuzione dell'amplificazione. Con una buona costruzione si ottiene inoltre una bassa sensibilità del ricevitore all'avvicinarsi delle mani.

La fig. 35 mostra un accoppiamento fra valvola ad AF ed audion modificato, in esso il circuito di blocco per l'alta frequenza è chiuso da un condensatore di  $10 \mu\text{F}$  ed il rotore del variabile può essere collegato direttamente a terra e al telaio. Anche qui vale quanto si è detto per la resistenza di griglia della fig. 34.

La costruzione di un ricevitore con due circuiti oscillanti deve essere molto ben studiata al fine di evitare delle influenze reciproche capacitive o induttive fra i due circuiti. È una buona regola quella di montare vicino alla valvola il

proprio circuito accordato (bobine e condensatore variabile) e gli elementi di disaccoppiamento (resistenze e condensatori) e di separare gli stadi uno dall'altro ed incerti casi anche rispetto alle valvole con delle piastre di separazione (fig. 36) od anche con delle cappe di schermo. Se

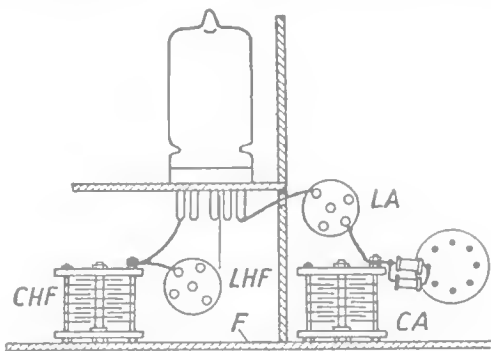


Fig 36 - Schematura con una finestra.

le valvole sono contenute nella cappa di schermo assieme al circuito accordato si deve provvedere un disaccoppiamento fra i piedini della griglia e della placca con una piccola lastrina saldata. Poichè la costruzione con scatole separate è molto complicata e costosa si possono usare bene con certe avvertenze anche dei condensatori variabili schermati uno rispetto all'altro e delle bobine ben protette in piccole cappette. Si è dimostrato molto vantaggioso usare dei condensatori variabili multipli con asse isolato in modo che i singoli circuiti accordati vanno a terra non attraverso esso ma con delle linee separate.

Nel caso della costruzione con le cappe di schermatura non si deve usare una semplice scatola con delle pareti divisorie; è più conveniente invece avvitare sulla piastra fron-

tale (in alluminio) a distanza conveniente dei listelli di alluminio rettangolari e poi montare su questi delle scatole di schermaggio aperte davanti sopra e sotto in modo che la piastra frontale forma la parete comune anteriore e lo chassis la piastra di base, una piastra di copertura chiude infine le scatole verso l'alto: naturalmente si possono anche usare delle cappe chiuse complete.

#### **4. Ricevitore a reazione per onde corte con alimentazione a corrente alternata**

Prima di entrare nelle descrizioni dei ricevitori per onde corte con alimentatore vogliamo parlare un poco degli alimentatori per i ricevitori in onde corte. La difficoltà principale dei ricevitori alimentati in corrente alternata risiede nel fatto che — per lo meno nei tipi più semplici — si ha sempre la tendenza di far lavorare l'audion reazionato poco prima dell'innesco nella ricezione telefonica e poco prima la fine dell'innesco nel caso della ricezione telegrafica.

Se però le tensioni di alimentazione non sono costanti non è più possibile mantenere questa condizione di massima sensibilità; il fischio può innescarsi o rispettivamente disinnescarsi oppure si deve rinunciare alla sensibilità massima.

Se si utilizza un ricevitore a batteria e si alimentano i filamenti con un alimentatore collegato alla rete si ha che ogni variazione della tensione di rete provoca una variazione della temperatura dei filamenti e analogamente nel caso dell'anodica derivata da un alimentatore si ottiene una variazione della tensione anodica. È per questa ragione che occorre stabilizzare con delle valvole glijum le tensioni anodiche e di griglia schermo dell'audion.

Prima di scendere a considerare questi circuiti studiamo bene lo schema fondamentale dell'alimentatore. Le tensioni necessarie si ottengono con un trasformatore il cui primario

può essere collegato a diverse tensioni di rete come mostra la fig. 37. Le alte frequenze disturbanti vengono eliminate collegando ai due fili di entrata due condensatori da  $5\text{ nF}$ . Gli avvolgimenti secondari sono due: uno per la tensione di riscaldamento ed uno per la tensione anodica. Nella loro progettazione si deve tenere conto dell'assorbimento di corrente che è dovuto ai filamenti delle singole valvole e alle eventuali lampade di illuminazione per il primo avvolgimento e per l'altro dalle correnti anodiche e di griglia schermo e dalle eventuali correnti assorbite da partitori di tensione.

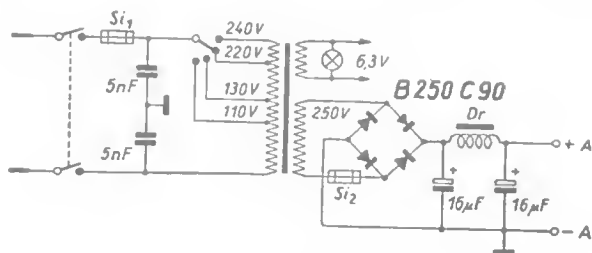


Fig. 37 - Alimentatore con raddrizzatori a secco.

Se al posto del raddrizzatore a secco si utilizza una valvola raddrizzatrice ci vuole un avvolgimento anche per il filamento di questa valvola. Il carico ammissibile per il raddrizzatore deve essere corrispondente a quello dell'avvolgimento ad alta tensione; bisogna però ricordare che è bene avere una certa sovrabbondanza per non lavorare proprio con il carico limite. Per ragioni di sicurezza è anche bene inserire un fusibile  $S_{i2}$  per la protezione del raddrizzatore, esso va naturalmente dimensionato in base alle caratteristiche del raddrizzatore. L'indicazione B 250 C 90 significa che si tratta di un circuito a ponte di Graetz per una tensione di 250 V ed una corrente continua di 90 mA. Quindi il fusi-

bile  $S_{i_2}$  deve essere adatto ad interrompere delle correnti superiori ai 100 mA. Dopo il raddrizzatore si trova il condensatore di carica e la normale catena di filtro con bobina e condensatore elettrolitico per lo spianamento della tensione anodica.

Con l'alimentazione in corrente alteruata tutti i filamenti delle valvole vengono collegati in parallelo; viene messa a terra o un capo dell'avvolgimento o una presa intermedia.

Nei ricevitori in corrente alternata senza trasformatore (fig. 41) i filamenti sono invece collegati tutti in serie, eventualmente anche con la lampada di illuminazione che deve essere dimensionata per la stessa corrente e con una resistenza di preinserzione che serve ad assorbire l'eventuale eccesso di tensione. Nel circuito della fig. 41 questa resistenza è costituita da una resistenza autoregolatrice a ferro idrogeno per 200 mA. La tensione utilizzata vale in totale  $6,3$  (EF12) +  $6,3$  (EF12) +  $20$  (CY1) +  $15$  (lampada) =  $47,6V$ , il campo di regolazione della resistenza deve quindi comprendere  $220 - 48 = 172V$ . È quindi conveniente usare il tipo EV VI (capo di regolazione 110 - 220 V) perchè il punto di lavoro deve stare possibilmente nel centro del campo di regolazione.

Con l'alimentazione dalla rete si trasmettono tutte le sue variazioni alle tensioni di alimentazioni. Si rende in particolare necessario mantenere costante la tensione anodica per l'audion.

Un mezzo molto efficace è quello fornito dalle valvole a scarica che si possono utilizzare anche nelle forme commercialmente impiegate per scopi di illuminazione, è però più conveniente usare i tipi speciali che si trovano in commercio e che sono comunemente impiegate negli alimentatori. Dei dati più completi si possono trovare nel volumetto N. 2011 (valvole glimm e fotocellule nella radiotecnica).

Osserviamo la fig. 38 e spieghiamo brevemente il principio di funzionamento di queste valvole stabilizzatrici. Qui ci interessa solo il caso in cui si vuole mantenere costante la tensione del carico quando esso resta costante e varia la tensione di alimentazione.

Nella fig. 38 si vede che la valvola è collegata alla tensione di alimentazione  $V_s$  attraverso una resistenza in serie  $R_v$ . La tensione  $V_s$  deve naturalmente essere superiore alla tensione di accensione della valvola. Dopo l'accensione

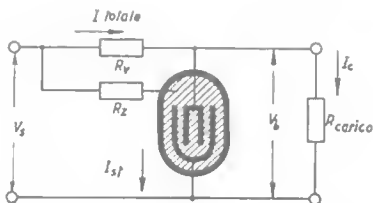


Fig. 38 - Schema di principio del collegamento di una valvola stabilizzatrice.

si stabilisce ai capi della valvola la tensione di scarica  $V_b$  che rimane costante; quindi  $R_v$  deve assorbire l'eccesso di tensione  $V_s - V_b$  -  $R_z$  serve solo per facilitare l'accensione e non ha alcuna influenza sulla stabilizzazione;  $R$  rappresenta il carico.

Per la determinazione del punto di lavoro della valvola ha grande importanza il dimensionamento della tensione di alimentazione  $V_s$  e quello conseguente della resistenza  $R_v$ . In pratica  $V_s$  deve essere uguale per lo meno ad una volta e mezza il valore della tensione di scarica della valvola; la stabilizzazione è infatti tanto più precisa quanto più alta è  $V_s$ .

$R_v$  viene determinata con la condizione che con la minima tensione di alimentazione prevista ( $V_{s \text{ min}}$ ) si abbia

ancora la corrente di riposo minima attraverso la valvola ( $I_{st \text{ min}}$ ) al fine di impedire che essa possa spegnersi. Nel caso opposto con tensione di alimentazione massima ( $V_{\text{max}}$ ) non deve passare attraverso alla valvola una corrente superiore alla massima ammessa ( $I_{st \text{ max}}$ ) per evitare un sovraccarico della valvola.

Il tipo più conveniente di valvola si sceglie tenendo presente che la corrente del punto di lavoro delle valvole deve essere pressapoco uguale alla corrente di carico.

Nel caso di una variazione positiva o negativa della tensione di alimentazione aumenta o diminuisce la corrente totale ( $I_{st} + I_C$ ), in essa l'aumento è dovuto solo a  $I_{st}$  perchè a causa della costanza della tensione resta costante anche la corrente del carico ( $I_C$ ). La corrente in più viene quindi assorbita dalla valvola e la tensione in più viene assorbita dalla resistenza  $R_v$  che è percorsa da una maggiore corrente.

Se per esempio la tensione che si vuole stabilizzare ha un valore di 250 V, la valvola ha una tensione di scarica di 150 V, la corrente nel punto di lavoro della valvola vale 35 mA ( $I_{st \text{ min}} = 10 \text{ mA}$  e  $I_{st \text{ max}} = 60 \text{ mA}$ ) e supposto che la corrente assorbita dal carico sia di 25 mA si deve preinscrivere una resistenza di

$$R_v = \frac{250 - 150}{0,035 + 0,025}$$

Naturalmente occorre sottrarre a questo valore la resistenza interna del raddrizzatore e la resistenza ohmica della bobina del filtro. E poi è conveniente costruire la resistenza  $R_v$  come resistenza avvolta a filo con presa variabile per potere effettuare una messa a punto esatta con delle misure di corrente.

Nelle costruzioni di ricevitori per onde corte con alimentatore si seguono anche altri sistemi come per esempio nella costruzione dei ricevitori radio normali.

In particolare si è dimostrato conveniente nel caso della corrente alternata tenere separato l'alimentatore dal ricevitore, ma ricavare tutte le varie tensioni necessarie (per esempio tensioni di griglia, tensioni anodiche, tensioni di griglia schermo) nel ricevitore stesso in modo che l'alimentatore diventa abbastanza universale e può essere usato con vantaggio per provare diversi ricevitori.

Il « rumore sintonizzabile » che qualche volta si presenta con gli alimentatori in corrente alternata può essere eliminato con dei condensatori di circa 10 nF collegati fra le placche del raddrizzatore e il meno. La fig. 39 mostra

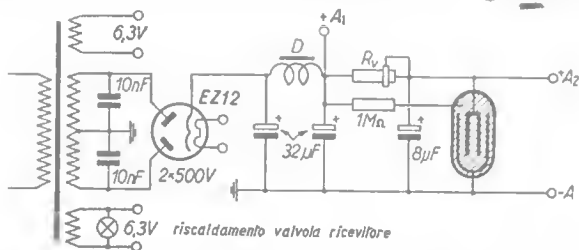


Fig. 39 - Alimentatore stabilizzato con raddrizzatore a due sezioni.

lo schema di un alimentatore stabilizzato nel quale la tensione stabilizzata si preleva ai morsetti  $+A_2$  e  $-A$ . Al morsetto  $+A_1$  si trova la piena tensione di alimentazione non stabilizzata che serve ad alimentare le valvole non critiche e che abbisognano di più tensione (valvola finale ecc.).

L'impiego delle valvole stabilizzatrici può essere adottato anche negli alimentatori senza trasformatore, ammesso però che dopo la bobina del filtro ci sia ancora una tensione sufficiente. Consigliamo a chi vuole approfondire lo studio dei problemi concernenti la stabilizzazione di consultare il nostro volumetto N. 2011, perchè in questa sede non è possibile dilungarci di più.



Mostriamo qui di seguito gli schemi di alcuni ricevitori a reazione con alimentatore. Spiegheremo di ciascuno il funzionamento e la costruzione.

La fig. 40 indica lo schema di un ricevitore O - V - 1, esso era lo schema standard dei primi DASD. Esso è equipaggiato con delle vecchie valvole che si sono sempre comportate bene e che solo ora hanno ceduto il passo alle valvole in tutto vetro.

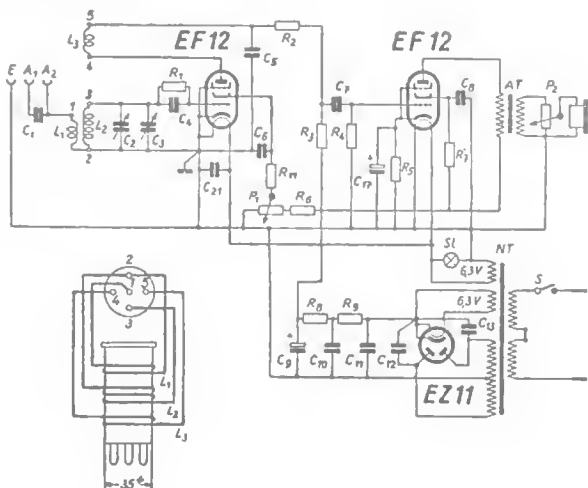


Fig. 40 - Ricevitore per onde corte con alimentatore in corrente alternata.

Nella fig. 40 il circuito accordato è provvisto di un condensatore di banda  $C_2$  e di un condensatore a scatti  $C_3$ . La reazione è regolata in modo grossolano e fisso con il condensatore  $C_5$  con il cosiddetto circuito « rapido » e finalmente agendo sulla tensione della griglia schermo con il potenziometro  $P_1$ .

Con i tipi di valvole più usate (EF 12, EF 6, EF 80, RV 12, P 2000) il punto di lavoro più favorevole al quale si deve innescare l'oscillazione deve essere a circa 45 V.

La tensione della griglia schermo dovrebbe quindi essere regolabile nel campo da 0 a 70 V. Con  $R_6$  si fissa il limite superiore della tensione. Come blocco per l'alta frequenza si è usato in que to caso al posto della bobina una resistenza  $R_2$  (5 - 10 k $\Omega$ ). L'accoppiamento verso lo stadio a bassa frequenza è a resistenza e capacità, la tensione di polarizzazione della griglia della valvola finale si ottiene con la resistenza catodica  $R_5$ . Il rapporto di trasformazione del trasformatore d'uscita è di circa 4 : 1 o di più.

Una condizione importante che si deve cercare di ottenere nei ricevitori con alimentatore è l'assenza del rumore di fondo in alternata, perchè anche la minima tensione di rete che arriva alle valvole viene amplificata e dà origine nella cuffia a dei disturbi insopportabili.

Per ottenere un minimo rumore di fondo si è mostrato conveniente mettere a terra un polo della tensione di riscaldamento e di portare l'altro polo allo stesso potenziale con un condensatore  $C_{21}$ . Sempre allo stesso scopo giova anche disporre con cura tutti i collegamenti che vanno alle griglie controllo che sono particolarmente sensibili alla captazione di disturbi. È quindi raccomandabile tenere questi collegamenti lontani dai fili percorsi da corrente alternata e se non è possibile bisogna per lo meno schermarli. È bene schermare anche il complessino di griglia  $R_1 C_4$  e tutti i collegamenti verso la griglia della valvola a bassa frequenza. Negli alimentatori non separati il trasformatore di alimentazione può dar spesso luogo a disturbi per induzione che si trasmettono soprattutto alle bobine di anodica, ai trasformatori di accoppiamento e di uscita; essi si possono eliminare solo con un efficace disaccoppiamento. Si deve quindi studiare con attenzione particolare la posizione del trasformatore di rete.

Nella fig. 41 è mostrato lo schema di un ricevitore senza trasformatore di alimentazione. In esso si nota che lo chassis del ricevitore è collegato direttamente alla rete, ciò esige naturalmente una costruzione che impedisca i contatti acci-

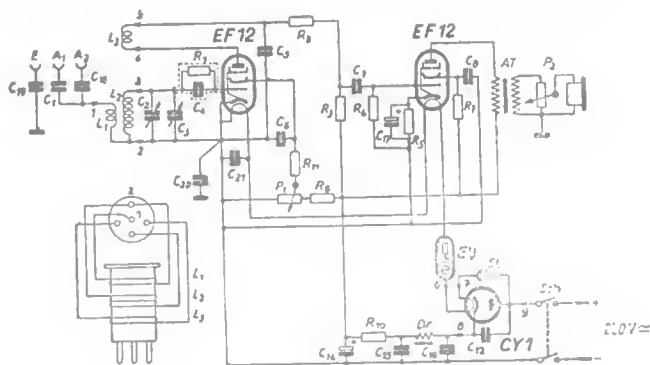


Fig. 41 - Ricevitore per onde corte senza trasformatore di alimentazione.

dentali. Inoltre l'apparecchio non può essere collegato direttamente a terra ma solo attraverso un condensatore  $C_{20}$ . L'alimentatore senza trasformatore è già stato spiegato.

Valori per le figure 40 e 41

$C_1 = 50 \text{ pF}$ ;  $C_2 = 20 \text{ pF}$ ;  $C_3 \text{ e } C_4 = 100 \text{ pF}$ ;  $C_5 = 2 \text{ nF}$ ;  
 $C_6 = 0,1 \text{ } \mu\text{F}$ ;  $C_7 = 5 \text{ nF}$ ;  $C_8 = 0,5 \text{ } \mu\text{F}$ ;  $C_9 = 8 \text{ } \mu\text{F}$ ;  $C_{10} \text{ e } C_{11} = 2 \text{ } \mu\text{F}$ ;  
 $C_{12} \text{ e } C_{13} = 10 \text{ nF}$ ;  $C_{14} = 16 \text{ } \mu\text{F}$ ;  $C_{15} \text{ e } C_{16} = 4 \text{ } \mu\text{F}$ ;  $C_{17} = 25 \text{ } \mu\text{F}$ ;  $C_{21} = 10 \text{ nF}$ ; -  $R_1 \text{ e } R_4 = 1 \text{ M}\Omega$ ;  
 $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ;  $R_3 = 200 \text{ k}\Omega$ ;  $R_5 = 600 \text{ } \Omega$ ;  $R_6 \text{ e } R_{11} = 50 \text{ k}\Omega$ ;  
 $R_7 = 75 \text{ k}\Omega$ ;  $R_8, R_9 = 5 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{10} = 3 \text{ k}\Omega$ ; -  $P_1 = 100 \text{ k}\Omega \text{ lin.}$ ;  
 $P_2 = 10 \text{ k}\Omega \text{ log.}$

Nella fig. 42 è illustrato il cosiddetto circuito ECO (ad accoppiamento elettronico). In esso il catodo dell'andion si trova ad un potenziale ad alta frequenza e la griglia schermo viene messa a terra attraverso un condensatore.

Si tratta di una variazione del circuito « a tre punti » nella quale la parte di bobina fra il catodo e la terra funziona da bobina di reazione. Il grande vantaggio del circuito è costituito dalla grande stabilità dell'innesco e la grande indipendenza dalle variazioni della tensione di alimentazione. Inoltre non è più necessario variare la reazione in larghi tratti del campo di frequenza (con il potenziometro che regola la tensione della griglia schermo) e questa è una bella comodità.

Per il circuito ECO sono utilizzabili tutte le valvole, che non hanno la griglia di soppressione collegata direttamente al catodo all'interno, cioè le valvole EF 14, EF 42,

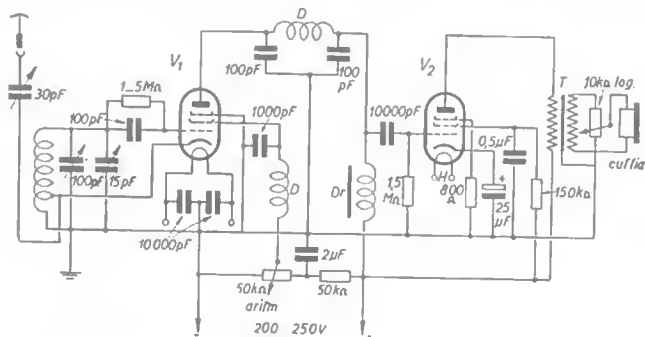


Fig. 42 - Ricevitore a due valvole con audion ad accoppiamento elettronico.

EF 80 e RV 12, P 2000. Il numero delle spire comprese fra il catodo e il terminale messo a terra della bobina deve essere scelto in modo che la valvola oscilli con una tensione di griglia schermo di 40 - 50 V.

L'antenna viene collegata alla presa intermedia della bobina attraverso un piccolo condensatore. Tutti e due i terminali del filamento dell'audion sono collegati a terra con dei condensatori per evitare il rumore di alternata perchè in questo caso il catodo porta l'alta frequenza. Il circuito di anodica è quasi completamente senza alta frequenza, tuttavia si è inserito per sicurezza un filtro di blocco costituito da due condensatori e una bobina.

L'accoppiamento verso la valvola di bassa frequenza avviene con una bobina ad alta induttanza  $D_r$ . Come valvola a bassa frequenza si usa un pentodo per alta frequenza, perchè per la ricezione in cuffia è più che sufficiente e perchè in unione al trasformatore  $T$  può anche dare una buona amplificazione. Per la ricezione con altoparlante si può usare un pentodo di potenza (PL 11, EL 41, EL 84).

La cuffia è collegata al secondario di  $T$  attraverso un regolatore di volume. Non si è disegnato l'alimentatore perchè esso non differisce da quelli degli schermi precedenti. La fig. 43 mostra una sistemazione diversa per la resistenza

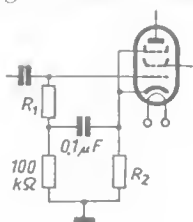


Fig. 43 - Collegamento del circuito di catodo.

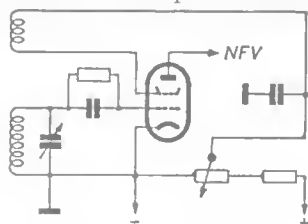


Fig. 44 - Reazione a partire dalla griglia schermo.

di fuga della griglia e per la resistenza catodica della valvola finale, sistemazione che può essere adottata nel circuito di fig. 42 o in altri circuiti risparmiando il condensatore elettrolitico. Nella fig. 43  $R_1$  è la normale resistenza di griglia e  $R_2$  è la resistenza di catodo adatta alla valvola in questione.



racchiude i due sistemi in un'unica valvola e che per merito della doppia amplificazione in bassa frequenza permette la ricezione in altoparlante. La generazione della tensione di polarizzazione per le griglie dei due sistemi, che deve avere valori diversi, si ottiene con le due resistenze da 90 e da 100  $\Omega$ . Per filtrare queste tensioni si sono fatte le resistenze di fuga di griglia suddivise e si è previsto un filtraggio. Come condensatore di carico per la tensione di polarizzazione si è previsto un condensatore da 100  $\mu\text{F}$ .

Una reazione perfetta è la condizione più importante per il buon funzionamento di tutti i ricevitori a reazione finora descritti. Sarà quindi bene fermarci ancora un po' su questo argomento. La condizione indispensabile per avere la reazione è che la fase della tensione portata all'indietro sia la stessa di quella della tensione in entrata, perché se la fase è opposta si ha un effetto di controreazione. A causa dello spostamento di fase fra la griglia e la placca, occorre notare nuovamente la fase della tensione di reazione affinché le due tensioni possano lavorare nello stesso senso. Ciò si ottiene avvolgendo in senso opposto la bobina di reazione; in questo modo ambedue i terminali delle bobine di griglia e di reazione hanno il potenziale della massa. Viceversa se il senso di avvolgimento è lo stesso si deve mettere a massa un inizio ed una fine delle bobine. Dunque se in un ricevitore già montato non si ha un effetto di reazione ma si nota invece una attenuazione significa che si devono invertire i capi di una bobina. Il minimo scostamento di frequenza con bobina di reazione nel circuito anodico si ha con un accoppiamento fisso con poche spire.

Qui si ricorda pure che si ha l'innesco solo quando la valvola lavora in buone condizioni di amplificazione.

La tensione alla quale ciò si verifica deve corrispondere al potenziometro inserito per due terzi. La semplice regolazione capacitiva non soddisfa questa condizione ed è per questo che essa non è stata impiegata nei circuiti finora trattati. L'innesco deve essere labile, se è troppo stabile si deve

aumentare la resistenza di griglia. Si è dimostrato conveniente un valore di 2,5 M $\Omega$ . Dei valori più bassi possono dare un innesco più stabile e dei valori più elevati un innesco più labile.

La causa di un innesco troppo stabile può essere dovuta anche ad una tensione anodica troppo elevata con un numero di spire della bobina di reazione troppo piccolo. Il fenomeno dello scostamento del punto nel quale s'innescano le oscillazioni da quello in cui esse cessano (innesco stabile) si può evitare con un accoppiamento più lasco cioè con una distanza maggiore fra gli avvolgimenti.

Anche l'innesco ululante può essere dovuto ad un accoppiamento troppo stretto. Però l'ululato può pure essere causato da bobine nel circuito anodico; in questo caso può essere utile una resistenza in parallelo di circa 500 k $\Omega$  che attenua la curva di risonanza. Con ciò è finita l'esposizione dei fenomeni e dei difetti che possono presentarsi nella reazione. Si deve fra l'altro ottenere che l'innesco avvenga con regolarità in tutta la scala.

Trattando i ricevitori a batteria abbiamo già parlato dello stadio di amplificazione in AF sintonizzato e dei circuiti usati per l'accoppiamento con l'audion.

Ai ricevitori con o senza stadio in alta frequenza si possono apportare volendo i seguenti miglioramenti. Nella ricezione telegrafica con audion a reazione oscillante il suo circuito accordato è spostato rispetto alla frequenza della stazione trasmittente di modo che si ha una certa perdita di volume, oltre a ciò nel caso di arrivo di segnali molto forti viene impedita la mescolazione perchè l'audion viene « trascinato » o nei casi estremi anche « bloccato ». Nelle gamme telegrafiche molto occupate è inoltre desiderabile accordare anche l'amplificatore in bassa frequenza (la cosiddetta selezione del tono) e ciò si può fare in modo molto semplice inserendo nel circuito di placca al posto di una bobina ad alta impedenza un circuito accordato su una frequenza fonica (per es. su 1000 Hz). Poichè non è consigliabile l'inserzione



di questo circuito accordato nel circuito anodico nell'audion oscillante, perchè i segnali più forti acquistano un caratteristica di trillo, si deve adottare uno stadio a bassa frequenza separato. Si può però utilizzare la valvola aggiunta come mescolatore ausiliario. L'audion viene reazionato fino a poco prima dell'innesco (come nella ricezione telefonica), ha quindi la massima sensibilità, e la ricezione dei segnali si ottiene con una frequenza ausiliaria mescolata all'audion e generata in un convertitore. In questo modo il volume è solo di poco inferiore a quello della ricezione diretta con audion oscillante, però il livello dei disturbi diventa molto minore, in modo che nella ricezione si raggiunge un notevole vantaggio perchè i segnali sono avvertiti dall'orecchio più esenti da disturbi e perciò sembrano anche più forti.

Inoltre si può inserire nel circuito anodico dell'audion non più oscillante un filtro fonico e risparmiare quindi la valvola per il suo accoppiamento.

Infine si possono con questo sistema mescolare bene anche dei segnali molto forti, almeno fino a che il mescolatore è ben costruito e la sua taratura rimane invariata nel tempo in modo da rendere superfluo un ondometro separato. Per evitare degli effetti di reazione all'indietro si collega il mescolatore con un circuito ad accoppiamento elettronico e si preleva la tensione di mescolazione dal suo circuito anodico e il suo circuito (con  $L$ ) oscilla su una frequenza pari alla metà di quella ricevuta. Se per esempio il ricevitore è accordato su 7 MHz il mescolatore oscilla su 3,5 MHz e così via.

Si deve schermare con cura tutto il mescolatore in modo che l'accoppiamento con l'audion avvenga esclusivamente attraverso la sua griglia schermo. Per un giusto dosaggio della tensione di mescolazione si è prevista una regolazione con un potenziometro da 50 k $\Omega$ , questa tensione può inoltre essere variata entro larghi limiti con la resistenza in serie al circuito anodico (50 - 200 k $\Omega$ ). È importante eseguire la giusta regolazione ad orecchio a seconda dell'intensità

del segnale ricevuto. Il filtro fonico con la bobina *TD* è provvisto di alcuni condensatori commutabili per avere diverse altezze di tono, inoltre con il regolatore da  $1\text{ M}\Omega$  si può introdurre una attenuazione e rendere possibile anche la ricezione telefonica. Chi non desidera avere un filtro fonico può usare un accoppiamento a resistenza o a induttanza. Dell'audion della fig. 46 sono state disegnate solo quelle parti che si scostano dai normali circuiti.

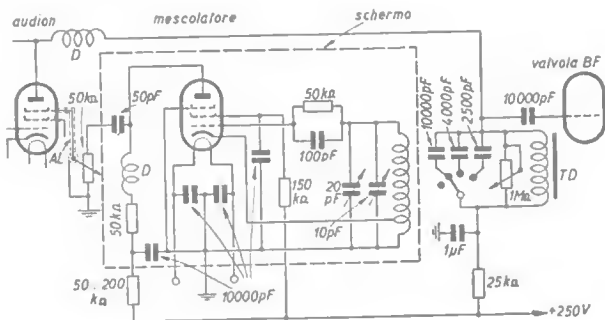


Fig. 46 - Circuito con convertitore separato e regolazione del tono di ricezione.

In tutti i ricevitori ed in particolar modo in quelli a cuffia un disturbo molto fastidioso è quello provocato dai sistemi di accensione degli automezzi che passano nelle vicinanze, infatti esso raggiunge una intensità superiore a quella di una normale ricezione, può coprire anche le ricezioni più forti ed arriva persino a far dolere l'orecchio. Questo disturbo è fastidioso soprattutto per il fatto che nonostante la sua breve durata ha anche un'azione che si protrae nel tempo. Fortunatamente è possibile con dei semplici mezzi limitare l'intensità di questi disturbi e portarla ad un livello tale che non sia quasi più udibile o per lo meno che non disturbi più.

Accanto a dei sistemi più complicati, dei quali non parliamo perchè sono troppo costosi, si può ottenere un buon effetto disponendo il circuito della valvola amplificatrice di BF come quello della fig. 47; in esso la tensione della griglia schermo (nel caso di un triodo la tensione anodica) viene resa variabile con un potenziometro. Con una tensione di griglia schermo relativamente bassa si può limitare il valore massimo del volume ad un livello che non dia più fastidio all'orecchio. Un circuito ancora più semplice da comprendere è quello della fig. 48; in esso sono stati aggiunti

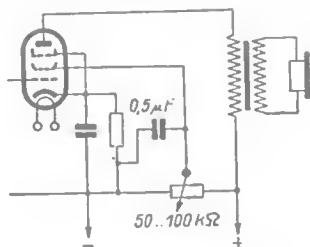


Fig. 47 - Limitatore di disturbi.

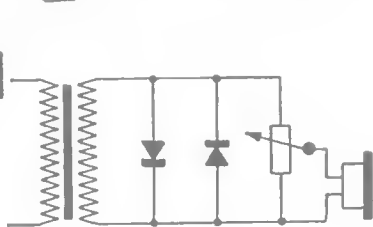


Fig. 48 - Un'altro limitatore di disturbi.

solo due raddrizzatori collegati in senso inverso. Si possono impiegare convenientemente dei sirutori che possono eventualmente essere inseriti in un piccolo innesto che viene collegato fra il ricevitore e la cuffia, a meno che non siano già montati nella cuffia stessa.

Facciamo notare ancora che nei ricevitori telegrafici, con possibilità di variazione del tono, dei brevi disturbi ad impulso possono riuscire fastidiosi se arrivano al circuito accordato in BF e poi si smorzano lentamente in esso in modo da coprire o cancellare i segnali telegrafici. L'unico sistema di eliminare questo inconveniente è quello di costruire l'amplificatore in modo da captare questi disturbi prima che arrivino al circuito accordato.

## 5. Supereterodina in onde corte

Abbiamo già ricordato che nei ricevitori a reazione non c'è la convenienza a impiegare un numero elevato di valvole. Se si ha per esempio un ricevitore con due stadi in AF, un audion, un mescolatore, uno stadio in BF si può dire con sicurezza che si otterrebbero dei risultati molto più soddisfacenti utilizzando quelle cinque valvole in un ricevitore supereterodina. Il suo principio di funzionamento dovrebbe essere noto: l'onda in arrivo viene mescolata con un'altra generata nel ricevitore stesso e da questa sovrapposizione si ottiene nella valvola convertitrice una onda più lunga che viene amplificata in un amplificatore sintonizzato e poi viene demodulata e mandata all'amplificatore in BF. Prima della valvola mescolatrice si trova spesso uno stadio in AF che serve per aumentare la sensibilità e soprattutto la selettività. Non possiamo in questo libretto approfondire tutte le questioni particolari della supereterodina. Questi ricevitori sono sempre stati un dominio riservato di chi si è reso familiare con il loro funzionamento cioè del dilettante esperto. Chi vuole conoscere completamente e a fondo la supereterodina deve rivolgersi alla letteratura specializzata.

Sulla via del continuo progresso della ricezione si possono compiere dei passi in avanti anche con la supereterodina, occorre però conoscere chiaramente in precedenza cosa si può o non si può richiedere ad una piccola supereterodina. Un semplice audion costruito con valvole speciali e con uno o due stadi in BF ha, come abbiamo già visto, una elevata sensibilità anche nel campo delle onde più corte a causa della resistenza di risonanza molto elevata per la buona disattenuazione, tuttavia all'aumentare della frequenza la sua

selettività diventa sempre più bassa. Si può dire in generale che la selettività di un circuito è quella proprietà per la quale conviene ricevere sulla sua frequenza di risonanza piuttosto che su un'altra. La selettività di un circuito dipende dalla sua qualità o dalla sua attenuazione; una misura della selettività è data dalla larghezza di banda. Quest'ultima si può calcolare dalla frequenza di risonanza e dalla qualità o dall'attenuazione del circuito. Quanto più alta è la qualità tanto più piccola è la larghezza di banda e viceversa. I circuiti per onde corte hanno una qualità minore di quelli per onde lunghe dovuta al fatto che all'aumentare della frequenza peggiora sempre più il rapporto  $L/C$ , al fatto che alle alte frequenze le perdite nel circuito stesso e nello zoccolo delle valvole sono elevate e al fatto che la resistenza di ingresso delle valvole diventa più bassa a causa del tempo di transito; quindi i circuiti per onde corte hanno una grande larghezza di banda ed una bassa selettività. Questo fatto è più sfavorevole ancora di quello che si ha nel campo delle onde medie e lunghe dove è prescritta una certa distanza fra i vari trasmettitori, perchè nel campo delle onde corte i trasmettitori sono strettamente affiancati uno all'altro. Il principio della supereterodina è quindi utile perchè offre la possibilità di convertire la frequenza ricevuta in una media frequenza più bassa per la quale si possono adottare dei circuiti con una alta qualità e perciò con una stretta larghezza di banda e un'alta selettività. Poichè la qualità di due circuiti successivi ma non influenzabili a vicenda (cioè separati da una valvola a griglia schermo) è uguale al prodotto delle due qualità si ha la possibilità, aumentando il numero di circuiti, di aumentare la selettività fino al valore desiderato, selettività che rimane sempre la stessa indipendentemente dalla frequenza d'entrata. Oltre a ciò nell'amplificatore a media frequenza si ha anche la possibilità di accoppiare i circuiti a due a due (filtri di media frequenza). Però si possono ottenere delle alte qualità

anche disattenuando un circuito MF con una controreazione positiva e raggiungere in questo modo delle alte selettività. Per la « selettività limitata » è necessario solo un circuito con una qualità molto elevata, che si può ottenere facilmente con una controreazione positiva. È proprio qui che sta il vantaggio della supereterodina rispetto all'audion. Inoltre occorre distinguere fra « selettività limitata » e « selettività allargata ». Per « selettività limitata » si intende la separazione di segnali vicini come frequenza che, come abbiamo appena detto, si può ottenere o con i filtri di media frequenza o con un circuito di qualità elevatissima, invece la « selettività allargata » è influenzata soprattutto dalla qualità del circuito di entrata, quindi prima della formazione della media frequenza, anche se poi i circuiti in MF possono migliorare la selettività allargata.

Mescolando due frequenze e precisamente la frequenza di entrata  $f_e$  e la frequenza dell'oscillatore  $f_o$  si ottiene una nuova frequenza  $f_m$ , cioè la media frequenza che può essere ricavata in due modi diversi: facendo oscillare l'oscillatore locale ad una frequenza che è superiore o inferiore alla frequenza entrante di un tratto pari alla media frequenza.

Se la frequenza in entrata vale 1000 kHz e quella dell'oscillatore 1500 kHz si ha come differenza 500 kHz; si ha però la stessa differenza anche se l'oscillatore vibra ad una frequenza più bassa di quella di entrata cioè a 500 kHz. In ambedue i casi si ha una differenza di frequenza di 500 kHz. Però le condizioni di funzionamento dell'eterodina sono tali che sono fissate la frequenza dell'oscillatore e la media frequenza e può darsi quindi che due diverse frequenze di entrata diano la stessa media frequenza.

Per mantenere i numeri dell'esempio precedente: con una frequenza dell'oscillatore di 1500 kHz la media frequenza di 500 kHz può essere originata sia da una frequenza inferiore di 1000 kHz sia da una superiore di 2000 kHz. Se il circuito accordato è sintonizzato su 1000 kHz

la frequenza di 2000 kHz è la cosiddetta frequenza speculare che deve essere soppressa dal circuito di entrata affinché non disturbi la ricezione.

Naturalmente il circuito risonante accordato su 1000 kHz fornisce alla griglia della valvola per la frequenza di 1000 kHz una tensione molto più alta che per la frequenza speculare di 2000 kHz, ammesso però che la frequenza speculare sia abbastanza distanziata dalla frequenza di ricezione e che la qualità del circuito sia elevata ossia che la sua attenuazione sia bassa. Praticamente l'amplificazione per la frequenza speculare dovrebbe essere la centesima parte di quella per la frequenza di sintonizzazione, la selettività dovrebbe essere perciò almeno 1 : 100. Questo valore viene indicato anche come « selettività di frequenza speculare ». A prima vista si potrebbe dire che la condizione dovrebbe essere senz'altro soddisfatta nel caso di una grande distanza della frequenza speculare. Si deve però fare notare che all'aumentare della distanza della frequenza speculare si aumenta anche la media frequenza.

Tuttavia con una media frequenza elevata non si possono ottenere per i circuiti delle qualità molto alte, la larghezza di banda aumentata, si deve quindi spendere di più per l'amplificazione che non con medie frequenze più basse. Queste a loro volta hanno però lo svantaggio che le frequenze speculari sono troppo vicine a quelle di ricezione e nel caso di un circuito di entrata non molto buono non si possono sufficientemente attenuare, in modo che si deve aumentare la selettività allargata aggiungendo per lo meno un'altro circuito di entrata. Questo sistema richiede però la spesa di uno stadio sintonizzato in AF prima della valvola convertitrice, esso non è quindi consigliabile per lo meno all'inizio. Restiamo quindi ad una media frequenza più elevata; in pratica ha dato dei buoni risultati il valore di 1600 kHz.

Il ricevitore O - V - 1 viene ora regolato solo su questa frequenza (bobine ad innesto per 1600 kHz pari a 187,5  $\mu$ i) e può poi essere usato come amplificatore di media e di bassa frequenza. Ora manca solo lo stadio di conversione che può essere costruito con le valvole convertitrici (triodi - esodi) usate anche nei ricevitori radiofonici che danno una mescolazione per moltiplicazione o una valvola oscillatrice ed un pentodo ad AF separati con una mescolazione additiva.

Le valvole convertitrici con mescolazione per prodotto hanno a causa della suddivisione della corrente una resistenza di rumore molto elevata ed inoltre c'è lo svantaggio

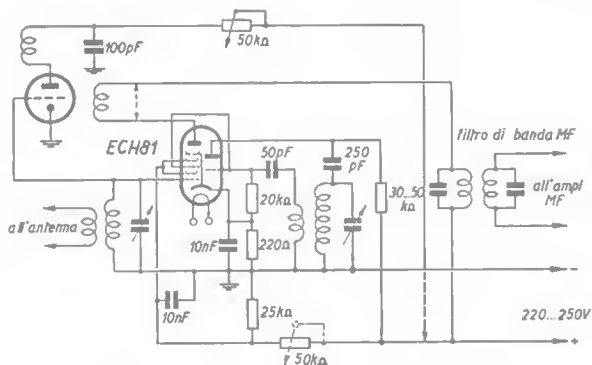


Fig. 49 - Disattenuazione del circuito di entrata di una valvola convertitrice con una valvola di disattenuazione separata.

di una bassa pendenza di conversione. Perciò le supereterodine con questo circuito hanno di solito un prestadio a basso rumore. Naturalmente ci sono delle soluzioni di compromesso e sotto questo aspetto si deve ricordare soprattutto la disattenuazione dello stadio in AF che aumenta la selettività della frequenza speculare e il rapporto se-



gnale disturbo. Tuttavia il rumore totale viene aumentato dall'aumentata resistenza di rumore. Si è dimostrata più conveniente, a parte la spesa per una valvola in più, la disattenuazione con una valvola separata. La fig. 49 mostra il circuito relativo.

Utilizzando come valvola mescolatrice un pentodo per AF a grande pendenza (EF 14, EF 42, EF 80) e come oscillatore una valvola separata si possono ottenere con la mescolazione additiva delle pendenze di conversione più elevate e delle resistenze di rumore molto più piccole. Si deve fra l'altro fare attenzione che la tensione fornita dall'oscillatore resti costante, perchè la pendenza di conversione si abbassa quando la tensione dell'oscillatore si allontana dal valore ottimo. In questo circuito di conversione si usa fra l'altro un'alta media frequenza (1600 kHz) ed un comando a manopola unica per evitare la doppia manovra del circuito di entrata e dell'oscillatore.

Nel circuito della fig. 50 la EF 80 riceve una polarizza-

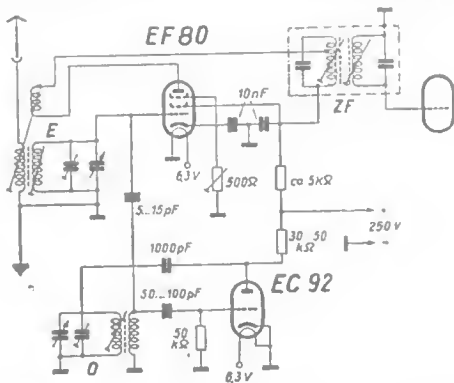


Fig. 50 - Circuito di mescolazione additiva con pentodo AF ad alta pendenza, con valvola mescolatrice e con valvola oscillatrice separata.

zione di griglia di 7-8 V attraverso una resistenza catodica (le tensioni di placca e di griglia schermo valgono circa 200 V e la griglia di soppressione è collegata al catodo). La reazione viene affidata ad una piccola bobina nel circuito di entrata *E*, l'accoppiamento non deve essere molto stretto in modo da non fare oscillare la EF 80. L'accoppiamento con il primo circuito a MF viene derivato a una presa intermedia perchè altrimenti la resistenza interna della valvola aumenterebbe troppo l'attenuazione. Come oscillatrice si è usata una EC 90 con il solito circuito di controreazione. L'accoppiamento avviene attraverso un piccolo condensatore collegato alla griglia della EF 80. La tensione alternata dell'oscillatore che arriva in questo modo alla valvola EF 80 deve avere un valore efficace di 8 - 9 V in modo da garantire la massima pendenza di conversione (1,7 - 2,2 mA/V). Questa tensione deve variare il meno possibile, appare quindi conveniente avere delle gamme il più strette possibile (gamme per dilettanti). Ciò è conveniente anche per il fatto che la controreazione della EF 80 può rimanere fissa. Dopo la valvola convertitrice con circuito di entrata disattenuato si trova lo O - V - 1 come audion a MF e stadio a BF. L'accoppiamento più semplice sarebbe quello di un circuito di blocco. È però più conveniente filtrare la MF con un filtro nel circuito di placca della valvola convertitrice e di mandarla all'audion con un accoppiamento capacitivo o induttivo quando lo O - V - 1 viene usato come audion a MF. Nelle nuove costruzioni si raccomanda invece di prevedere un filtro di banda con avvolgimento di controreazione che non viene schermato perchè con l'accoppiamento critico si deve tendere ad una alta qualità del circuito per avere il valore desiderato della larghezza di banda. I filtri di banda per le supereterodine telegrafiche vengono costruiti con un accoppiamento minore di quello critico (rinunciando alla massima amplificazione possibile) allo scopo di avere una curva di risonanza sufficientemente

appuntita. Si tende quindi anche ad elevare il più possibile la qualità dei circuiti per aumentare la pendenza dei fianchi della curva. Con delle bobine per MF con nucleo magnetico di prima qualità e con una distanza fra le bobine che corrisponde ad un accoppiamento pari ai sette decimi del critico si ottengono delle larghezze di banda dell'audion di 6 - 9 kHz per la media frequenza di 1600 kHz. È possibile restringere molto la larghezza di banda con la controreazione positiva ed in questo modo si possono raggiungere delle larghezze di poche centinaia di Hz.

Tuttavia si deve variare con la controreazione anche l'accoppiamento del filtro in modo che sia possibile sfruttare completamente il vantaggio della diminuzione di attenuazione. Se non si usa il sistema O - V - 1 nasce la questione se convenga usare come raddrizzatore di griglia un'audion a MF, o un raddrizzatore di placca o un raddrizzatore a diodo. Si deve dire subito che la famosa sensibilità dell'audion vale solo per le piccole ampiezze perchè in quel campo la caratteristica di raddrizzamento ha praticamente un andamento quadratico. Ciò significa che il rapporto di tensione fra due segnali di ampiezza diversa che arrivano contemporaneamente all'audion viene aumentato ancora a causa dell'andamento quadratico della curva. In pratica ciò corrisponde ad un aumento della selettività. Se l'audion viene comandato con delle tensioni superiori in modo da utilizzare la parte rettilinea della caratteristica si perde questo aumento della selettività. Ciò significa che con l'audion si dovrebbero trattare solo delle piccole tensioni. Il raddrizzatore di placca (si suppone noto il circuito) è in grado di raddrizzare senza distorsioni delle tensioni più elevate e si trova quindi a metà strada fra l'audion e il raddrizzatore a diodo che diventa necessario con i forti segnali che si ottengono nel caso di più stadi in MF (fig. 51). Nel campo delle piccole tensioni come quelle che si hanno dopo la valvola convertitrice va quindi bene l'audion a MF perchè non

c'è, il pericolo che esso possa essere « bloccato ». Il passo successivo sulla via di un miglioramento della ricezione è costituito dall'impiego di un convertitore in MF separato

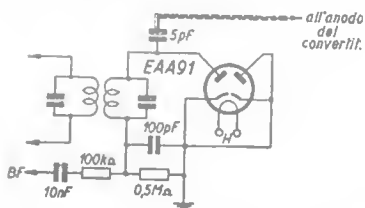


Fig. 51 - Raddrizzatore della MF con doppio diodo.

che nel caso dell'audion a MF aveva potuto esser finora risparmiato allentando l'accoppiamento della reazione fino all'innescò. Con un convertitore di MF separato si può

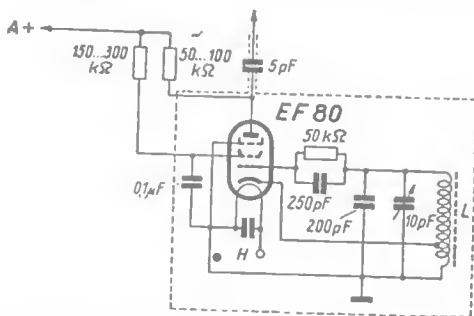


Fig. 52 - Convertitore di MF separato.

ottenere un'altro importante vantaggio delle supereterodine, e precisamente la cosiddetta « ricezione ad un solo segnale ». Premessa necessaria è che il segnale ricevuto sia

esattamente sintonizzato sulla punta della curva di risonanza totale e che il convertitore oscilla ad una frequenza spostata di 1000 Hz in modo che si senta da una parte il tono di battimento con un volume elevato e dall'altra con un volume più ridotto. Non è possibile ottenere ciò con il solo audion a MF in modo che si perde la possibilità di attenuare in modo sufficiente delle stazioni disturbanti. Anche con una media frequenza di 1600 kHz si può con una giusta scelta dell'accoppiamento e della reazione, che viene regolata fino a poco prima dell'innescò, ottenere una differenza di circa tre gradini  $R$  fra una parte e l'altra. Il passo successivo per il miglioramento della ricezione si compie abbandonando l'audion a MF e adottando un amplificatore a MF che però per il raddrizzamento ha bisogno di un doppio diodo.

Si possono usare allo scopo delle valvole doppie, pentodo - doppio diodo (E B F 80).

Si possono riunire nella stessa valvola anche i sistemi per il convertitore separato e per lo stadio BF (fig. 53). Poichè per la ricezione in cuffia occorre come si sa una bassa

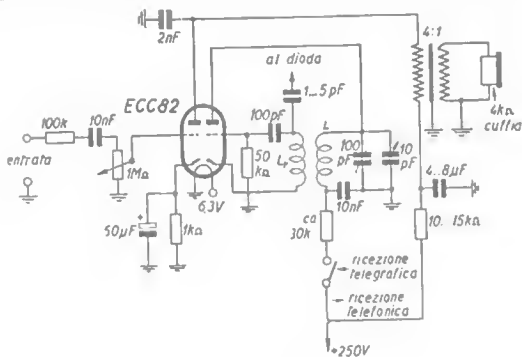


Fig 53 - Convertitore di MF e stadio BF con doppio triodo.

amplificazione in BF si è dimostrata sufficiente l'amplificazione con un solo triodo. E poichè anche per il convertitore a MF basta con una costruzione accurata un triodo, si è potuto usare per i due scopi un doppio triodo. In entrata si trova una resistenza di blocco per l'AF di  $100\text{ k}\Omega$  ed un condensatore, dopo si trova la resistenza di fuga di griglia di  $0,5\text{ M}\Omega$  che serve anche come regolatore di volume in modo che l'accoppiamento può essere fatto direttamente sulla resistenza di earico del diodo utilizzato per la demodulazione. La seconda parte della valvola lavora come mescolatore disinseribile, la tensione che va mandata al diodo viene derivata sulla griglia affinché le variazioni di capacità possano avere sul circuito oscillante (che è tarato sulla media frequenza adottata e che ha un grosso condensatore in parallelo ad un piccolo condensatore di compensazione) un effetto ridotto nel rapporto di trasformazione del trasformatore  $L_1, L_2$ . Concludendo se si vuole costruire di sana pianta una piccola supereterodina per OC si ottiene uno schema a blocchi come quello della fig. 54a. Se si vogliono aggirare

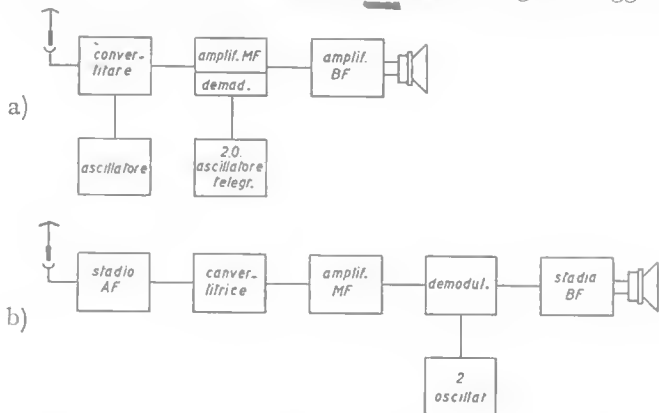


Fig. 54a-b - Schema a blocchi di una piccola supereterodina.

le difficoltà della mescolazione additiva e se si adotta uno stadio in alta frequenza si ottiene lo schema della fig. 54b. In quest'ultimo caso se si impiegano due circuiti di entrata accordati è possibile usare una media frequenza di 470 kHz pur assicurando una buona selettività per la frequenza speculare.

Nel caso di qualità del circuito relativamente basse usare l'accoppiamento critico e nel caso di qualità più elevate usare un accoppiamento superiore al critico, che però deve essere non troppo stretto. Nel caso dei filtri di banda schermati sono necessarie delle scatole di filtro abbastanza grandi in modo che con un accoppiamento pari a circa 0,7 del critico si ottenga una larghezza di banda di 2-3 kHz. Naturalmente manca allora la disattenuazione.

I risultati che si possono ottenere sono pressapoco equivalenti, fino a che naturalmente ci si preoccupa che la frequenza speculare non abbia un rapporto di entrata superiore a quello della frequenza di ricezione, perchè altrimenti il miglioramento della selettività di frequenza speculare ottenuto con il circuito di entrata va perduto in una proporzione più o meno grande. Per quanto riguarda il rumore proprio il sistema con lo stadio in AF è un pó più vantaggioso; per quanto riguarda la reazione della media frequenza facciamo notare che il sistema più semplice è quello di aumentare la capacità griglia-placca della valvola MF con un piccolo condensatore in parallelo. Inoltre segnaliamo che non è molto elegante variare la reazione agendo sulla tensione della griglia schermo e quindi sull'amplificazione, è molto più conveniente rendere variabile la capacità di reazione in modo che resti la possibilità di variare per conto proprio l'amplificazione della valvola MF ed eventualmente anche quella della valvola convertitrice e della valvola di entrata. Con una disposizione ben studiata si può regolare con la stessa manopola anche l'accoppiamento del filtro di banda

Se ora si confrontano i risultati ottenibili con una piccola supereterodina qui appena accennati con quelli di un ricevitore a reazione di costruzione qualsiasi si ottiene il quadro seguente: la sensibilità utile è praticamente la stessa per i due ricevitori (infatti accanto al livello proprio di rumore interno è sempre presente un « rumore esterno » di solito più elevato). La selettività della supereterodina è senz'altro superiore a quella di qualsiasi ricevitore a reazione perchè almeno un circuito di entrata e almeno tre circuiti di media frequenza (ricordare che questi ultimi sono su frequenze più basse) della supereterodina offrono soprattutto per i disturbi molto lontani dal segnale una sicurezza maggiore di quella di un sol circuito fortemente disattenuato del ricevitore a reazione anche se a questo si aggiungano uno o due circuiti disattenuati (sintonizzati però sulla frequenza di entrata). Però la supereterodina è in vantaggio anche per quanto riguarda la separazione dei segnali molto vicini, infatti nel ricevitore a reazione non c'è la possibilità della ricezione ad un solo segnale.

Una supereterodina a quattro valvole si può montare con una valvola in AF (per es. EF 85), una valvola mescolatrice (per es. ECH 81), oppure un pentodo ad alta pendenza (per es. EF 80) con oscillatore separato (EC 92), valvola di MF comprendente il diodo demodulatore (per es. E BF 80) e il doppio triodo già ricordato (ECC 88). Essa pur avendo un consumo di valvole e di materiale superiore al ricevitore a reazione ha delle caratteristiche di funzionamento nettamente migliori.

La fig. 55 mostra lo schema completo di una supereterodina per ricezione telefonica. Prima della valvola mescolatrice combinata con l'oscillatore si trova uno stadio in AF; lo stadio in media frequenza è seguito da un doppio diodo-pentodo, il doppio diodo serve per la demodulazione e il pentodo per la prima amplificazione in bassa frequenza, infine si trova la valvola finale.



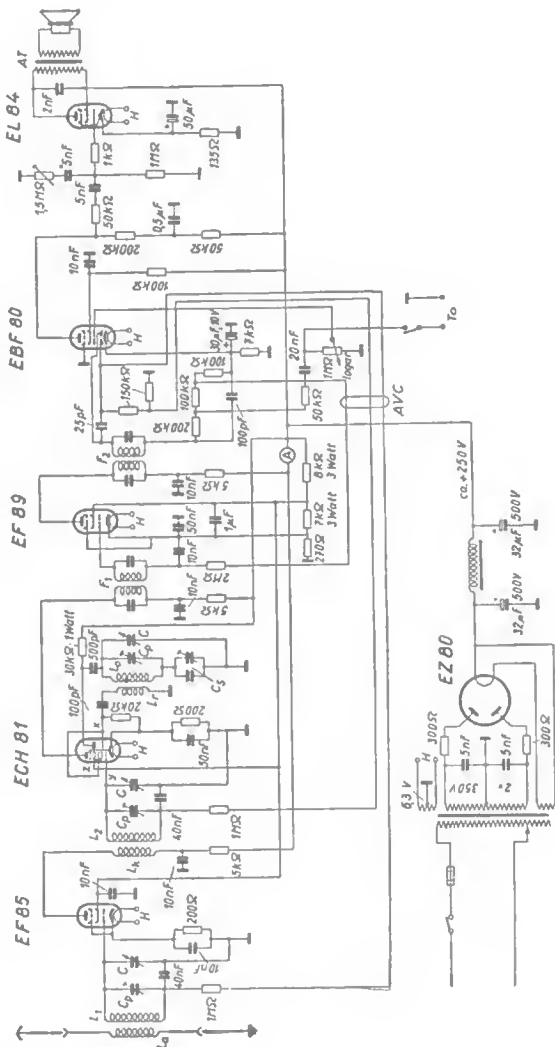


Fig. 55 - Supereterodina a 5 valvole per ricezione telefonica con regolazione automatica del volume.

Poichè il ricevitore è costruito per la sola ricezione telefonica manca il convertitore di media frequenza. È prevista la regolazione automatica del volume: essa agisce sulla valvola di media frequenza senza ritardo, invece la valvola di entrata e quella convertitrice vengono comandate con un ritardo corrispondente alla polarizzazione del diodo; inoltre alla valvola mescolatrice viene portata solo metà della tensione di regolazione. Il divisore di tensione per le griglie schermo delle prime due valvole è comune perchè esse hanno la stessa tensione di circa 90 V. Nel circuito anodico di tutte le valvole (esclusa la finale) si sono inseriti dei circuiti di disaccoppiamento per evitare dei disturbi reciproci.

Nei circuiti anodici della prima e della terza valvola si è inserito un indicatore di sintonia (A). Si può usare al suo posto anche un misuratore di segnale come quello della fig. 56. La presa del fono (T'a) può essere collegata al regolatore di volume attraverso un interruttore.

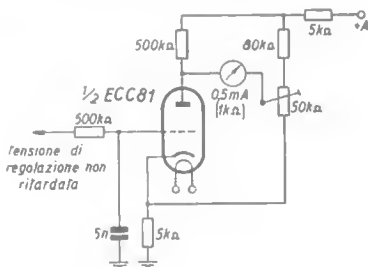


Fig. 56 - Misuratore dell'intensità del segnale.

Se questo ricevitore deve essere usato anche per la ricezione telegrafica si deve accoppiare un convertitore alla linea superiore del diodo, inoltre si devono interrompere e collegare allo chassis i tre fili indicati con AVC, con ciò non

si ha più la regolazione automatica del volume, altrimenti l'intensità si abbassa perchè la tensione del convertitore agendo sul diodo provoca una tensione di regolazione troppo forte. Nei ricevitori che sono costruiti per la ricezione telefonica e telegrafica si prevede un commutatore triplo che assolve questo scopo. L'alimentatore è del tipo normale ed è ben protetto contro il rumore di alternata.

Per la ricezione telegrafica si potrebbe usare anche la estremamente stretta curva di risonanza di un quarzo piezoelettrico accordato sulla media frequenza, in modo da aumentare al massimo la selettività. Dobbiamo purtroppo rinunciare a spiegare lo schema e il principio di funzionamento perchè i quarzi necessari allo scopo sono così costosi che solo pochi possono procurarseli.

Nella supereterodina non è così facile realizzare la sintonizzazione con una sola manopola come nei ricevitori a reazione, perchè l'oscillatore deve essere sempre esattamente accordato su una frequenza superiore o inferiore alla frequenza ricevuta di una quantità pari alla media frequenza. Se si vuole coprire un campo da 6900 a 7400 kHz e se la media frequenza è di 1600 kHz l'oscillatore deve potere variare in un campo da 5300 a 5800 kHz oppure in uno di 8500 a 9000 kHz. Mentre che per le frequenze ricevute si ha un rapporto di frequenze di 1 : 1,07, il rapporto delle frequenze dell'oscillatore deve essere nei due casi di 1 : 1,095 oppure di 1 : 1,059, essi sono quindi due rapporti diversi dal primo, non si possono quindi ottenere con lo stesso condensatore. Per aggirare questa difficoltà si procede nel modo seguente: con il condensatore di banda (20 pF) inserito per  $\frac{2}{3}$  e con il condensatore di campo fisso (100 pF) si regolano le induttanze delle bobine dei circuiti di entrata e dell'oscillatore in modo da avere esattamente la media frequenza. Con ciò non si ottiene una sintonizzazione a manopola unica perfetta, tuttavia se le bande sono strette l'errore rimane piccolo e si può diminuire ancora alle estremità della banda

tarando successivamente il condensatore di campo da 100 pF nel circuito di ricezione, (non in quello dell'oscillatore). La taratura delle bobine con nucleo magnetico è molto facile e di solito il campo di regolazione è molto grande.

Se si vuole ottenere un sincronismo preciso, il che è necessario soprattutto con un ricevitore come quello della fig. 55 in modo da non avere troppe manopole da manovrare, oltre a compensare le induttanza ( $L_e$  del circuito di entrata e  $L_o$  dell'oscillatore) a metà circa della scala si deve compensare anche l'errore all'inizio del campo agendo su delle capacità in parallelo ( $C_{pe}$  per il circuito di entrata e  $C_{po}$  per l'oscillatore) e alla fine del campo (con condensatori tutti inseriti) diminuendo il campo di variazione del condensatore dell'oscillatore. In questo modo si ottiene il sincronismo perfetto in tre punti della scala e l'errore per le frequenze intermedie diventa abbastanza piccolo. La diminuzione del campo di variazione del condensatore del circuito dell'oscillatore si ottiene collegando in serie un condensatore  $C_s$ ; esso era stato disegnato anche nella fig. 55 ma non si era spiegato a cosa serviva. Per i condensatori di compensazione in parallelo si usano i cosiddetti trimmer, per quelli in serie si usa un condensatore ceramico in parallelo con un trimmer per rendere più comoda la regolazione.

La tabella seguente dà dei valori per la fig. 57 che però sono adottabili anche per la fig. 55.

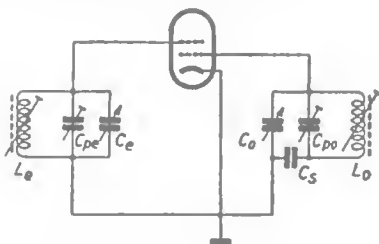


Fig. 57 - Schema di principio per sintonizzazione con una sola manopola: frequenza dell'oscillatore = frequenza di entrata + media frequenza.

Bobina N°	Campo MHz	Numero di spire e filo		$C_s$ pF
		$L_o$	$L_e$	
1	1,7 — 4	53 0,3 mm SS	47 0,3 mm SS	1290
2	3,7 — 7,5	28 0,25 mm SS	26 0,25 mm SS	2180
3	7 — 15	1 mm nudo 14	13 1 mm nudo	4445
4	14 — 30	5 — 6 1 mm nudo	5 1 mm nudo	corto- circuitato

Bobina avvolta sul corpo di bobina F 256 (Görler)

$C_{po}$  e  $C_{p0}$  = 30 — 35 pF

$C_e$  e  $C_o$  = 135 pF max

Frequenza dell'oscillatore superiore alla frequenza di entrata

Media frequenza = 450 — 465 kHz

Un altro circuito che è particolarmente adatto per i ricevitori a bande è mostrato nella fig. 58; esso adotta dei

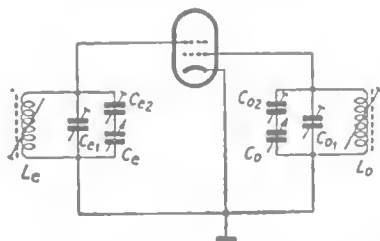


Fig. 58 - Schema di principio per sintonizzazione con una sola monopola.

condensatori di sintonizzazione di valore diverso. La capacità minima dei due circuiti viene compensata con dei condensatori in parallelo ( $C_{e1}$  e  $C_{o1}$ ), inoltre per la regolazione del campo di variazione necessario per coprire la banda di frequenza si usano ancora dei condensatori in serie ( $C_{e2}$  e  $C_{o2}$ ). La compensazione delle induttanze avviene nella posizione intermedia dei condensatori di sintonizzazione ( $L_e$  e

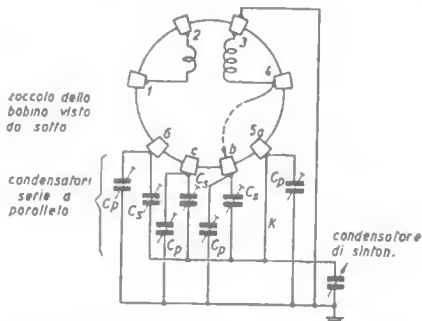


Fig. 59 - Commutazione dei condensatori serie e parallelo montati fissi sul ricevitore ottenuta per mezzo dello zoccolo delle bobine ricambiabili.

$L_o$ ). Il circuito è utilizzabile con l'oscillatore che vibra ad una frequenza sia inferiore che superiore a quella in entrata. È però più conveniente scegliere la frequenza dell'oscillatore più bassa perchè con dei condensatori più grossi nel circuito dell'oscillatore si ottiene una maggiore costanza della frequenza il che ha la massima importanza nella ricezione telegrafica ad alta selettività. Con dei valori di capacità elevati le variazioni della tensione anodica hanno una minore influenza. Nella tabella che segue sono stati raccolti i dati anche per questo circuito. Essi valgono per le quattro più comuni bande per dilettanti. Fino a 70 pF si possono

usare solo trimmer, oltre i 70 pF si usa invece un condensatore ceramico in parallelo con un trimmer. I vari condensatori di compensazione sono montati in modo stabile nei ricevitori. La loro commutazione si può fare in modo molto conveniente utilizzando i contatti liberi dello zoccolo della bobina (fig. 59). Il collegamento disegnato tratteggiato va portato a seconda della banda ai contatti 5a, b, c, 6; fra i punti 1 e 2 va inserita la bobina di accoppiamento o di reazione e fra i punti 3 e 4 la bobina di sintonizzazione

Bobina N°	Campo kHz	Numero di spire		$C_{e1}$	$C_{e2}$	$C_{o1}$	$C_{o2}$
		$L_e$	$L_o$				
1	3450 — 3650	23 — 24	31 — 32	153	c.c.	270	c.c.
2	6950 — 7350	18 — 19	12	63	13,5	234	72
3	13900 — 14500	10 — 11	6	50	4,5	121	26,7
4	28000 — 30000	4 — 5	$2\frac{1}{3}$ — $2\frac{2}{3}$	48	7,7	78	14

Condensatore variabile per il circuito di entrata ( $C_e$ ) =  
= 30 pF max, 10 pF min

Condensatore variabile per il circuito dell'oscillatore  
( $C_o$ ) = 100 pF max, 25 pF min

c. c. significa in corto circuito

Media frequenza = 1600 kHz

## 6. Il funzionamento pratico dei ricevitori in onde corte

Una volta costruito un ricevitore per onde corte rimane aperta la questione sul modo più conveniente di regolarlo, di cercare le varie bande e su cosa si può sentire.

Parlando dei ricevitori più complicati abbiamo fatto un accenno sul modo di regolarli. Qui di seguito riassumeremo invece per i principianti delle norme per la manovra dei ricevitori più semplici. Per gli apparecchi che non hanno un circuito di entrata indipendente dall'antenna, che presentano cioè un semplice accoppiamento capacitivo o induttivo si deve ricordare che la sintonizzazione varia al variare dell'accoppiamento dell'antenna e al variare dell'antenna. Ne consegue che in questi ricevitori si deve regolare ogni volta l'accoppiamento dell'antenna al valore ottimo, perchè, come si è ricordato più indietro, l'antenna può assorbire maggiore energia quando è accordata sull'onda propria o su una sua armonica.

È importante anche la questione di come si può fare a ritrovarsi nel campo delle onde corte che abbraccia un campo di frequenza molto più vasto di quello della radiofonia normale. Ci sono possibilità diverse. Il sistema di tarare le gamme basandosi su diversi trasmettitori non è molto comodo, inoltre il numero dei trasmettitori che si possono ricevere così bene da rendere sicura la loro identificazione è limitato ed infine ci sono delle gamme in cui è difficile trovare dei trasmettitori telefonici. Quindi chi non comprende l'alfabeto Morse dei trasmettitori telegrafici in modo da potere ricavare la loro frequenza da un qualche elenco e dal segnale di chiamata deve ricorrere ad altri sistemi



Una valvola molto reazionata oscilla e irradia una frequenza il cui valore è determinato soprattutto dal circuito accordato. Anche in questo caso si hanno come nell'antenna delle armoniche superiori. Se per esempio una valvola oscilla a 600 kHz essa emette anche delle vibrazioni a 1200, 1800, 2400 kHz ecc. Il valore delle armoniche superiori si ottiene moltiplicando la frequenza fondamentale (in questo caso 600 kHz) per i numeri interi. La decima armonica sarebbe per esempio 6000 kHz. È molto adatto allo scopo un circuito ad accoppiamento elettronico come quello del mescolatore della fig. 52.

Al posto delle parti per onde corte indicate nella figura si deve mettere un condensatore variabile da 500 pF, una bobina adatta formata con 68 spire di filo Litz per AF da  $20 \times 0,05$  mm avvolto su un nucleo di sirufer con una presa a circa 15 spire ed una bobina di blocco per AF di circa 35 mH (per es. la Görler F 21).

Ora si accorda questo oscillatore ausiliario su un trasmettitore radiofonico la cui frequenza sia esattamente nota e poi con il ricevitore in onde corte si cercano una dopo l'altra le armoniche. A questo scopo si devono preparare alcune bobine provvisorie per arrivare fino al campo della radiofonia normale, per esempio le serie 600, 1200, 1800, 2400, 3000 kHz. Appena si arriva nel campo delle onde corte (circa a 3000 kHz) si determina esattamente in quale punto della scala e con quale bobina si sente l'armonica corrispondente e si segue il valore. Quanto più alta è la frequenza tanto più vicine sono le armoniche e quindi occorre usare sempre maggiore attenzione perchè se si salta anche una sola armonica risulta errata tutta la taratura. Per controllo possono servire dei trasmettitori la cui frequenza sia nota, con essi si può verificare se una armonica che viene udita nelle ricerche ha proprio il numero d'ordine che le si era assegnato.

Si può in questo modo tarare punto per punto il ricevitore, determinare la frequenza e tracciare una scala. Rego-

lando il ricevitore su una stazione conosciuta e misurando la sua frequenza si può anche verificare se è esatta la taratura dell'audion. La lettura è tanto più precisa quanto più grande è la scala, la precisione si può aumentare con un nonio con il quale si possono leggere anche i decimi di grado. Nei ricevitori in cui si impiegano diversi condensatori variabili è necessario segnare oltre che la scala principale anche la posizione dei condensatori ausiliari per potere ritrovare poi con sicurezza una stazione individuata una volta. Negli apparecchi con stadio in alta frequenza sintonizzato basta tarare solo il circuito dell'audion (o quello dell'oscillatore nel caso della supereterodina) perchè il primo circuito non è indipendente dall'antenna. Molto spesso basta però solo potere segnare le bande radiofoniche e quelle per i dilettanti.

## 7. Ondametro o frequenzimetro ad assorbimento

Un problema sempre vivo nei ricevitori è quello della costanza della taratura, essa può infatti essere influenzata anche dalla semplice sostituzione di una valvola. È quindi consigliabile costruirsi un piccolo frequenzimetro con il quale si possa misurare in ogni momento e con la precisione necessaria quale frequenza si riceve. Si è già detto parecchie volte che un circuito oscillante accoppiato con un'altro e sintonizzato sulla stessa frequenza di risonanza gli sottrae dell'energia o gli assorbe della potenza. Se si accoppia un circuito costituito da una bobina e da un condensatore (fig. 60) con il circuito di sintonizzazione di un audion per onde corte avvicinando le due bobine, quando esso è in risonanza con l'audion sottrae a questo tanta energia da bloccare l'oscillazione. Se si ruota ancora il variabile del (circuito di assorbimento) le oscillazioni si riannescano. Variando

con attenzione la distanza fra le due bobine si può ottenere che l'oscillazione non venga più bloccata, ma in compenso si ha una variazione della sintonizzazione.

Se si regola il ricevitore su una stazione in modo che il tono di fischio si senta il più basso possibile si ha con un accoppiamento lasco il seguente comportamento: ruotiamo lentamente il variabile del circuito di assorbimento, dapprima non si sente nella cuffia o nell'altoparlante alcun segnale, però quando la sintonizzazione s'avvicina a quella dell'andion si ha improvvisamente un tono la cui altezza

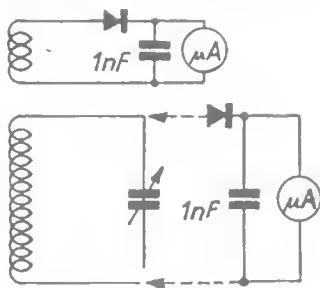


Fig. 60 - Schema di un ondometro ad assorbimento.

dapprima cresce e poi diminuisce fino a non essere più udibile, poi si ha un'aumento fino ad un tono di solito diverso che poi sparisce a sua volta. La posizione del circuito di assorbimento fra i due toni corrisponde alla condizione di risonanza.<sup>1</sup>

Ora si può regolare il ricevitore su frequenze via via diverse, determinare la frequenza con uno dei metodi già spiegati e poi portare il circuito di assorbimento in esatta risonanza con il ricevitore. A questo punto si segna la posizione sulla scala del circuito ad assorbimento e si segna la frequenza relativa, si ottiene così la sua taratura.



Il diametro delle bobine è di 35 mm e la distanza fra gli avvolgimenti 5 mm. Si deve fare attenzione che la bobina catodica abbia un senso opposto a quella di sintonizzazione; i terminali 2 e 4 sono vicini e quelli 1 e 3 si trovano alle estremità.

Poichè l'apparecchio genera delle armoniche molto forti bastano solo poche frequenze fondamentali per potere fare la misura su tutte le bande di frequenza. Per le bande per dilettanti di 80, 40 e 20 m è conveniente un oscillatore con un campo da 1745 e 1830 kHz che copre le bande suddette con le armoniche 2, 4 e 8 e che permette anche le misure sulla banda di 10 m con le armoniche 16 e 17. Per le sei più importanti bande per dilettanti occorre un campo più grande e precisamente da 1490 a 1930 kHz infatti le armoniche 4, 5, 7, 9, 10 e 12 coprono le bande di 50, 31, 25, 19, 17 e 14 m. Per delle misure molto precise si può costruire un oscillatore da 1000 kHz e uno da 100 kHz; il primo offre come orientamento un punto di taratura ogni 1000 kHz, ed il secondo una taratura più fine ogni 100 kHz. Come valvola oscillatrice si può usare il doppio triodo ECC 82 e derivare l'alta frequenza dal catodo. L'ampiezza delle singole tensioni può essere regolata agendo sulla tensione anodica in modo che si possono attenuare separatamente i due segnali.

## 8. Lo studio dell'alfabeto Morse

Chi si costruisce un ricevitore per onde corte avrà sicuramente anche il desiderio di sapere cosa significano quei segnali misteriosi che sente di tanto intanto vicino alle stazioni trasmettenti telefoniche. Tenterà quindi di imparare l'alfabeto Morse.

In Germania il club dei radioamatori tedeschi (DARP) offre ai dilettanti volenterosi la possibilità di imparare bene i segnali Morse. Però con la collaborazione di alcuni amici

si può imparare l'alfabeto telegrafico anche senza questi corsi. Il dispositivo necessario allo scopo è un semplice ron-

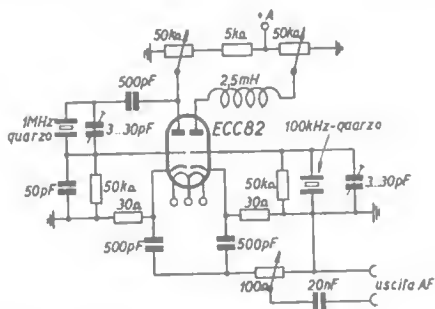


Fig. 62 - Oscillatore a quarzo per tarature.

zatore a valvola (fig. 63 e 64).  $T$  è un qualsiasi vecchio trasformatore per bassa frequenza che viene eventualmente shuntato con un condensatore da 500 pF; la polarità degli avvolgimenti va scelta in modo da far vibrare la valvola. Più semplice ancora è il circuito con una lampada glimmi

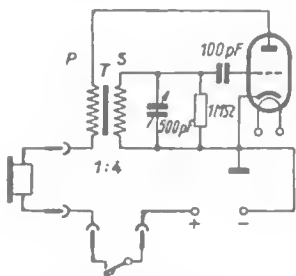


Fig. 63 - Ronzatore a valvole per esercizi con l'alfabeto Morse.

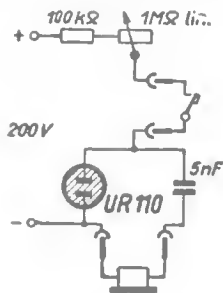


Fig. 64 - Ronzatore a lampada glimmi per esercizi con l'alfabeto Morse.

(fig. 64 1)) o un circuito come quello della fig. 65 che sfrutta il principio della reazione acustica. Si possono usare delle normali capsule microfoniche e telefoniche usate. Si dovrebbe ottenere un tono abbastanza elevato (circa 1000 Hz). Dapprima si imparano i segnali più semplici costituiti solo da punti o solo da linee, poi quelli costituiti da punti dopo

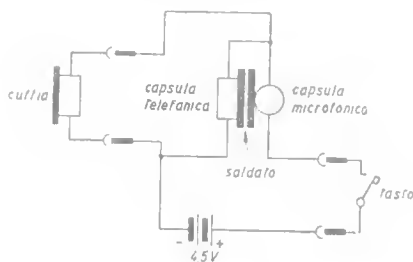


Fig. 65 - Ronzatore a reazione acustica per esercizi con l'alfabeto Morse.

le linee o da linee dopo i punti ed infine si studiano i segnali più complicati. Non si deve aumentare il ritmo se prima non si hanno ben impressi nella memoria tutti i segnali. Non si devono in nessun caso contare i punti e le linee ma si deve piuttosto tendere ad imprimere nella memoria tutto il segnale completo. Le linee devono avere una lunghezza pari a tre volte quella dei punti, fra i segni di una stessa lettera ci deve essere una pausa pari a un punto, fra lettere diverse una pausa pari a tre punti e fra le parole di una frase una pausa di cinque punti. Quando si è fatto un certo

1) Confronta il volumetto: Tubi a scarica nel gas e fotocellule nella tecnica radio.

esercizio di ricezione conviene tentare di ricevere qualche stazione che trasmette lentamente come capita spesso di sentire nelle bande dei dilettanti. Attualmente sulle bande di 80 m vengono irradiate delle trasmissioni istruttive per i principianti in modo che si hanno parecchie possibilità di acquistare in breve tempo una buona abilità.

## 9. Il traffico dei dilettanti nella gamma ad onde corte

Appena si padroneggia con sicurezza l'alfabeto Morse è molto interessante osservare cosa si può ricevere nel campo delle onde corte. In un certo punto si sente una stazione trasmettent per l'aeronautica che trasmette un bollettino sulla situazione meteorologica composto quasi esclusivamente di numeri; in un'altro punto una grossa stazione trasmette dei gruppi di numeri incomprensibili; è un messaggio « cifrato »; in un'altra frequenza si sente: « gc om - vy gld to cu agn es tks fr qso » e così via, si può verificare subito che la frequenza è di circa 42 m cioè che ci troviamo nella banda dei 40 m per dilettanti.

Anche il ritmo « manuale » con cui vengono inviati i segnali ha una nota diversa da quello delle grandi stazioni che di solito trasmettono a macchina. Tuttavia il senso del discorso resta oscuro. Cosa significano queste misteriose sillabe messe assieme?

Le onde corte con la loro enorme possibilità di propagazione possono permettere per esempio il collegamento fra un argentino e un norvegese. Un piccolo trasmettitore con l'antenna opportunamente diretta può facilmente raggiungere tali distanze, tuttavia essi non possono comprendersi perchè nessuno conosce la lingua dell'altro. Perciò sin dall'inizio del movimento dei radioamatori si è concordato una specie di codice per i dilettanti cioè un esperanto



per le onde corte. Ogni dilettante se vuole potere entrare in collegamento con degli stranieri deve conoscere questo codice. Alla fine del volume è riportato un breve riassunto di questa « lingua » ed un elenco delle abbreviazioni che i dilettanti hanno ricavato dalle abbreviazioni usate dagli aerei e dalle navi. Poichè queste iniziano tutte con la lettera Q si chiamano codice Q. Un'altro tipo di abbreviazioni che iniziano con Z (codice Z) viene usato dalle grandi stazioni e non ha perciò alcun interesse per noi. Quindi se ora con la tabella traduciamo il telegramma scritto prima esso significa: « good evening old man, very glad to see you again and thauks for qso » che in italiano si dice « buona sera vecchio mio (espressione amichevole usata dai dilettanti) sono molto lieto di risentirvi e vi ringrazio di volere entrare in comunicazione con me » A parte il fatto che il telegramma nella lingua dei dilettanti è molto più corto esso ha soprattutto il vantageggio di essere internazionalmente comprensibile. Il fatto che la maggior parte delle abbreviazioni è derivata dalla lingua inglese si può spiegare pensando che i primi movimenti di radioamatori si sono avuti in America e in Inghilterra.

Ora si deve osservare che nessuna stazione dice il proprio nome o quello della località, ma invece chiama e si fa chiamare con la propria sigla. La loro prima lettera e qualche volta anche il numero successivo indicano in quale paese si trova la stazione trasmittente indipendentemente dal fatto che si tratti di un dilettante o di un'altro servizio. Per i paesi più grandi suddivisi in regioni si usano per queste delle ulteriori indicazioni. Le sigle delle stazioni commerciali sono di solito composte da sole lettere invece quelle dei dilettanti usano quasi esclusivamente dei numeri. Alla fine del volumetto è riportato un elenco alfabetico delle sigle distintive dei vari paesi. Se per esempio si sente la chiamata: cq cq cq de DL 3 XX significa che la trasmittente dilettante tedesca DL3 con la propria sigla XX cerca di

mettersi in collegamento con un'altra stazione qualsiasi. Supponiamo ora che la stazione G5 BY (G5 è tipico per l'Inghilterra) senta questa chiamata, essa dopo la fine del cq de DL3 XX + pse k risponderà: DL3XX, DL3XX, DL3XX de de G5 BY G5 BY. Questi segnali vengono inviati di solito per un tempo di 2 - 3 minuti e alla fine si trasmette pse k. Se voi trovate in questo tempo la stazione potete iniziare la conversazione ed è degna di nota la cortesia con cui sempre si tratta.



Fig. 66 - Carte QLS per radioamatori.

Fa parte della cortesia dei dilettanti anche lo scambio di informazioni fra le varie stazioni. Ci si serve delle cosiddette carte QLS con le quali si segnalano i dati della propria stazione e si informa come veniva sentita l'altra. Questi biglietti portano di solito la sigla a grossi caratteri e molti radioamatori sono orgogliosi di adornare con esse la propria « cabina radio » ed infatti gli americani chiamano scherzosamente le carte qsl « carte da parato ». Se una stazione non desidera ricevere le carte qsl lo rende noto con l'abbreviazione qslu.

Per distinguere il « tono » cioè il tono di battimento che si sente nella ricezione telegrafica si è costruita una scala che indica in che modo si sente questo tono. Nel caso di una corrente alternata pura sull'anodo (si dovrebbe sempre evitare) non si ha un tono vero e proprio ma solo un rumore, se invece il trasmettitore è comandato con un quarzo, cioè se irradia una frequenza perfettamente stabile si ha un tono molto puro. Fra questi due casi estremi ( $T_1$  e  $T_{10}$ ) sta tutta la scala degli altri toni.

- $T_1$  confuso, corrente alternata non raddrizzata da 50 a 60 periodi sulla placca della valvola trasmettitrice
- $T_2$  confuso, corrente alternata non raddrizzata a 500 - 1000 periodi sulla placca (tono fonico anche nei ricevitori non oscillanti)
- $T_3$  corrente alternata a 50 periodi raddrizzata e non filtrata
- $T_4$  corrente alternata raddrizzata e un pò filtrata
- $T_5$  corrente alternata raddrizzata e filtrata, onda instabile (Trillo)
- $T_6$  lo stesso ma con onda stabile (Trillo)
- $T_7$  corrente continua o corrente alternata molto bene raddrizzata sulla placca della valvola trasmettitrice, onda instabile
- $T_8$  lo stesso ma con onda stabile
- $T_9$  corrente continua perfetta ed onda assolutamente stabile come nei trasmettitori comandati con quarzo .

Il volume viene valutato secondo la scala S.

- $S_1$  si sente il trasmettitore ma non si può ricevere
- $S_2$  si possono ricevere a fatica alcuni segnali
- $S_3$  si possono leggere a fatica i segnali
- $S_4$  volume ancora basso ma si può ricevere
- $S_5$  volume ottimo, ricezione facile
- $S_6$  volume alto, ricezione possibile anche con disturbi
- $S_7$  volume troppo alto, i segnali dopo un certo tempo danno fastidio all'orecchio

- $S_8$  volume medio per altoparlante  
 $S_9$  volume molto buono per altoparlante

Si deve ricordare che la scala S si riferisce solo al volume dei segnali essa non dà però alcuna indicazione sulla loro effettiva leggibilità. Se per esempio un segnale molto forte ( $S_2$ ) viene completamente coperto da dei disturbi locali nonostante l'alto volume la sua leggibilità è piccola.

Si è perciò introdotta una terza scala; quella della leggibilità dei segnali:

- $R_1$  si possono determinare i segnali ma sono illeggibili  
 $R_2$  segnali confusi, qualche volta leggibili  
 $R_3$  segnali leggibili con difficoltà  
 $R_4$  segnali leggibili  
 $R_5$  segnali ottimi completamente leggibili

I dati si trasmettono facendo precedere la sigla RST alla quale seguono i numeri relativi. Chi si appassiona al gioco si convincerà da sè stesso a tenere un « libro di bordo » sul quale segnare i dati relativi alle stazioni ricevute.

I radioamatori di tutto il mondo sono quasi tutti membri di associazioni nazionali o internazionali.

Nella parte seconda di questa trattazione

### *Tecnica della trasmissione*

(che porta il N° 1001) sono riportate al completo tutte le norme legislative per l'ottenimento delle licenze di trasmissione per i Radioamatori Italiani.

## Tipi di trasmissione

Modulazione di placca }  $A_1$  Telegrafia non modulata  
                              }  $A_2$  Telegrafia modulata  
                              }  $A_3$  Telefonia

Modulazione di frequenza }  $F_1$  Telegrafia non modulata  
                                  }  $F_2$  Telegrafia modulata  
                                  }  $F_3$  Telefonia

## 10. $\blacktriangle$ Radiofonia in onde corte

Le trasmittenti radiofoniche in onde corte lavorano notte e giorno perchè quando da noi è notte agli antipodi è giorno e viceversa. Quindi per ricevere una determinata stazione trasmittente ad onde corte si deve stabilire che differenza di ora c'è rispetto al paese della stazione che si vuole ricevere; infatti con la variazione della posizione del sole si hanno delle diverse condizioni di propagazione che rendono necessario il cambio della frequenza con il passaggio dal giorno alla notte. Poichè si possono facilmente trovare delle tavole che danno il tempo per i vari paesi del mondo, per avere un sufficiente orientamento bastano ancora due soli elenchi.

## APPENDICE

Bande radiofoniche in onde corte:

Bande	Frequenza (MHz)	Lunghezza (miglia)
49 m	6000 - 6200	50,00 - 48,39
41 m	7200 - 7300	41,67 - 41,10
31 m	9500 - 9700	31,60 - 30,93
25 m	11700 - 11900	25,64 - 25,21
19 m	15100 - 15350	19,54 - 19,87
16 m	17750 - 17850	16,90 - 16,83
13 m	21450 - 21750	13,98 - 13,79
11 m	25600 - 26000	11,71 - 11,57

Ed infine è importante conoscere *quando*, su quale frequenza, e *cosa* si può ascoltare. Può essere molto utile allo scopo la tabella della fig. 67. Sarebbe stato più bello avere un quadro completo di tutte le trasmissioni del mondo. Però ne risulterebbe un quadro troppo grande che non possiamo riportare in questo libretto.

### a) Elenco alfabetico delle sigle dei paesi

AC2 Bhutan	CT1 Portogallo
AC3 Sikkim	CT2 Azorre
AC1 Tibet	CT3 Madera
AP Pakistan	CX Uruguay
AR Siria	CZ Monaco
C Cina	DL Germania
CE Cile	EA Spagna
CE(1-7)	EA (1-9)
CM Cuba (telegrafia)	EI Irlanda
CM (1-2-5-8)	EK Tangeri
CN Marocco	EL Siberia
CO Cuba (telefonia)	EP-EQ Iran (Persia)
CP Bolivia	ES Estonia
CR Colonie portoghesi	ET Abissinia
CR (4-10)	F Francia e colonie

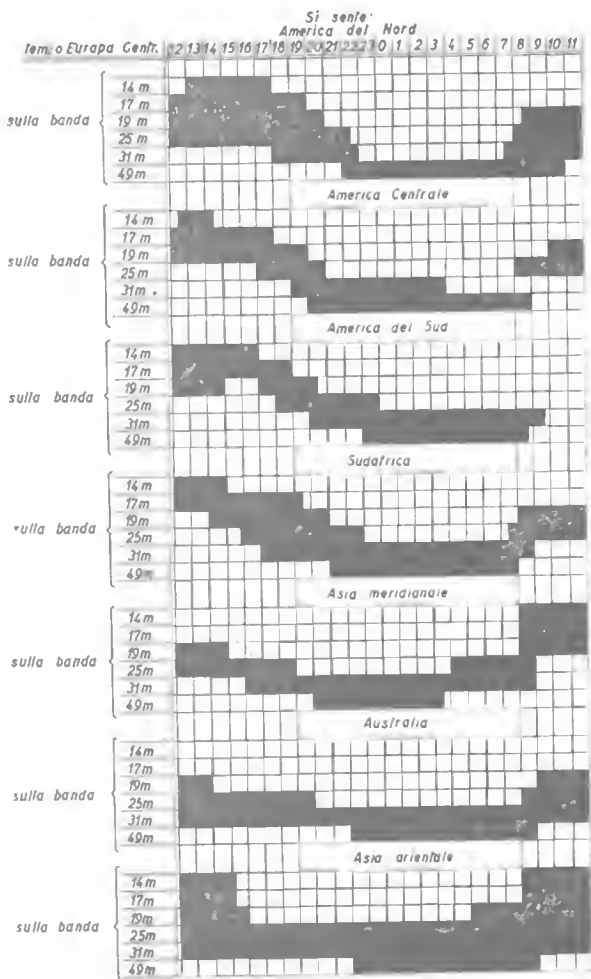


Fig. 67 - Quando e su quale onda si può ricevere?

FA	Algeria	OK (1-4)
FB	Madagascar	OM Guam
FD	Togo	ON Belgio e colonie
FE	Camerunn	OZ Danimarca
FF	Africa occid. francese	PA-PI Olanda
FG	Guadalupa	PJ Curacao
FI	Indocina	PK Indie olandesi
FK	Nuova Colcdonia	PY Brasile
FL	Somalia	PY (1-3, 5-9)
FM	Martinica	PX Andorra
FN	Indie francesi	R URSS
FO	Oceania	SM Svezia
FP	San Pietro	SP Polonia
FQ	Africa equat. francese	ST Sudan
FT	Tunisia	SU Egitto
EY	Guyana	SV Grecia
G	Gran Bretagna	TA Turchia
GI	Irlanda	TG Guatemala
HA	Ungheria	TI Costarica
HB (9)	Svizzera	TK-TZ Colonie francesi
HC	Ecuador	U URSS
HH	Haiti	U (1-6, 8-0)
HI	Repubbl. dominicana	VE Canada
HJ-HK	Columbia	VK Australia
HP	Panama	VK (1-9)
HR	Honduras	VO Terranova
HS	Siam	VP-VS Colonie britanniche (non indipendenti)
HV	Vaticano	(VPI-9; VQI-6, 8, 9; VRI-9; VSI-9)
HZ	Arabia saudita	VU India
I	Italia	VU (1-7, 9)
J	Giappone	W (1-9) SUA
K	SUA	XE Messico
KA	Filippine	X (1-3)
LA	Norvegia	XT-XU Cina
LU	Argentina	YZ Burma
LX	Lussemburgo	YA Afganistan
LY	Lituania	YI Irak
LZ	Bulgaria	YJ Nuove Ebridi
MX	Manciucuo	YN Nicaragua
N	SUA (stazioni speciali)	YO-YR Romania
OA	Perù	YS Salvador
OE	Austria	YT-YU Iugoslavia
OH	Finlandia	
OK	Cecoslovacchia	



YV	Venezuela	ZM	Samoa
ZA	Albania	ZP	Paraguay
ZB-ZJ	Colonie britanniche (ZB1-2; ZC1-5; 2D1-9)	ZS-SU (1-6, 9)	Sudafrica
ZK-ZM	Nuova Zelanda e isole (ZK1-5; ZL1-4)	4X4	Israele
		9S4	Saar

## b) Abbreviazioni più importanti delle lingue dei radioamatori

abt	circa	de	da (nella chiamata)
ac	corrente cont.	dk	grazie
aer	antenna	dr	preferisco
af	bassa frequenza	ds	molte grazie
agu	di nuovo	duz	fare
am	mattino	dx	a grande distanza
ammtr	amperometro	eco	oscillatore ad accopp. elettronico
ant	antenna	ere	qui
aud	udibilità	es	e
awh	a risentirci	fb	piccola cosa
aws	arrivederci	fd	duplicatore di frequenza
bcl	ascoltatore radiofonico	fer	per
bd	cattivo	frd	amico
bjr	buongiorno (franc.)	fm	da
bk	interrompere	fone	telefonia
bu	buona notte (franc.)	fr	per
b4	prima	4	per
bug	testo automatico	ga	buona sera (ted.)
call	chiamata	ga	cominciate
cc	comandato a quarzo	gb	a rivederci
ckt	circuito	gd	buon giorno
cld	chiamato	ge	buona sera
clg	chiamante	gld	felice
co	oscillatore a quarzo	gm	buon giorno
cp	contrappeso	gn	buona notte
cq	chiamata per tutti	gnt	tempo di Greenwich
crd	cartolina postale	gt	buon giorno
cua	sarete chiamato	hf	alta frequenza
cuagn	rivedete	hi	rido
cul	a risentirci	hpe	spero
cw	onde non attenuate	hr	qui
dc	corrente cont.		

hrd	sentito	qlh	... dalle frequenze più basse
hv	avere	qlm	... fino a metà
hvnt	non avere	qlf	trasmettete con il piede sinistro
hw	come	qmh	Cerco dal centro delle bande fino alla massima frequenza
hwsat	come è così?	qme	... fino alla minima frequenza
icw	tono non alternato	qqq	punt troppo devo interrompere subito - Spiegherò dopo
if	media frequenza	qrr	segnale di massimo bisogno (in terra)
inpt	potenza in entrata	qsuf	chiamatemi al telefono
kc khc	kilohertz	rac	corrente alt. raddrizzata
kw	kilowatt	red	ricevere
ky	tasto	rcvr	ricevitore
lb	caro	rprr	notizie
lis	con licenze	r	ricevere
lsn	ascoltare	rf	alta frequenza
ltr	lettera	rpt	ripetizione
me mhz	megahertz	rx	ricevitore
mci	grazie (franc.)	sa	dite...
mi	mio	sig	segnale
mni	molto	sk	segnale di fine
mo	trasmettitore comandato	sked	trasmissione di prova
mopa	trasmettitore comandato esternamente		regolare con appuntamento
msg	notizia	sri	mi dispiace
mtr	metri	stdi	stabile, continuo
nd	niente da fare	sum	circa
nil	niente	test	usato al posto di cq dai radioamatori inglesi
ng	non bene	tfc	ci sono dei telegrammi
nm	non più	tptg	trasmettitore di Huth-Kühn
nw	ora	tkc	grazie
ob	vecchio amico	tku	grazie a voi
ok	va bene	tux	grazie
om	vecchio mio	tut	trasmettitore di Huth-Kühn
op	operatore		
ow	cara amica		
pa	amplificatore del trasmettitore		
pm	pomeriggio		
pse	prego		
psed	felice		
qhl	cerco a partire dalla massima frequenza		
qhm	... fino a metà		

tx	trasmettitore	wvl	lunghezza d'onde
u	voi, lei	wx	tempo
ufb	meraviglioso	xcus	scusatemi
ukw	oude ultracorte	xintr	trasmettitore
unlis	senza licenza	xtal	quarzo
unstdi	instabile	yl	signorina
ur	voi (plurale)	2	a
vy	molto	3 uite	questa sera
vl	molto	4	per
vn	molti	73	tanti salusi
wac	ho lavorato con tutte le parti del moudo	88	saluti e baci solo alle yl's)
wdh	a risentirci	99	sparisci
wds	a rivederci	vg 73 est best dx	infiniti saluti e auguri per nua grande portata della vostra stazione
wid	cou		
wl	sarà		
wkd	lavorato cou...		
wrk	lavorare		

### c) Le più importanti abbreviazioni Q (codice Q)

qra?	qual'è il nome della sua stazione?
qra ...	il nome della mia stazione è ...
qrb?	a quale distanza si trova dalla mia stazione?
qrb ...	mi trovo ad una distanza di ...
qrd	mi trovo in viaggio per ...
qrg ...	la sua frequenza esatta è di ...
qrh	la sua frequenza oscilla
qri	il suo tono oscilla
qrj	i suoi segnali sono deboli
qrk	ricevo bene i suoi segnali
qrl	sono occupato
qrm	sono disturbato
qrn	ho dei disturbi atmosferici
qro	aumenti la sua potenza
qrp	diminuisca la sua potenza
qrq	trasmetta più velocemente
qrs	trasmetta più lentamente
qrt	smetta di trasmettere
qru	non ho niente per lei
qrv	sono pronto
qrx	aspetti

qrz	sarà chiamato da ...
qsa (1-5)	la sua leggibilità è (1-5) (vedi la tabella qsa)
qsb	il suo volume oscilla
qsd	trasmette male i segnali
qsl	le manderò la conferma della ricezione
qsm	ripeta il telegramma
qso	ho un collegamento diretto con ...
qsp	ritrasmetterò a ...
qst	comunicazione a tutti, non si attende risposta
qsu	trasmetta ad una frequenza di ...
qsv	trasmetta una serie di v
qsw	trasmetterò ad una frequenza di ...
qsx	ascolterò sulla stazione ..., sulla frequenza ...
qsy	continui a trasmettere sulle frequenze ...
qsz	ripeta due volte ogni parola
qaz	interrompo la ricezione a causa di un temporale
qth	la mia posizione è ...
qtr	il tempo esatto è ...
qtu	le ore di funzionamento della mia stazione sono ...

Annotazione: a causa della brevità dello spazio abbiamo riportato solo alcune abbreviazioni.

### d) Alfabeto Morse.

<i>l</i> .	<i>Ä</i> .—.—	<i>W</i> .—
<i>I</i> ..	<i>K</i> —.—	<i>Ü</i> ..—
<i>S</i> ...	<i>F</i> ..—.	<i>3</i> ...—
<i>H</i> ...	<i>L</i> .—..	<i>J</i> .—
<i>5</i> .....		<i>2</i> ..—
<i>N</i> —.	<i>à</i> {	
<i>D</i> —..	<i>â</i> { .—.—.	<i>1</i> .—
<i>B</i> —...	<i>ä</i> {	<i>R</i> .—.
<i>6</i> —.....	<i>T</i> —	<i>P</i> .—.
	<i>M</i> ——	<i>X</i> —..—
<i>G</i> ——.	<i>O</i> ——	<i>Y</i> —.—
<i>Z</i> ——..	<i>ch</i> ———	<i>Q</i> —.—
<i>7</i> ———..	<i>Zero</i> ———	
	<i>A</i> .—	<i>è</i> {
<i>0</i> ———.	<i>U</i> ..—	<i>é</i> { ..—..
<i>8</i> ———..	<i>V</i> ...—	<i>ê</i> —...—.
	<i>4</i> .....—	<i>î</i> —.—.
<i>9</i> ———.—		
<i>C</i> —.—.		

punto	. — . — . —
virgola	— — . . — —
punto di domanda	. . — — . .
punto esclamativo	— — . . — —
doppio punto	— — — — . . .
punto e virgola	— . — . — .
apostrofo	. — — — — .
virgolette	. — . . — .
parentesi	— . — — — . —
segno di frazione	— . . . . .
lineetta	— . . . . —
lineette di congiunzione	— . . . . —
fine del telegramma, †	. — . — .
attenzione, inizio della trasmissione	— . — . —
Capito	. . . — .
aspettare	. — . . .
(prego) venire	— . —
errore	. . . . . oppure . . . — — . .
fine	. . . — . —
ripetizione	. . . .
conferma della ricezione	. . —





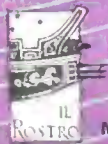
**PREZZO L**



**R. WIGAND  
H. GROSSMANN**

**PARTE II**

# **TRASMISSIONE**



**EDITRICE IL ROSTRO MILANO**

**TRASMISSIONE E RICEZIONE DELLE ONDE CORTE E ULTRACORTE**



# *ONDE CORTE E ULTRACORTE*

1001

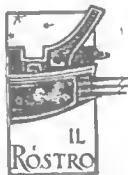
ROLF WIGAND

H. GROSSMANN

ONDE CORTE E ULTRACORTE

*Parte seconda*

TECNICA  
DELLA  
TRASMISSIONE



EDITRICE

MILANO

1959

III

Titolo originale dell'opera  
**SENDEN UND EMPFANG**  
Kurzer und ultrakurzer Wellen  
Teil II  
Sendetechnik

ALBRECHT PHILLER - VERLAG, MINDEN (WESTF)

Traduzione di **Antonio Nicolich**

*Tutti i diritti riservati alla  
Editrice il Rostro*

---

Tipografia Edizioni Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Milano

## P R E F A Z I O N E

Quando nell'anno 1938 venne pubblicata la 4<sup>a</sup> edizione del Vol. II relativo alla tecnica della trasmissione, il numero dei possessori di licenza di trasmissione nel DASD (servizio tedesco di emissione e ricezione per dilettanti, l'organismo dei dilettanti tedeschi di O.C. prima della guerra) ammontava a poche centinaia. Solo chi apparteneva al DASD, l'unica organizzazione, che poteva procurare una licenza di trasmissione per i suoi membri associati, e che perciò era « politicamente degno », poteva pensare di poter procurarsi con questo mezzo, premesso che possedesse le necessarie conoscenze tecniche, una licenza di radiante. Con questo principio il numero delle licenze di trasmissione ottenute rimase limitato. Ma vi era anche un altro motivo deleterio, che indeboliva l'interesse alle licenze, il divieto di effettuare emissioni in telefonia per i radianti tedeschi su O.C. L'alfabeto Morse non è una cosa da tutti, sebbene debba presiedere nel campo dilettantistico delle O.C., poichè il nuovo regolamento tedesco del dopo guerra per i radiantisti, regolamento che nel suo complesso realizza i rosei sogni di tutti coloro, che fin dal principio hanno combattuto per un simile regolamento, pone come condizione per la licenza l'obbligatorietà dei segnali Morse con 60 lettere per minuto. Dallo sviluppo nel dopoguerra del movimento tedesco degli amatori di O.C. si doveva in ogni caso trarre la conclusione che l'interesse per lo sport delle O.C., e soprattutto per una regolare licenza di trasmissione, che infine è lo scopo di tutti coloro che si sono dedicati alle O.C., si incrementa sempre più; lo dimostra esaurientemente il numero delle richieste in costante aumento. Il volume II: tecnica della trasmissione, vuole ora soprattutto essere una guida per coloro che vogliono avventurarsi nel tentativo di ottenere la licenza di trasmissione, indicando i problemi ai quali si mette di fronte l'aspirante radiantista. Indubbiamente, ciascuno dovrà farsi delle esperienze proprie, l'intero complesso è così vasto, che questo volumetto può solo aiutare a spiegare i fondamentali e, ciò che è più importante, le esperienze acquisite, che devono proteggere contro i casi che comportano spese rilevanti. Così

*in trasmissione vi sono soprattutto i tubi di alto valore ai quali bisogna sempre dare maggiore attenzione, che nel caso del ricevitore.*

*Auguriamoci che questo libretto soprattutto possa contribuire a procurare all'interessante sport delle O.C. nuovi amici ed amatori, per un ampio rafforzamento del movimento degli amatori delle O.C.*

**L'Autore**



## I N D I C E

	<i>Pag.</i>
Prefazione .....	V
1. Il principio del trasmettitore ed il suo accordo .....	1
2. Come lavora il tubo elettronico nel trasmettitore .....	10
3. I circuiti trasmettenti ed il loro funzionamento .....	25
4. Accordo del trasmettitore con controllo di frequenza e con controllo di suono .....	90
5. La manipolazione del trasmettitore .....	103
6. Circuiti di telefonia .....	108
7. L'alimentazione dell'impianto trasmettente .....	126
8. Le caratteristiche costruttive della stazione .....	141
9. Antenne per trasmissione e ricezione .....	144
10. Eliminazione dei disturbi radio .....	154
Leggi e regolamenti che disciplinano l'attività dei radioamatori in Italia .....	156

## ONDE CORTE E ULTRACORTE

La serie di 5 volumi è composta da:

Parte I - Tecnica della ricezione (951)

Parte II - Tecnica della trasmissione (1001)

Parte III - Vol. 1<sup>a</sup> Ricezione delle onde ultracorte (1081)

Parte III - Vol. 2<sup>o</sup> Trasmissione delle onde ultracorte (1082)

Parte III - Vol. 3<sup>o</sup> Tecnica delle misure delle onde ultracorte  
(1084)

## 1. Il principio del trasmettitore ed il suo accordo

Nel primo volume si era già accennato al fatto che un circuito audion reattivo ad onde corte, impiegando una forte reazione ed una tensione anodica relativamente alta, era udibile in una vasta zona; esso lavora come un piccolo trasmettitore. Per cominciare si può trasmettere con un circuito audion in reazione, ed anche ricevere con qualche semplicissima variante allo schema del trasmettitore. La differenza sta solo nel dimensionamento, ma non nel principio dello schema. Per l'addietro, poichè gli amatori di O. C. Tedeschi non avevano la possibilità di ottenere un permesso di trasmissione, si costruirono molti piccoli « trasmettitori neri » in modo che sembravano molto simili ad un ricevitore, e non è avvenuto raramente che durante una perquisizione a domicilio il trasmettitore stesse sul tavolo, ma non fosse riconosciuto come tale. Dato che ora l'audion a reazione traduce l'energia incidente di una qualunque stazione ricevuta in segnali udibili, si richiede al trasmettitore che produca da un'alimentazione in corrente continua una più grande possibile energia alternata ad alta frequenza e che la più grande possibile percentuale di questa venga irradiata attraverso l'antenna nell'etere. Chiamato « grado di efficienza o rendimento » di un trasmettitore il rapporto della potenza ad alta frequenza prodotta all'alimentazione in corrente continua anodica fornita al tubo (tensione anodica per corrente anodica uguale watt anodici). Si deve inoltre prendere in considerazione un altro elemento. La parte dell'energia fornita all'anodo di un tubo trasmittente, che non viene convertita in alta frequenza, ossia la differenza fra l'alimentazione in corrente

Errata corrige: I Simboli segnati  $V$  delle figure 5, 7, 8, 9 e 64 vanno letti  $U$  come nel testo.

continua e la produzione di alta frequenza, va perduta inutilmente all'anodo e riscalda la placca anodica. Poichè questa potenza rappresenta una perdita, la si chiama anche « potenza perduta » e si indica con  $N_p$ , mentre si designa con  $N_u$  la potenza utile fornita ad alta frequenza, e con  $N_a$  la totale potenza anodica in corrente continua ceduta al tubo (potenza di entrata, o in inglese « input »). Allora il rendimento  $\eta$  di un trasmettitore è dato semplicemente da:

$$\eta = \frac{N_u}{N_a} = \frac{N_a - N_p}{N_a}$$

Si deve ora dare un'altra parimenti semplice formula:

$$N_u = \frac{\eta N_p}{1 - \eta}$$

da questa espressione si può senz'altro dedurre che, con una data perdita  $N_p$  ammissibile per un certo tubo (il limite è dato dal fatto che la temperatura dell'anodo del tubo all'aumentare di  $N_p$  non diventi così alta che subentri un peggioramento del grado di vuoto in seguito alla fuoriuscita di gas residui) si può produrre una potenza utile che aumenta col rendimento. Con un tubo che ha una dissipazione anodica ammissibile di 50 W, si può ad es. con un rendimento di 0,5 (50%) ricavare una potenza ad alta frequenza di 50 W. In questo caso la potenza corrente continua da alimentare ammonta a 100 W! Se si riuscisse con lo stesso tubo ad elevare il rendimento a 0,7 (70%), si potrebbe raggiungere una potenza utile di circa 116 W, l'entrata sarebbe allora  $116 + 50 = 166$ W! Con rendimenti inferiori a 0,5, d'altra parte, la potenza ad alta frequenza diventa minore della potenza perduta. Con

$N_p = 50 \text{ W}$  e  $\eta = 0,3$  (30%) ad es., la potenza generata è solo di circa 21,4 W e  $N_a = 71,4 \text{ Watt}$ . Si deve conoscere questa semplice interdipendenza, quando si vuole occuparsi, con successo, di trasmettitori. Per la stima del rendimento di un tubo vi sono alcuni semplici mezzi. Il modo più semplice è di seguire la seguente via.

Si dà al tubo in assenza di oscillazione, in un trasmettitore si può ad es. cortocircuitare il circuito oscillatorio, una tensione anodica e si stabilisce la tensione di griglia in modo che il prodotto della tensione anodica per la corrente anodica diventi uguale alla massima perdita  $N_p$  ammissibile. Osservando l'anodo si deve ora stabilire se con questa potenza diventa luminoso e con quale intensità.

Coi tubi aventi filamento di tungsteno si può facilmente riscontrare una luminescenza rosso chiara, mentre coi tubi aventi catodi economici si osserva all'anodo una luminosità estremamente rosso scuro.

A questo modo resta pure stabilito che il tubo è pienamente e correttamente utilizzato, quando il suo anodo non oltrepassa la temperatura stabilita opportunamente. Si colloca ora il tubo nel trasmettitore e si incrementa la tensione di lavoro fino a che — se necessario secondo le regole della reazione, ossia dell'eccitazione — si raggiunge la temperatura critica, così si può all'incirca ritenere che le perdite abbiano ora raggiunto il valore più alto permesso per il tubo adottato e che l'eccedenza sopra questa potenza fino alla potenza in corrente continua applicata sia verosimilmente convertita in potenza di alta frequenza. Se per es. con un tubo avente  $N_p = 50 \text{ W}$ , la luminescenza anodica diventa rosso-ciliegia con effettivi 50 W di perdita anodica, e questa mostra in lavoro in un trasmettitore lo stesso colore di luminescenza, e se inoltre l'entrata è di 150 W, resta stabilito che la potenza emessa si aggira intorno a 100 W ed il rendimento vale il 67%

in cifra tonda. Un altro metodo consiste nel mettere un termometro in stretto contatto col bulbo di vetro e nel misurare la temperatura per la massima dissipazione anodica. Successivamente nel trasmettitore la stessa indicazione del termometro (alla stessa temperatura ambiente!) mostra che si è raggiunta la massima potenza dissipata. Con queste poche parole si è naturalmente inteso di dare solo un piccolo sguardo al fondamento della conversione di potenza in un trasmettitore e sia sempre raccomandato di studiare attentamente queste righe, poichè le cognizioni in esse contenute possono fornire molti buoni servizi nel lavoro pratico coi trasmettitori.

Ora si devono ancora descrivere brevemente i diversi tipi di trasmettitori.

Il già menzionato circuito audion a reazione amplificato, viene designato, nelle sue varie realizzazioni con reazione induttiva, capacitiva o mista, come emettitore autoeccitato, quando si può prelevare da esso attraverso l'antenna trasmittente, direttamente dell'energia, che deve essere irradiata. Se per contro non si porta immediatamente l'energia di un simile emettitore autoeccitato all'antenna, ma la si applica dapprima ad un amplificatore di potenza di alta frequenza, si chiama in tal caso il generatore di oscillazioni vero e proprio "oscillatore pilota" (Oscillator o anche "master oscillator" M. O.) e l'amplificatore si chiama "stadio di potenza", ("Power amplifier" P. A.) che è pilotato esternamente" (perchè esso non genera in se stesso la necessaria potenza pilota per la formazione di una certa potenza emessa, ma la preleva dall'oscillatore pilota, ed è perciò fornito di una sorgente esterna!). Il trasmettitore completo viene allora definito "pilotato esternamente" (abbreviato sarà "M. O. P. A. ").

Gli emettitori moderni impiegano spesso anche altri stadi intermedi. Se per es. di deve evitare qualsiasi reazione dall'amplificatore di potenza sull'oscillatore, si inter-

cala tra i due un altro stadio amplificatore, che, fatto funzionare in speciali condizioni, delle quali si dovrà ancora parlare, esclude reazione del circuito di placca sul circuito di griglia.

Questo stadio viene denominato, secondo la terminologia dei dilettanti americani, in generale come " Buffer ", ossia " separatore " (B). Con l'uso di pilotare i trasmettitori per mezzo di quarzi oscillanti (questi hanno la proprietà dei circuiti oscillatori con smorzamento estremamente debole e rendono possibile una grandissima costanza dell'onda generata!) si è convenuto, a motivo della limitata caricabilità dei " quarzi piloti, " di far seguire all'oscillatore alcuni stadi amplificatori (C. O.) per raggiungere una determinata maggiore potenza. Frequentemente vengono anche impiegati stadi intermedi (F. D.), nei quali avviene un " raddoppiamento di frequenza; " ne consegue che l'oscillatore pilota oscilla su una determinata onda, mentre l'ultimo stadio di potenza lavora su una mezza lunghezza d'onda, ovvero su un quarto, se si impiegano due raddoppiamenti di frequenza.

Si può anche raggiungere la triplicazione o la quadruplicazione della frequenza pilota in uno stadio moltiplicatore. Mentre il trasmettitore che consta di un emettitore pilota variabile (VFO) e dei corrispondenti stadi di potenza, nonché moltiplicatori e separatori, il quale viene designato semplicemente come " trasmettitore pilotato esternamente ", si chiama trasmettitore " pilotato a quarzo " o " pilotato a cristallo " il trasmettitore mantenuto costantemente su una determinata onda, per mezzo di un quarzo, (C.O. — P.A. opp. C.O. — B. — F.D. — P.A.). Con " numero di stadi " si intende il numero dei separatori moltiplicatori e amplificatori adottati compreso l'oscillatore.

Sul funzionamento e sulla costruzione dei singoli tipi di trasmettitori qui brevemente caratterizzati, si dirà an-

cora nel seguito. Qui si voleva solo dare una breve spiegazione della nozione di trasmettitori, per facilitare la comprensione degli sviluppi successivi.

Per la messa a punto del trasmettitore, si possono porre come base gli stessi metodi usati per i ricevitori, anzi a maggior ragione ancora, poichè le bande di frequenze disponibili per le emissioni dilettantistiche sono ancora più strette di quelle interessanti per l'ascoltazione:

3.700 — 3.635 ;	3.685 — 3.800 kHz
	7.000 — 7.500 »
	14.000 — 14.400 »
	28.000 — 29.700 »
	114 — 116 MkHz.

Ciononostante in trasmissione vi sono delle definizioni di gamme un poco diverse. Ad es. il trasmettitore pilota con oscillatore a frequenza variabile (VFO), se deve possedere la richiesta stabilità di frequenza, necessita di una relativamente grande capacità circuitale, fino a 500pF affinchè le variazioni della capacità di entrata dei tubi, come si verificano al variare delle condizioni di lavoro non possano praticamente più agire nel senso di far variare la frequenza.

Gli stadi raddoppiatori di frequenza funzionano poi certamente con condensatori variabili di  $50 \div 150$  pF; anche lo stadio di potenza (o PA) lavora sempre con capacità di circa 100 pF. Poichè spesso si deve lavorare con tensioni anodiche molto alte, i condensatori variabili devono anche possedere una determinata resistenza di isolamento, e pure una distanza fra le piastre maggiore di quella richiesta per apparecchi riceventi. I tipi di condensatori rappresentati in fig. 1 si possono impiegare, grazie alla loro spaziatura tra le piastre, per tensioni anodiche fino a 2.000 V circa. La scelta del variabile dipende anche da ciò: se all'accordo su una data lunghezza d'onda



la capacità è relativamente grande o piccola. In primo caso bastano distanze fra le piastre molto più piccole, che nell'ultimo caso. Così ad es. è possibile per l'accordo del filtro di adattamento di antenna con grandi capacità attive di accordo, sfruttare, fino a circa 700 V, tipi di condensatori del tutto normali, come quelli che vengono usati per la sintonia dei comuni radioricevitori. Indubbiamente si deve badare ad un buon isolamento in qualsiasi caso. I materiali ceramici oggi esclusivamente impiegati come la calite, la frequenta ecc. soddisfano alle condizioni richieste.

Nei trasmettitori con piccole capacità di accordo dovrebbero trovare impiego placche di spessore il più possibile grosse, fino a circa 2 mm (per tensioni anodiche fino 1500 V e oltre). Coll'accordo in serie del filtro di antenna spesso usato, trovano impiego per lo più condensatori di capacità totale da 200 pF a 500 pF; essi possono essere reperiti fra i normali componenti dei ricevitori, quando la potenza utile del trasmettitore non supera i 50 W circa. Per contro tutti i montaggi nei quali per l'accoppiamento di antenna vi è un condensatore in parallelo ad una bobina, la cui capacità in generale si aggira intorno ai 100 pF massimo, richiedono un isolamento molto buono e distanza fra le piastre assai grande.

Lo scrivente, con un condensatore variabile di 100 pF posto a circa 20 pF e con una corrispondente bobina accordati su circa 42 m di lunghezza d'onda e con una potenza di alta frequenza di 70 W in cifra tonda, una volta ha provocato un bellissimo fuoco artificiale avendo avuto il condensatore una spaziatura di circa 4 mm! È quindi necessaria molta attenzione, specialmente con potenze più alte.

Come bobine si usano spesso per i più piccoli trasmettitori fino a 2 o 3 W di potenza utile alle frequenze oltre i 7 MHz e aventi piccole capacità circuitali, avvol-

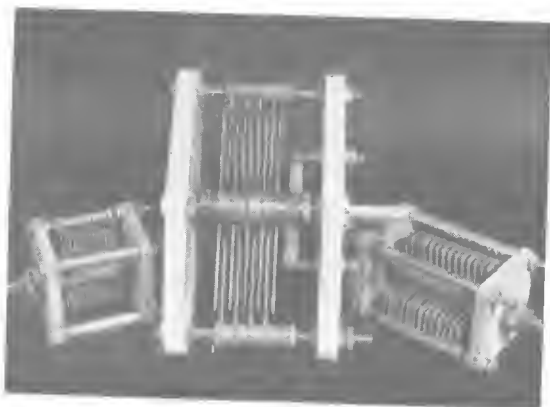


Fig. 1 - Condensatori variabili per trasmissione con diverse spaziatore fra le placche e diversi spessori delle placche.

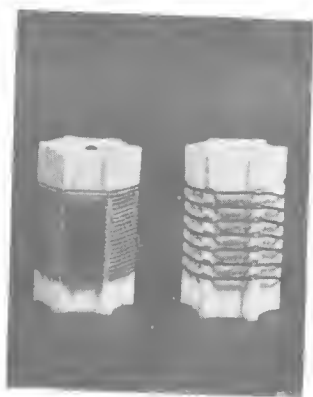


Fig. 2 - Bobine per trasmettitori di piccola potenza.

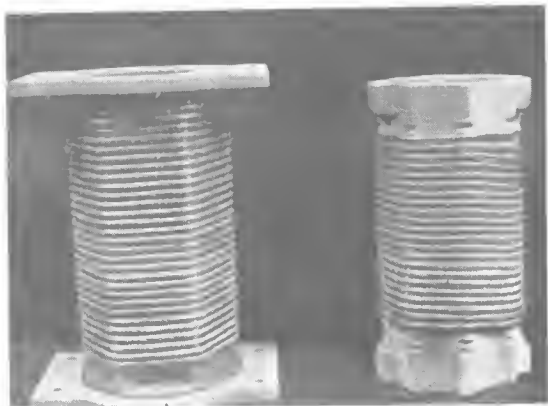


Fig. 3 - Bobine per trasmettitori di grande potenza (supporti ceramici; a sinistra: Rosenthal, Selb (Ofr), a destra: Hirschmann, Esslingen).

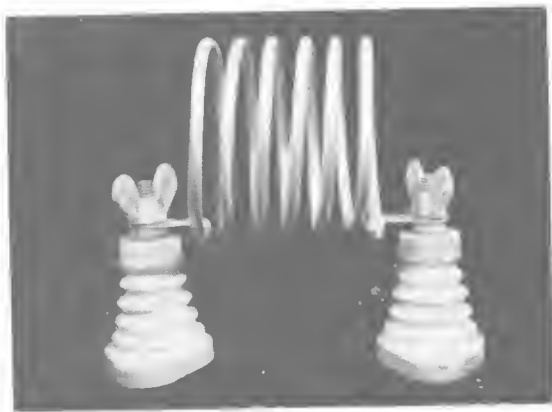


Fig. 4 - Bobina di trasmettitore, autoportante in tubo di rame argentato.

gimenti su supporti ceramici fino a 35 mm di diametro, il diametro del filo si aggira sui valori da 1,5 fino a 2,5 mm. Con capacità di accordo maggiori sono desiderabili diametri maggiori del filo.

Gli stadi di potenza con maggiori potenze utili impiegano generalmente bobine senza supporto fatte con tubetto di rame di diametro esterno da 5 a 8 mm. Naturalmente si possono anche realizzare le bobine autoportanti con materiali più sottili. Dati per le dimensioni delle bobine e per i valori delle capacità verranno forniti più tardi nel seguito, quando si descriveranno gli schemi pratici di trasmettitori. La fig. 1 mostra alcuni tipi di condensatori per trasmissione, le fig. 2, 3 e 4 mostrano alcune bobine usate a scopo di trasmissione.

Nozioni dettagliate sull'accordo corretto e l'installazione di trasmettitori di grandissima potenza di antenna e d'altro lato sulla stabilità alle altissime frequenze e dell'audibilità verranno fornite in altra parte di questo libro.

## **2. Come lavora il tubo elettronico nel trasmettitore?**

In questo capitolo sarà detto nel modo più breve lo strettamente necessario per colui, che non vuole occuparsi solo puramente dal punto di vista pratico di trasmettitori, ma desidera anche penetrare più profondamente nelle interdipendenze dei fenomeni. Si deve anzitutto qui premettere che la teoria completa del trasmettitore a valvole non si lascia esattamente contenere nello spazio di questo libretto, e che inoltre il principiante dilettante di trasmissione non può prendere amore alla cosa e trovare soddisfazione attraverso aride teorie. Perciò spesso si è rinunciato, a favore della comprensibilità, alla descrizione scientificamente esatta e si sono introdotte varie semplificazioni. Diciamo pure, è così

stato possibile di spiccare meglio l'essenza dei fenomeni.

Si devono qui tosto introdurre alcune ipotesi. Le caratteristiche dei tubi elettronici sono quasi sempre date come rette, sebbene in realtà esse in certe regioni siano curve. Inoltre si presuppone che siano chiari al lettore il significato delle due caratteristiche normali di un tubo (corrente anodica in funzione della tensione di griglia e corrente anodica in funzione della tensione di placca), nonché il significato dell'espressione "punto di lavoro".

Il punto di uscita da considerare sia il tubo finale nel ricevitore.

Il problema del tubo finale ha molte cose in comune con quello del trasmettitore. Infatti in entrambi i casi avviene di ricavare la più grande possibile 'potenza utile  $N_u$

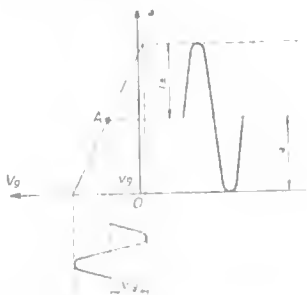


Fig. 5 - Funzionamento del tubo senza resistenza esterna di carico

con una data potenza di alimentazione ( $N_p$ ), mantenendosi lontani dal superare le perdite  $N_p$  ammissibili, perchè ciò potrebbe portare alla distruzione del tubo.

In fig. 5 è rappresentata la caratteristica mutua di un qualsiasi tubo elettronico.

Il punto di lavoro giace nel punto centrale della caratteristica. Ciò si ottiene applicando la tensione di griglia

—  $u_g$ . Se il tubo avesse un minor inraffetto si potrebbe, raggiungere la stessa corrente anodica  $i_a$  anche senza tensione di griglia ( $u_g = 0$ ). Se si dà ora alla griglia del tubo una tensione alternata  $u'_g$  e si inseriscono nel circuito anodico un misuratore di corrente continua ed un misuratore di corrente alternata, si misura una corrente anodica alternata di valore  $i_a$ . La sua ampiezza in questo caso è uguale alla « corrente di riposo »  $i_a$ . Questa deve essere scelta di valore tale che, colla tensione continua applicata all'anodo, non vengano superate le perdite ammissibili.

Certamente qui non interessa la sola esistenza di una corrente anodica alternata, poichè si deve ricavare una potenza. Notoriamente la potenza è uguale alla corrente per la tensione e la tensione è uguale alla corrente per la resistenza (ovvero la potenza è uguale al quadrato della corrente per la resistenza).

In altre parole: si deve inviare la corrente anodica alternata del tubo attraverso una resistenza affinchè si possa ricavare della potenza, ossia si deve inserire nel circuito anodico del tubo una resistenza ( $R$  in fig. 6). Come

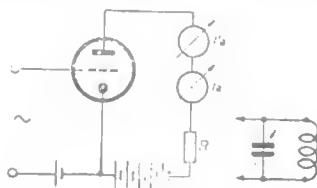


Fig. 6 - Il tubo con resistenza esterna di carico.

caso più semplice si adotta una pura resistenza ohmica. Ai capi di questa si manifesta ora non solo una tensione alternata, ma anche la d. d. p. dovuta alla corrente anodica continua  $i_a$ , e in conseguenza la tensione anodica attiva alla placca del tubo viene dimi-

nuita. L'effetto della  $R$  diviene tosto chiara se si considera la fig. 7. In essa sono tracciate le caratteristiche corrente anodica tensione anodica per diverse tensioni di griglia comprese fra 0 e  $-30$  V (per un dato tipo di tubo con intraeffetto  $10\%$ ). Se il circuito anodico è senza resistenza ( $R = 0$ ), si troverà la corrente anodica corrispon-

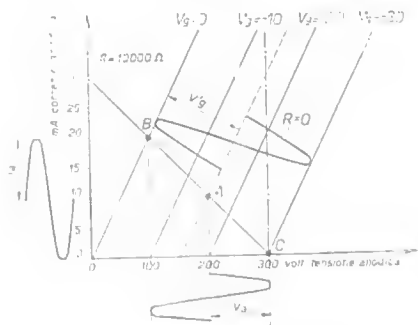


Fig. 7 - Caratteristica di lavoro del tubo.

dente alle date tensioni di griglia, spostandosi verticalmente verso l'alto a partire dalla tensione della batteria anodica (diciamo che sia 300 V). Per  $V_g = -30$  V non si ha alcuna corrente anodica, per  $-25$  V si ha circa 10 mA e per  $-20$  V, si ha 18.5 mA. Se invece vi è una resistenza  $R = 10.000$  ohm nel circuito anodico del tubo, la situazione cambia aspetto. Con 300 V di tensione della batteria anodica e  $V_g = -30$  V anche la tensione sull'anodo è di 300 V, perchè in tal caso non scorre alcuna corrente anodica. Se ora la tensione di griglia viene abbassata a  $-15$  V, resta ben stabilito che ora non scorrono più circa 25,7 mA, ma solo 10. Ciò è conseguenza del fatto che la corrente anodica continua genera una tensione ai capi di  $R$ , ossia provoca una « caduta di tensione ».

Con una corrente anodica di 10 mA si hanno 10 per 10.000 = 100.000 mV ossia 100 V. All'anodo del tubo si hanno così ora solo 300 — 100 = 200 V. Ma quando si guardano le curve caratteristiche e si vede quanto vale la corrente anodica con  $U_g = 15$  V e con 200 V di tensione anodica, si deduce che in questa condizione si ha quanto basta per il funzionamento. Con 20 mA (0,02A) la caduta di tensione sarebbe di 200 V e la reale tensione di placca sarebbe solo di 100 V. 100 V e 20 mA si trovano nelle caratteristiche per la tensione zero volt di griglia.

Congiungendo i corrispondenti punti A, B, C in fig. 7 si ottiene una linea retta (anche con caratteristiche curve del tubo) Poichè essa rappresenta come è posizionato il « punto di lavoro » in dipendenza delle varie tensioni di griglia, per una data resistenza di placca e per una assegnata tensione della batteria anodica, questa retta si chiama « caratteristica di lavoro ».

Dalla figura si ricava inoltre che quando la tensione di griglia oscilla (in seguito all'applicazione di una tensione alternata  $U_g$  di griglia), oscillano anche la corrente anodica e la tensione anodica di lavoro. Se per es., con la caratteristica di lavoro indicata la tensione istantanea di griglia è — 15 V (la tensione alternata di griglia va a zero!), la corrente anodica avrà il valore 10 mA, la tensione anodica di lavoro sarà 200 V. Sia A il punto di lavoro. Se la tensione alternativa di griglia nella sua semionda positiva diventa uguale a + 15 V, in ampiezza, in quest'istante la corrente anodica è 20 mA e la tensione anodica istantanea è 100 V; se la tensione alternativa di placca nell'altra semionda diventa — 15, la corrente anodica cade a zero e la tensione anodica istantanea vale 300 V.

Quando la tensione di placca è grande, la corrente anodica è piccola; quando la corrente anodica è grande, la tensione di placca diventa piccola. In fig. 8 si sono riprodotte le curve ed anche la caratteristica di lavoro C A B.



Nell'esempio dato, una tensione alternativa di griglia  $U_g$  di ampiezza 15 V, comporta (v. fig. 7) una corrente anodica alternativa  $i_a$  di ampiezza 10 mA ed una tensione anodica alternativa  $U_a$  di ampiezza 100 V. Il prodotto della corrente variabile per la tensione variabile rappresenta la potenza alternativa fornita dal tubo ai capi della resistenza  $R$ , potenza che qui è uguale a 1 W in ampiezza (va-

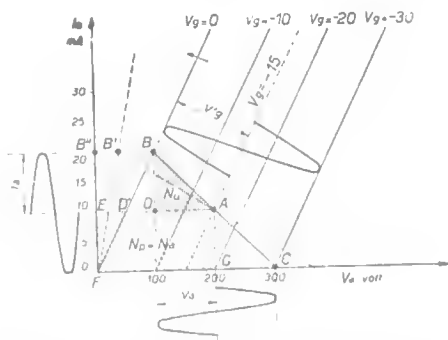


Fig. 8 - Calcolo della potenza per l'amplificatore che lavora nel punto A, o dell'amplificatore « A ».

lore massimo), ovvero come potenza efficace vale la metà, diciamo 0,5 W. La tensione efficace e la corrente efficace

valgono entrambe 0,7071 ( $= \frac{1}{\sqrt{2}}$ ) del valore massimo e 0,7071 per 0,7071 fa 0,5!

In fig. 8 vi è un triangolo rettangolo A B D ombreggiato con linee verticali, i cui cateti sono evidentemente costituiti dall'ampiezza della tensione alternativa di placca e dall'ampiezza della corrente alternativa anodica. Poiché l'area del triangolo si calcola moltiplicando B D (cor-

rente anodica alternativa) per AD (tensione anodica alternativa) per 0,5, la superficie del triangolo è qui uguale alla potenza alternata efficace  $N_u$ . Analogamente la superficie del rettangolo AEF'G è uguale ad AG (corrente continua anodica) per FG (tensione continua anodica), ossia è uguale alla potenza anodica  $N_a$  di alimentazione.

In questo caso questa rappresenta anche la potenza sull'anodo, se alla griglia del tubo non è applicata alcuna tensione alternativa, poichè non si emette nessuna potenza utile, perciò è qui  $N_a = N_p$ . Il rapporto dell'area del triangolo a quella del rettangolo dà il rendimento del tubo, rendimento che qui è cattivo, perchè  $N_u = N_p$  è 2 W, così che il rendimento è solo del 25% circa. Se si potesse girare le curve caratteristiche del tubo nel senso della freccia, ciò che sarebbe possibile con una minore resistenza interna (maggiore pendenza), in modo che esse venissero nelle posizioni tratteggiate in fig. 8 (B' invece di B, D' invece di D!), si potrebbe, con un conveniente pilotaggio mediante una corrispondente maggior tensione alternativa di griglia c con una più alta resistenza anodica) ma con la stessa tensione utile di placca di 200 V, ottenere, col triangolo AB'D', una potenza alternativa di circa 0,815 W, colla stessa potenza anodica  $N_a = N_p = 2$  W, e con questa un rendimento di circa il 41%.

Si constata facilmente, che, nel caso che la tensione di griglia aumenti fino al massimo di zero volt (oltre scorre corrente di griglia!!!), si potrebbe senz'altro ricavare la massima potenza, se la caratteristica  $U_g = 0$  del tubo coincidesse esattamente coll'asse della corrente anodica, allora B cadrebbe in B''. In questo caso limite il triangolo  $N_u$  avrebbe area metà del rettangolo rappresentante la potenza anodica, cosicchè allora il rendimento sarebbe 0,5 o 50%, indubbiamente questa situazione ideale non si può mai verificare completamente; perchè per essa la resistenza interna del tubo dovrebbe essere nulla.

Dalle figure risulta che un tubo può fornire una potenza tanto maggiore, quanto più alta può essere la corrente fluente con bassa tensione anodica. Ciò significa per altro che la resistenza interna individuata dalla posizione della caratteristica limite  $U_g = 0$  rappresentativa, deve essere la più piccola possibile. Ciò naturalmente non si può fare senza una costruzione ad hoc del tubo. Daltronde per l'amplificatore di potenza a bassa frequenza (tubo finale) esiste la condizione preliminare che il tubo si piloti solo simmetricamente e solo fino alla tensione di griglia zero, perchè altrimenti potrebbe intervenire una distorsione a causa della corrente di griglia. Se ora si ammette per un momento che non ci sia questa limitazione, allora la situazione cambia. Le caratteristiche che risultano quando la tensione di griglia è positiva, hanno un andamento (fig. 9) che si stacca completamente da quello comunemente usato (fig. 7 e 8). Esse salgono dapprima molto rapidamente, per poi incurvarsi e svilupparsi piano successivamente. Si noti che ora, a motivo della tensione positiva di griglia, scorre anche una corrente di griglia, e che si deve considerare anche una potenza di pilotaggio di griglia! In fig. 9 è pure indicato che a scelta della resistenza anodica  $R$  è critica per la potenza

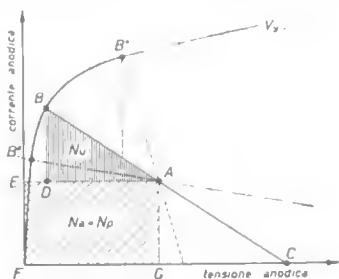


Fig. 9 - La potenza con tensione positiva di griglia.

ceduta. Se la retta di carico ha l'andamento CAB, la potenza è grande, se  $R$  aumenta (A B'') la potenza diminuisce, come quando  $R$  diventa più piccola (A B').

A proposito di questa interdipendenza si deve fare attenzione che la resistenza di un circuito oscillatorio, col quale si ha a che fare con un trasmettitore, al posto della resistenza ohmica, possiede una resistenza in corrente alternata, tanto maggiore quanto più grande è l'induttanza, quanto più piccola è la capacità e quanto minore è la resistenza di perdita. Senza dubbio la cosa diviene più complicata, perchè nella maggior parte dei casi, viene sottratta al circuito oscillatorio una potenza attraverso un dispositivo utilizzatore, la quale può essere individuata nel trasmettitore pilotato esternamente come potenza di griglia, che deve venire consegnata ad un successivo tubo da pilotare o come potenza di antenna fornita all'antenna. Coll'assorbimento di potenza per mezzo di un utilizzatore accoppiato, l'impedenza di un circuito accordato viene abbassata! Di ciò si dirà più tardi ancora brevemente.

In fig. 10 è illustrato l'andamento delle curve carat-

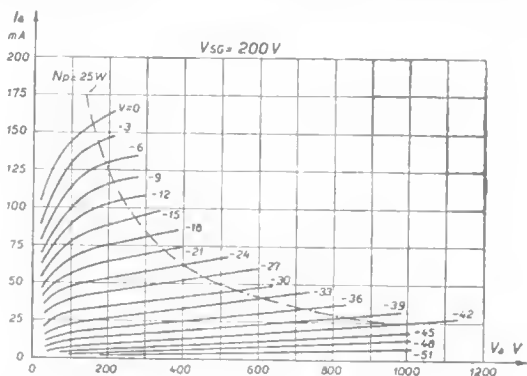


Fig. 10 - Caratteristiche anodiche di un pentodo di potenza (di tipo amplificatore di potenza).

teristiche di un pentodo amplificatore di potenza. Non è difficile riconoscere la simiglianza con la curva data in fig. 9 per un tubo con una sola griglia (triodo) funzionante con tensione positiva di griglia. La sola notevole differenza è che la stessa forma di curva si può ricavare col pentodo anche con tensione di griglia zero, come anche con tensioni di griglia negative, analogamente è permesso raggiungere forti correnti anodiche con basse tensioni anodiche. Innan-

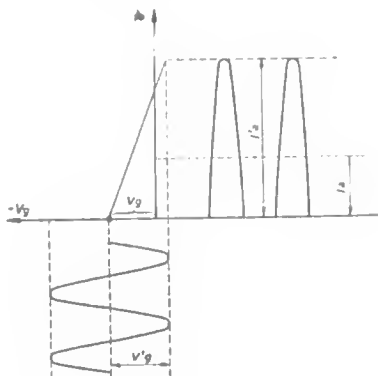


Fig. 11 - Un altro modo di funzionamento del tubo (C-Betrieb

zitutto non è necessario usare alcuna tensione di griglia per ottenere un forte rendimento. Quando però si deve pilotare il tubo con tensioni di griglia, la potenza da fornire alla griglia è naturalmente molto minore col pentodo che col triodo (1). È noto che la forma di curva desiderata anche per i pen-

(1) Coi tubi a griglia schermo si hanno curve come quelle segnate in fig. 13,  $U_{SG}$  è la tensione di schermo. Le curve assomigliano, per tensioni anodiche maggiori di  $U_{SG}$ , a quelle dei pentodi. Per un buon rendimento è necessario che la tensione anodica di lavoro sia essenzialmente più alta della tensione di griglia schermo.

todi non debba presentare dei ritorni. Mentre il triodo richiede una potenza supplementare alternata alla griglia di comando, il pentodo ha bisogno di una potenza continua supplementare alla griglia di protezione! Ora si parlerà di un altro caso.

Non vi sia inizialmente di nuovo nessuna resistenza nel circuito anodico, ma solo i due strumenti di misura: La polarizzazione negativa di griglia  $U_g$  deve essere così grande che non possa addirittura più scorrere corrente anodica (v. fig. 11). La tensione negativa di polarizzazione necessaria per questo funzionamento si può calcolare per un semplice triodo moltiplicando la tensione anodica per l'intraeffetto del tubo. Con un rapporto del 10% (0,1) e con una tensione anodica di 400 V, si avrebbe dunque

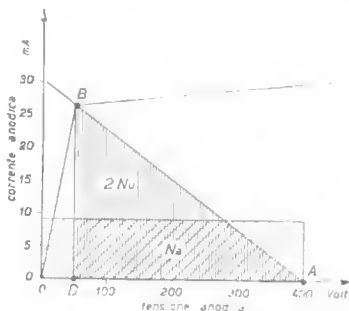


Fig. 12 - Potenza dell'amplificatore che lavora nel punto B, o dell'amplificatore « B ».

$U_g = -40$  V. Si applichi ora una tensione alternativa di griglia, allora solo le alternanze (semionde), positive possono richiamare una corrente anodica, mentre non lo possono le alternanze negative, poichè con tensioni di griglia più negative di  $U_g$ , come detto giustamente sopra, non può scorrere alcuna corrente anodica. Se la tensione alternativa di griglia ha una forma pura di curva (sinusoidale), la

corrente anodica continua che ora scorre  $i_a$  (valor medio) assume il valore  $1 : 3,14$  dell'ampiezza della corrente alternativa  $i_a$  che scorre nell'anodo. Se si considerano ancora le altre caratteristiche (corrente anodica tensione anodica) e si pone nel circuito anodico del tubo una resistenza, allora si determinano rapporti del tutto diversi da prima. Sia qui nuovamente assunto che con tensioni di griglia positive o con l'adozione di un pentodo, si ha che fare con una forma di curva secondo la fig 10. Se ora si lavora fuori dal punto A (tensione anodica  $400 \text{ V}$ ) e si applica una corrispondente tensione di griglia alternata, allora si raggiungerà il punto B colla sua ampiezza. In questa condizione scorre momentaneamente una corrente anodica di  $27,5 \text{ mA}$  con una tensione anodica istantanea di  $50 \text{ V}$ . Il valor medio della corrente anodica durante l'intero periodo della tensione alternata di griglia è di  $27,5 : 3,14$ , uguale in cifra tonda a  $8,75 \text{ mA}$ . Poichè il tubo lavora generalmente solo durante una semionda della tensione di griglia, la potenza alternativa non è uguale all'area del triangolo tratteggiato verticalmente, ma è uguale alla metà di quest'area. La potenza continua anodica  $N_a$ , che qui è diversa di  $N_p$  (!), viene rappresentata dal rettangolo tratteggiato obliquamente.

In questo caso la potenza alternata emessa è  $N_u = 2,1$  watt circa, la potenza continua di alimentazione è in cifra tonda di  $N_a = 3,5 \text{ W}$ , cosicchè si ha un rendimento  $\eta = 68,7\%$  e una potenza perduta di  $N_a - N_u = N_p = 1,1 \text{ W}$ . È chiaramente riconoscibile che con questo modo di sfruttare un tubo si possono aumentare sensibilmente la potenza emissibile ed il rendimento. Se si vogliono sfruttare entrambe le semionde della tensione di griglia, bisogna connettere due tubi in modo che uno di essi lavori colla semionda positiva e l'altro colla negativa. Questa disposizione circuitale si chiama schema in controfase. La potenza emessa dai due tubi in opposizione è naturalmente uguale

al doppio di quella fornita da un tubo, ed è perciò uguale all'area del triangolo  $A B D$ ! Oggi si impiegano simili amplificatori di potenza anche nella tecnica della bassa frequenza, e si designano come amplificatori « B » in controfase, mentre quelli precedentemente ricordati si chiamano amplificatori « A ». Nei trasmettitori l'amplificatore « A » non trova alcun impiego, mentre si usa l'amplificatore « B » ed un altro tipo, il « C » (le denominazioni furono assunte dagli Americani). Con quest'ultimo tipo di amplificatori la tensione di polarizzazione di griglia è ancora maggiore che coll'amplificatore « B », per modo che la tensione alternativa di griglia permette un passaggio di corrente anodica a partire da un determinato valore positivo. In generale si sceglie la tensione negativa di polarizzazione di griglia coll'amplificatore « C », che è quello da usare esclusivamente per i trasmettitori, da due a tre volte maggiore di quella per l'amplificatore « B ». Mentre coll'amplificatore « A » la potenza emessa è indistorta ed il rendimento coi triodi è dell'ordine del 15-25%, ed anche coi tubi a griglia di soppressione (pentodi) non supera il massimo del 35% (coi pentodi per il calcolo di  $r_1$  è sempre permesso trascurare la potenza applicata alla griglia di protezione!) il semplice amplificatore « B » con un tubo dà una potenza di uscita fortemente distorta (forte contenuto di armoniche), un rendimento più alto (da circa 60 a 70%) e la potenza fornita è proporzionale al quadrato della tensione alternativa di griglia. Coll'amplificatore « C » la potenza utile è proporzionale al quadrato della tensione anodica, per quanto fortemente distorta ed il rendimento è ancora più alto (da circa il 70 fino all'80%).

Si deve qui richiamare l'attenzione del lettore, che finora il discorso tenuto ha riguardato solo gli amplificatori e non i trasmettitori. Orbene, nel trasmettitore il tubo lavora in ogni caso analogamente ad un amplificatore. Da dove esso prenda la tensione alternativa di griglia non inte-



ressa in un primo tempo. Si presuppone che essa sia come assegnata. Col trasmettitore pilotato esternamente, essa viene fornita dall'« emettitore pilota », mentre col (trasmettitore autoeccitato o col trasmettitore ad accoppiamento reattivo essa viene presa dal circuito anodico del tubo stesso, per mezzo di una bobina o di un condensatore. Dall'entità della reazione viene determinato il valore della tensione alternata di griglia.

Si osservi che attraverso al tubo di un trasmettitore autoeccitato deve scorrere una certa corrente anodica anche nella condizione di assenza di reazione (essendovi una pendenza misurabile), che inoltre non può esistere inizialmente neppure la condizione dell'amplificatore « B » o « C », perchè altrimenti le oscillazioni non possono innescarsi. Allora in principio, se il tubo deve entrare in oscillazione, si deve portare la polarizzazione di griglia ad un valore più negativo. Ne consegue automaticamente che la corrente di griglia, che come è già stato detto, è presente anche nei pentodi quando aumenta l'utilizzazione, scorre attraverso una resistenza ai cui capi quindi si localizza automaticamente una tensione di polarizzazione di griglia, che quanto maggiore diventa, tanto più strettamente diviene accoppiato reattivamente il tubo, e quindi tanto maggiore risulta la tensione alternativa eccitatrice di griglia. In alta frequenza questa resistenza, che viene usata anche in B.F. audio, deve essere by-passata da un condensatore (« schema - Audion »!).

In passato, nella trattazione delle varie possibilità, si era già contemplato il caso, di far lavorare un tubo in modo che nel trasmettitore al posto della resistenza o unica posta a base delle trattazioni, sfruttasse un circuito oscillatorio (v. anche la fig. 6). Questo ha la sua massima resistenza per una corrente alternata, quando viene accordato sulla frequenza della corrente (onda) ed è in risonanza con essa. La sua resistenza diviene nulla per corrente continua, per

modo che la piena tensione della batteria anodica si trova sempre anche sull'anodo del tubo. Le date curve caratteristiche di lavoro sono allora valide solamente per le correnti alternate sulle quali il circuito oscillatorio è accordato!. In fig. 9 si è indicato che all'aumentare della resistenza di carico la potenza ricavabile cresce dapprima, poi cade nuovamente.

Con l'amplificatore « B », che riceve la tensione alternata di griglia (ovvero una potenza di griglia) di un generatore pilota, la resistenza del circuito accordato, per la richiamata corrente alternata anodica, diviene inizialmente molto piccola, fuori risonanza, la corrente anodica diventa perciò grande (v. fig. 13, caratteristica di lavoro A e B'').

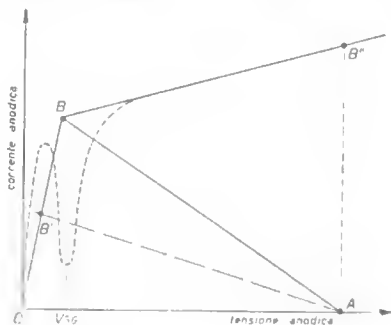


Fig. 13 - L'influenza della resistenza esterna.

Se ora si sintonizza il circuito anodico, si verifica tosto un forte abbassamento della corrente anodica, ciò significa che il circuito accordato alla risonanza diviene una resistenza grandissima (caratteristica di lavoro AB'). Se ora si accoppia un'antenna o un altro stadio di potenza, si deve regolarlo in modo che la caratteristica di lavoro si estenda da A verso B, se si deve ottenere la potenza più grande

possibile. In questo caso la corrente anodica sale di nuovo al valore corrispondente, che si può calcolare approssimativamente dividendo per 3 la corrente anodica per il punto B.

Qui possono bastare queste poche spiegazioni, nella letteratura relativa si trovano molte opere per i più istruiti, opere che permettono di introdursi più profondamente nella materia (di particolare valore ad es. si ha « I tubi elettronici » del Barkhausen).

### **3. I circuiti trasmettenti ed il loro funzionamento.**

Prima di cominciare la descrizione di trasmettitori completi, si devono dapprima discutere i più importanti circuiti di oscillatori. Nei primi tempi, poichè la tecnica dei trasmettitori a tubi elettronici era ancora ai suoi inizi, ed anche più tardi quando le bande dei dilettanti non erano così saturate come oggi, si poteva « salire nell'aria » quanto era acconsentito da emittenti autoeccitati, coi quali la potenza ricavabile era indubbiamente limitata dal tipo di tubo.

Questo modo di vedere non fu tuttavia riscontrato così importante, nei successivi sviluppi, in pratica, perchè a motivo del prelievo diretto di potenza (accoppiamento di antenna), subentrarono importanti variazioni di frequenza rispetto al circuito oscillatorio, che determina la frequenza, che poterono essere sfruttati coi moderni metodi di ricezione. Coi metodi di ricezione oggi in uso, necessariamente ad alta selettività, a motivo del numero crescente di stazioni dilettantistiche in tutto il mondo, un trasmettitore funzionante in un tale modo avrebbe scarsa prospettiva di venire usato, poichè la frequenza trasmessa è soggetta a spostamenti continui: astrazione facendo fin qui dalla qualità del tono da raggiungere. Oggi il trasmettitore eccitato ester-

namente domina esclusivamente il quadro delle stazioni dilettantistiche. Il suo cuore è « l'emettitore pilota », che nel caso più semplice è separato dallo stadio finale di potenza (PA) per mezzo di uno stadio separatore (Buffer), per ridurre ad una misura sopportabile le accennate retroazioni, che fanno variare la frequenza.

Per maggiori esigenze un solo stadio separatore non è qui sufficiente, poichè la piena indipendenza dalle retroazioni richiede in partenza 2 o 3 stadi separatori. Colla moltiplicazione di frequenza negli stadi successivi allo stadio pilota si dimostrano opportuni alcuni rapporti. Al trasmettitore pilota si deve, come cuore dell'emittente, dedicare speciale attenzione. La generazione di oscillazioni mediante la reazione si può raggiungere con tutti i noti circuiti di oscillatori, quando la richiesta costanza di frequenza non si sia affidata a poco a poco all'autorità degli schemi, che oggi si trovano usati spesso con alcune varianti.

10 o 15 anni fa il quarzo oscillante si era assicurato una funzione direttiva come parte determinante la frequenza di un circuito oscillatore. Esso dovette cedere il passo all'oscillatore a frequenza variabile (V F O), quando divenne necessario di poter farsi strada colla frequenza di emissione nelle bande affollate. Tuttavia esso viene adottato abbastanza spesso ancora, perchè le sue proprietà sono raggiungibili solo con difficoltà cogli altri oscillatori. Nei moderni trasmettitori V F O piloti si trova quasi esclusivamente ancora solamente « l'oscillatore ad accoppiamento elettronico » (E C O) nella forma a tre punti induttiva o capacitiva, oppure il circuito oscillatore divenuto recentemente noto come « Clapp », pure nella forma a 3 punti capacitiva. Pare perciò giusto di spiegare nel loro funzionamento tutti i rimanenti schemi di oscillatori per amore di completezza, ma di dedicare speciale descrizione ai tre ultimi nominati oscillatori: oscillatore a cristallo (C O), oscillatore ad accoppiamento e oscillatore Clapp.

Il più vecchio schema per l'eccitazione di oscillazioni persistenti mediante reazione risale a Meissner. (v. fig. 14): Il circuito oscillatorio, che determina la frequenza si trova nel circuito anodico del tubo amplificatore e la reazione della tensione alternativa anodica arriva puramente induttiva sul circuito di griglia. Qui è possibile l'alimentazione, con corrente continua anodica, in serie e in parallelo. Poichè nel primo caso entrambe le ampiezze delle tensioni si sommano, si formano ampi picchi di tensione, per i quali

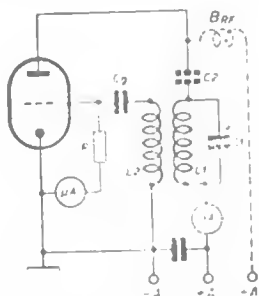


Fig. 14 Generazione di oscillazioni, mediante reazione secondo « Meissner » (le parti punteggiate si riferiscono all'alimentazione in parallelo).

devono essere dimensionati i singoli componenti impiegati. L'alimentazione in parallelo (circuito punteggiato) evita questa situazione, poichè il circuito oscillatorio porta solo tensioni alternate.

La tensione continua anodica viene portata ad una bobina di arresto di alta frequenza  $B_{RF}$ , mentre il condensatore  $C_2$  isola il circuito oscillatorio dalla tensione continua. Il gruppo  $R-C_g$  produce in modo automatico una tensione di polarizzazione di griglia che, alle più forti ampiezze delle oscillazioni, limita la corrente anodica e protegge il tubo

dal sovraccarico. La potenza oscillante viene determinata e limitata dal grado di accoppiamento delle due bobine e dalle caratteristiche del tubo. Si richiami qui ancora una volta l'attenzione sul giusto criterio di avvolgimento delle bobine per la generazione di un'azione di reazione (v. parte I<sup>a</sup> tecnica della ricezione). Come misura dell'ampiezza dell'oscillazione può valere la corrente nella resistenza di fuga  $R$  di griglia, la quale corrente denuncia lo stato di disinnescamento delle oscillazioni quando si annulla. Un milliamperometro inserito nel circuito anodico indica lo stabilirsi dell'oscillazione mediante il subitaneo arretramento dell'indice dello strumento, condizionato dalla tensione di polarizzazione di griglia stabilitasi.

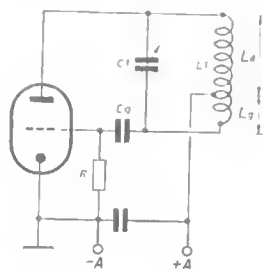


Fig. 15 Generazione di oscillazioni mediante reazione secondo « Hartley » (circuito induttivo a 3 punti).

Lo schema dell'oscillatore che lavora come circuito induttivo a 3 punti o « Hartley » prende la necessaria tensione di reazione direttamente dalla bobina del circuito oscillatorio (v. fig. 15). I circuiti generatori sono connessi alla griglia e all'anodo, affinché si produca la condizione di fase che è necessaria per la reazione. Il grado di reazione può essere variato spostando la presa sulla bobina; esso è tanto più forte quanto più vicino all'estremo dalla parte dell'anodo si effettua la presa sulla bobina. Anche col cir-

cuito a tre punti induttivo è possibile l'alimentazione in parallelo (invece dell'alimentazione in serie): in questo caso il catodo è certamente ad un potenziatore di alta frequenza (v. fig. 16). Anche in questo circuito generatore la diminuzione della corrente anodica col formarsi della tensione di polarizzazione di griglia indica l'insorgere delle oscillazioni.

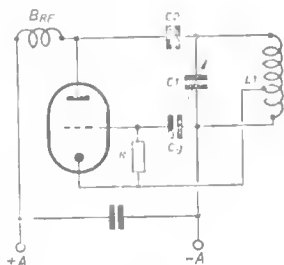


Fig. 16 - « Hartley » con alimentazione in parallelo e con « catodo caldo ».

La tensione di reazione ottenuta da un divisore di tensione sul circuito oscillatorio può essere prelevata oltre che

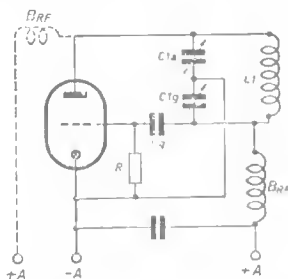


Fig. 17 - Oscillatore « Colpitt » (a 3 punti capacitivo) con alimentazione in serie (le parti punteggiate si riferiscono all'alimentazione in parallelo).

con un circuito induttivo, anche mediante un circuito capacitivo, in cui viene divisa in due metà non la induttanza del circuito accordato, ma la capacità di quest'ultimo. (v. fig. 17). In questo caso il rapporto fra le capacità dei due condensatori  $C_{1a}$   $C_{1g}$  determina il grado di reazione. L'alimentazione in corrente continua dell'anodo è ancora possibile in serie o in parallelo.

Un altro circuito di oscillatore, che era in uso al tempo dell'emettitore autoeccitato, è lo schema noto come « Huth-Kühn » (v. fig. 18). La reazione proviene dalla capacità interelettrodica griglia-anodo, quando entrambi i circuiti sono portati alla risonanza. Poichè con questo schema il circuito di griglia (grid) ed il circuito anodico (plate) sono accordati, esso viene chiamato in inglese anche « tuned plate - tuned grid » (o con l'abbreviazione TP, TG).

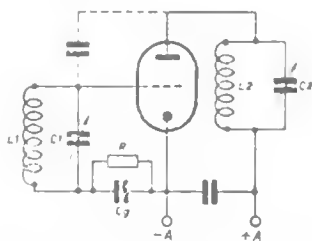


Fig. 18 - Generazione di oscillazioni del circuito « Huth-Kühn ».

I circuiti Meissner, Hartley e Colpitt si possono realizzare invece che coll'anodo « caldo » ed il catodo « freddo » anche coi circuiti inversi, per modo che l'anodo ed un circuito accordato sono « freddi » (a potenziale zero ossia al potenziale del meno dell'alimentatore) ed il catodo risulta « caldo » (a potenziale R F).



In questo caso si parla anche di « accoppiamento reattivo catodico o di reazione catodica. Mentre il circuito Meissner in questa forma non raggiunse un notevole sviluppo, circuiti Hartley e Colpitt col « catodo caldo » poterono assicurarsi, negli schemi di oscillatori piloti, un posto importante, come sarà mostrato ancora più avanti. Se in fig. 18 invece del circuito oscillatorio  $L_1 C_1$  si inserisce un cristallo di quarzo si realizza il così detto oscillatore a quarzo o oscillatore a cristallo. Qui bisogna premettere che certi cristalli sotto l'azione di un'eccitazione meccanica si polarizzano elettricamente e che per effetto inverso il cristallo può vibrare meccanicamente se gli viene applicata una tensione alternativa; si parla del cosiddetto effetto piezoelettrico.

Nella tecnica della trasmissione trovano impiego come cristalli generalmente piastrine di quarzo, che possono essere eccitate con oscillazioni trasversali o longitudinali o per flessione. Nel campo delle onde corte vennero in uso principalmente le oscillazioni trasversali (secondo lo spessore) delle lastrine di quarzo. Il cristallo di quarzo viene perciò lavorato in modo da presentare facce piane per le sue proprie oscillazioni meccaniche; l'eccitazione avviene fra due elettrodi, in mezzo ai quali viene mantenuta la lastrina di quarzo.

La possibilità di impiego del quarzo scaturisce ora dalla sua proprietà di comportarsi nello stato oscillante come un circuito oscillatorio elettrico con smorzamento estremamente basso, di grande coefficiente di risonanza a motivo dell'alto rapporto  $L/C$ . La differenza rispetto ad un circuito oscillatorio composto di una bobina e di un condensatore, si vede subito facilmente, quando si pensi che la bontà dei circuiti accordati comunemente usati è di circa 250 in media, mentre il quarzo oscillante raggiunge senza difficoltà un grado di bontà di 10.000 e più. Ma bisogna ancora riconoscere al cristallo un ulteriore vantaggio: la

sua frequenza di risonanza rimane praticamente costante entro un vasto intervallo di variazioni della temperatura. La differenza rispetto ad un circuito oscillatorio costruito come d'uso consueto appare nuovamente subito poichè il coefficiente di temperatura del quarzo è circa 100 volte più piccolo. Ciò diminuisce la variazione di frequenza per una variazione di temperatura di 1°C. A queste due proprietà, estremamente alto coefficiente di bontà e piccolo coefficiente di temperatura, il quarzo deve le sue molteplici applicazioni nel campo della tecnica delle trasmissioni. Esso presenta delle proprietà intrinseche, che devono essere applicate ad un oscillatore, quando il progetto del trasmettitore deve essere rispondente alle odierne esigenze di

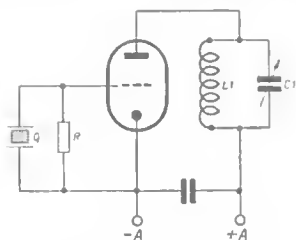


Fig. 19 - Circuito « Huth-Kühn » con circuito di griglia pilotato a quarzo.

costanza di frequenza e di qualità di B. F. Perciò l'oscillatore a quarzo è e rimane il circuito emettitore pilota per colui, che innalza nell'etere la sua prima antenna, quando siano disponibili quarzi appropriati dei quali l'oscillazione propria cada nelle bande dei dilettanti. Per amore di completezza sia anche ricordato che vi sono certamente dei quarzi che permettono una variazione di frequenza entro limiti ristretti (alcuni kHz); la variazione è senza dubbio, rcentualmente estremamente piccola in rapporto alla

frequenza propria. Col pilotaggio a quarzo si può costruire uno stadio autoeccitato, in condizioni ancora giustificate, la potenza emissibile è certamente minore di 5 watt, per modo che esso appare subito utilizzabile per pilotare uno stadio PA di potenza. Utilizzando dei triodi (v. fig. 19) la reazione si forma nuovamente per mezzo della capacità griglia-anodo. L'oscillatore a quarzo lavora essenzialmente meglio con un pentodo (v. fig. 20). Con esso il quarzo è meno caricato e lo schema permette il raggiungimento di potenze

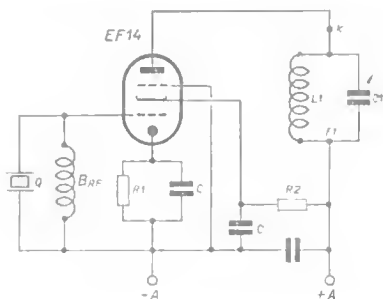


Fig. 20 - Oscillatore a quarzo con pentodo.

maggiori. In fig. 20,  $Q$  rappresenta il quarzo,  $G_1 L_1$  il circuito accordato, che viene costituito convenientemente con capacità  $C_1$  minore di quelle comunemente usate senza quarzo, e con maggiore induttanza  $L_1$ ;  $B_{RF}$  rappresenta una bobina  $RF$  risonante la cui frequenza propria deve essere inferiore alla frequenza propria del quarzo. Ad essa viene conferita la polarizzazione di griglia formata ai capi della resistenza  $R_1$  di catodo per mezzo della corrente catodica. I condensatori segnati  $C$  servono per l'azzeramento dell'alta frequenza.

Il loro valore è di circa 10.000 pF. Poichè con le vibrazioni

secondo lo spessore l'oscillazione propria del quarzo dipende dalla grossezza della piastrina, la quale diventa sempre più sottile all'aumentare della frequenza e d'altro canto la possibilità di sopportare il carico cala al diminuire dello spessore, si sfruttano nello stadio pilota generalmente quarzi di frequenza propria più bassa (3,5 MHz) e si opera nello stadio successivo una moltiplicazione di frequenza. È anche possibile accordarsi, invece che sulla 2<sup>a</sup> armonica, sulla 3<sup>a</sup> o 4<sup>a</sup>, ma poichè l'ampiezza colle armoniche di ordine superiore diviene sempre più piccola, il primo stadio moltipli-

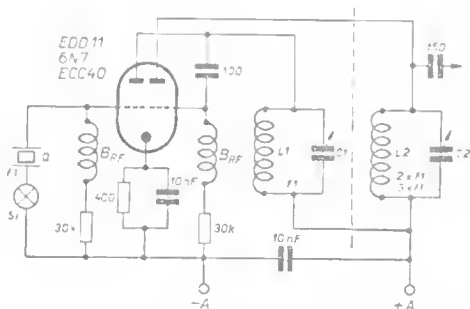


Fig. 21 - Oscillatore e moltiplicatore con doppio triodo.

catore viene accordato generalmente sulla seconda armonica. Se si ha a disposizione un doppio triodo (6N7) si può usare la prima unità triodica per la generazione di oscillazioni, la seconda come duplicatrice (v. fig. 21). L'accoppiamento allo stadio moltiplicatore è effettuato capacitivamente con 100 pF. Il circuito dello stadio moltiplicatore può essere accordato sulla 2<sup>a</sup> o 3<sup>a</sup> armonica. Con questo ed anche con altri schemi si osservi che l'ampiezza dell'oscillazione col quarzo non possa salire oltre un determinato valore, perchè altrimenti vi è pericolo di rottura.

Si raccomanda perciò di disporre in serie col quarzo una piccola lampadina come sicurezza, i cui valori di corrente possano arrivare fino a 150 mA nella banda da 40 a 80 metri, nella banda di 20 m non devono in nessun caso superare 100 mA, e 60 mA nella banda di 10 m. Il particolare stadio duplicatore di fig. 21 può essere risparmiato, quando con l'uso di un pentodo come oscillatore col circuito accordato alla frequenza del quarzo nel circuito di griglia schermo, e col circuito accordato sulla 2<sup>a</sup> o 3<sup>a</sup> armonica nel circuito di placca; con questa disposizione diviene possibile la moltiplicazione di frequenza con un solo tubo. Poichè in questo caso la griglia schermo lavora per  $C_1 L_1$

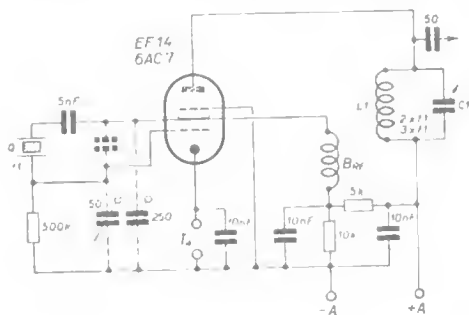


Fig. 22 Oscillatore « Pierce » senza circuito accordato e con moltiplicazione di frequenza.

come anodo di un triodo, si deve nuovamente far attenzione che il quarzo è caricato come in un comune schema a triodo. La stabilità del dispositivo aumenta se il circuito accordato  $C_1 L_1$  viene sintonizzato su valori alquanto al di sotto della frequenza del quarzo. Se per  $L_1$  e  $L_2$  si usano delle bobine sullo stesso supporto, si può regolare l'oscillatore per la resa prevista alla frequenza fondamentale o

alla seconda armonica, così che alla frequenza del quarzo stesso si dispone al posto di  $L_1$  un ponticello di corto circuito ed  $L_1$  trova posto nello spazio di  $L_2$ . Ma questo circuito lavora bene solo quando si impiegano pentodi con piccolo intraffetto di griglia schermo; la retroazione dell'anodo deve in ogni caso restare piccola. Si può risparmiare un circuito accordato, quando è possibile adottare il circuito Pierce senza accordo, nel quale il quarzo invece che fra catodo e griglia si trova fra anodo e griglia. Con l'uso

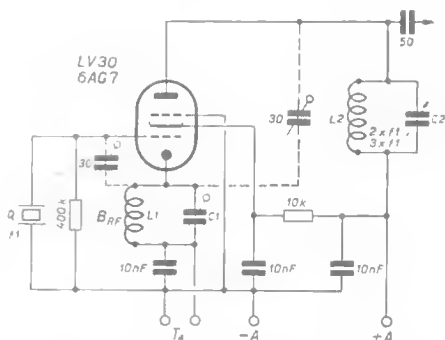


Fig. 23 - Circuito « Pierce » con circuito catodico accordato e moltiplicazione di frequenza.

di un pentodo il quarzo viene disposto fra griglia e griglia schermo, quando si deve effettuare una duplicazione di frequenza nel circuito anodico. Un simile schema è indicato in fig. 22. L'autoeccitazione avviene nel circuito capacitivo a 3 punti considerando le capacità proprie del tubo catodo-griglia, catodo-griglia schermo. Per la precisa regolazione della tensione di reazione è usanza di fare variabile mediante trimmer il rapporto del divisore capacitivo.

Affinchè la tensione di griglia schermo non possa superare i limiti di protezione del quarzo viene presa attraverso un partitore di tensione. In questo schema l'oscillatore oscilla per la reazione, indipendentemente dall'applicazione del circuito anodico. Bisogna naturalmente provvedere ad aumentare l'emissione di potenza sulla frequenza fondamentale e pensare alla possibilità di una moltiplicazione di frequenza. In fig. 22 è anche indicata una possibilità di manipolazione dell'oscillatore, la quale si effettua qui nel circuito catodico. Qui bisogna premettere come condizione che  $L_1 C_1$  della fig. 21 non siano regolati per il minimo di corrente anodica (ossia per la massima potenza), poichè poi questo circuito lavora instabilmente in sede di taratura. Il circuito deve perciò essere accordato su una frequenza più alta; con ciò si diminuisce senza dubbio la potenza emissibile, per modo che questo circuito viene meglio manipolato negli stadi successivi. Con lo schema Pierce modificato (v. fig. 22) questo inconveniente scompare, poichè il quarzo oscilla indipendentemente dal circuito anodico. Per questo esso può ora essere tarato sul minimo della corrente anodica. È vantaggioso tuttavia mantenere una taratura su una frequenza leggermente più alta. In ogni caso la potenza raggiungibile è essenzialmente più grande quando si ha una buona possibilità di regolazione.

La duplicazione di frequenza è anche possibile in uno stadio con l'oscillatore a griglia anodica. Questo schema usato specialmente in America è indicato in fig. 23. Il quarzo si trova tra griglia e catodo e la griglia schermo assolve la funzione di anodo con divisore di tensione capacitivo per l'ottenimento della necessaria reazione. Se si desidera per il moltiplicatore una tensione pilota alta, affinchè la moltiplicazione di frequenza si effettui con rendimento alto, si può iniettare nel circuito una tensione supplementare dall'anodo, evitando la griglia schermo, come è visibile in

fig. 23 secondo la parte tratteggiata. Il circuito oscillatorio  $L_2 C_2$  è accordato sulla 2<sup>a</sup> armonica. Il valore della bobina di alta frequenza  $B_{RF}$  in parallelo alla capacità  $C_1$  dipende dalla frequenza propria del quarzo e dalla necessità che il circuito catodico debba venire sintonizzato non sulla frequenza del quarzo, ma convenientemente sul centro fra la frequenza fondamentale e la 2<sup>a</sup> armonica.

Ma senza dubbio il circuito che ha trovato la massima diffusione è il così detto schema Tri-Tet (fig. 24) come oscillatore pilotato a quarzo. La denominazione significa tri-

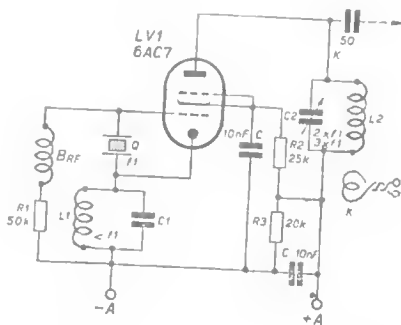


Fig. 24 - Oscillatore pilotato a quarzo ad accoppiamento elettronico « Tri-tet ».

do - tetrodo e indica che nello schema si svolgono le funzioni di due tubi. L'unità triodica griglia - catodo - griglia schermo (+ griglia freno) serve per la generazione di oscillazioni secondo lo schema a triodo; il gruppo griglia - catodo - griglia schermo (+ griglia freno) - anodo « amplifica » e rende possibile l'accoppiamento con piccola retroazione. Con l'uso del pentodo la griglia freno può essere o direttamente connessa a terra o essere collegata colla



griglia schermo. Il catodo diviene nuovamente « caldo »; il circuito catodico è accordato sulla frequenza del quarzo e la tensione di polarizzazione di griglia si forma automaticamente attraverso la resistenza di griglia. L'applicazione della tensione alla griglia schermo avviene per mezzo del partitore di tensione  $R_2$ ,  $R_3$ . Essa deve essere assunta colle griglie schermo e freno connesse insieme, più piccola che quando la griglia freno è messa a terra. Il circuito  $L_2 C_2$  è accordato su una frequenza multipla di quella del quarzo. Come  $C$  si usano i comuni condensatori di fuga. L'accoppiamento allo stadio amplificatore emittente successivo può essere effettuato secondo  $K$  con una piccola capacità ( $20 \div 50$  pF) o induttivamente (2  $\div$  4 spire con una linea di accoppiamento (« link - line »).

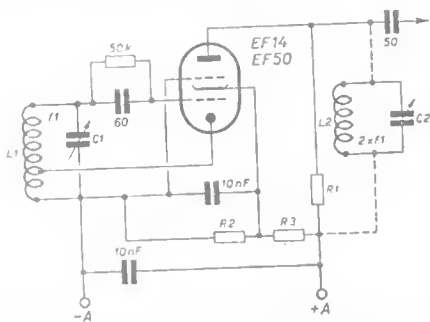


Fig. 25 - Oscillatore ad accoppiamento elettronico con circuito a tre punti induttivo.

Il circuito FCO molto usato nei ricevitori (a 3 punti induttivo fra griglia - catodo griglia schermo) può essere vantaggiosamente utilizzato anche come circuito trasmettente pilota, poichè l'accoppiamento sfruttato è vantaggioso soprattutto per l'oscillatore. Dato che il circuito induttivo a tre punti favorisce la formazione di armoniche

e che col circuito E C O vi è la possibilità di accordare il circuito anodico su un'armonica di ordine superiore, si ottiene movamente la moltiplicazione di frequenza in uno stadio, in cui il circuito di griglia è disaccoppiato sufficientemente dal circuito di placca mediante la griglia schermo messa a terra e la griglia freno. Il circuito di griglia è previsto generalmente sulla semifrequenza di lavoro della banda a più bassa frequenza dei dilettanti, cioè viene formato a frequenza variabile per l'intervallo di frequenze da 1750 a 1900 kHz. Ne consegue allora il vantaggio di impiegare su queste frequenze una capacità  $C$  del circuito alta, per mezzo della quale la capacità griglia-catodo può essere

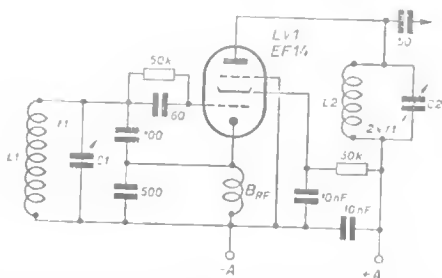


Fig. 26 - Oscillatore ad accoppiamento elettronico con circuito a tre punti capacitivo.

shuntata sufficientemente. Questa capacità si trova in parallelo alla capacità propria del circuito accordato e determina un influsso decisivo sulla massima costanza ottenibile di frequenza con oscillazioni proprie.

Qui si deve anche chiaramente stabilire che lo schema E C O non rappresenta alcun particolare circuito generatore, perchè la generazione di oscillazioni fra griglia-catodo e griglia schermo avviene nello schema a tre punti induttivo

di fig. 25. Analogamente si potrebbe ottenere la generazione di oscillazioni con uno schema a tre punti capacitivo come si vede in fig. 26.

Lo schema E C O realizza solo la favorevole possibilità di accoppiamento per corrente elettronica. Si vede subito che l'accoppiamento al circuito anodico, sia induttivo o sia capacitivo, risulta unico e solo attraverso la corrente elettronica che scorre dal catodo all'anodo e che viene regolata dalla griglia. Le griglie intermedie messe a terra realizzano un disaccoppiamento comunemente non raggiungibile se non attraverso uno stadio separatore, così che ora uno speciale stadio separatore può essere dimenticato.

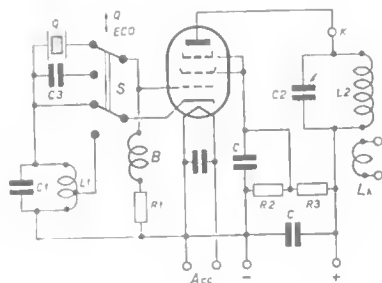


Fig. 27 - Generatore pilota commutabile su pilotaggio a quarzo (Tritet) e su autoeccitazione (ECO)

Lo schema E C O comporta inoltre altri due vantaggi. Si è detto che questo circuito oscilla sicuramente ancora con minimi valori di tensione di griglia schermo. Ma soprattutto è importante un vantaggio quasi sconosciuto, diciamo quello che le variazioni di frequenza provocate dalle oscillazioni della tensione di alimentazione, si possono

compensare con appropriati proporzionamenti delle resistenze di anodo e di griglia schermo. Le variazioni di tensione anodica generano una variazione di frequenza opposta a quella dovuta alle variazioni di tensione della griglia schermo, così che diviene possibile raggiungere uno stato di equilibrio, quando l'anodo e la griglia schermo sono alimentati con una comune sorgente di corrente e la tensione di griglia schermo viene prelevata da un partitore di tensione.

La fig. 27 mostra uno schema per mezzo del quale si può passare, mediante l'impiego del commutatore a due poli  $S$  a lavorare come E C O e di stabilire la desiderata frequenza di trasmissione con  $C_1$ , quando la frequenza emisibile col quarzo sia interferita da un altro trasmettitore. Nella posizione superiore ( $Q$ ) si realizza lo stesso circuito di fig. 24, mentre verso il basso con l'introduzione di  $S$  la griglia del tubo viene collegata attraverso al condensatore  $C_3$ , all'estremo non messo a terra del circuito oscillatorio  $L_1 C_1$ , mentre ora il catodo viene commutato alla presa di  $L_1$ . Cortocircuitando  $C_1$  (o  $L_1$ ) e accordando  $L_2 C_2$  sulla frequenza del quarzo, si può anche generare questa stessa, invece di accordare  $L_2 C_2$  sulla frequenza doppia di quella del quarzo, si può anche generare la frequenza metà di quella col quarzo, per modo che si può lavorare con un quarzo per la banda dei dilettanti di 7.000 kHz, anche sulla banda di 3.500 e su quella di 11.000 kHz. È conveniente fare la capacità di accordo per la frequenza del quarzo sempre alquanto più piccola di quella necessaria per l'esatta sintonia.

I tubi che devono essere usati con l'oscillatore ad accoppiamento elettronico, non devono possedere alcuna griglia freno scollegata dal catodo internamente al tubo, diversamente si dovrebbe connettere al catodo la schermatura esterna. Meglio di tutto è l'adottare tubi con griglia freno separata e collegamento di massa, che vengono poi diret-

tamente connessi al meno dell'alimentatore. Nel campo dell'oscillatore stabile è subentrato negli ultimi tempi il così detto « Oscillatore Clapp » (v. fig. 28a) e b)). La decantata stabilità di questo oscillatore sorge dal fatto che la capacità interna del tubo fra griglia e catodo e fra catodo e anodo, vengono shuntate da condensatori  $C_2$  e  $C_3$  relativamente grossi. Lo schema acconsente anche un lasco accoppiamento del circuito oscillatorio, il quale deve essere costituito come circuito di alto coefficiente di risonanza,

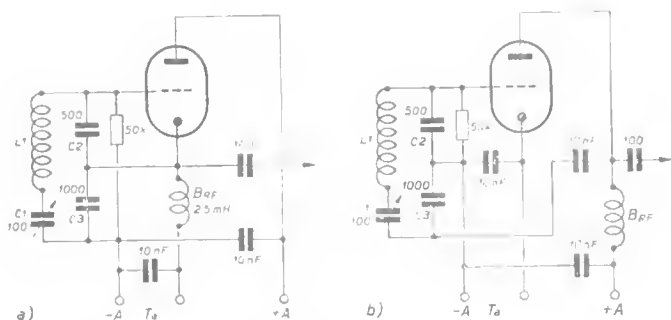


Fig. 28 - Schema di oscillatore secondo «Clapp »:

- a) a sinistra: con anodo freddo;  
 b) a destra: con catodo freddo.

al tubo. La reazione consegue nuovamente da una divisione capacitiva di tensione; il grado di reazione viene determinato, come col circuito Colpitt, mediante il rapporto di divisione di  $C_2$  a  $C_3$ . Lo schema può essere realizzato vuoi con anodo « freddo », vuoi con catodo « freddo ». Intorno a questo schema si deve ancora notare che la tensione reattiva accoppiata attraverso  $C_3$  al circuito oscillatorio deve

essere abbastanza forte per coprire le perdite del circuito, poichè altrimenti le oscillazioni cessano. Questa circostanza potrebbe verificarsi con  $C_1$  troppo piccolo, poichè una frequenza di risonanza conseguentemente più alta ai capi della resistenza esterna del tubo, e che qui è una resistenza capacitiva in corrente alternata, produce una caduta di tensione più piccola.  $C_1$  deve anche possedere una certa grandezza minima e viene pure convenientemente divisa in una capacità fissa ed in una capacità variabile in parallelo. Inoltre si trova ragionevole di usare nell'oscillatore Clapp tubi ad alta conduttanza mutua (Pentodi), poichè l'amplificazione di un pentodo risulta dal prodotto della conduttanza mutua per la resistenza esterna di carico. Però si devono anche ricordare due inconvenienti. L'ampiezza della tensione oscillante è molto diversa anche per piccole variazioni della condizioni di lavoro, per cui diventano necessarie speciali misure per avere un pilotaggio costante degli stadi successivi. Come altro inconveniente si deve ricordare che coll'oscillatore Clapp la formazione di armoniche, a motivo della minore resistenza capacitativa in corrente alternata del divisore per le armoniche di ordine superiore, è piccola e per tanto la moltiplicazione di frequenza diviene possibile colla premessa di usare un successivo stadio moltiplicatore di frequenza.

Come considerazione di chiusura intorno agli schemi di oscillatori dello stadio pilota si devono stabilire i punti di vista più importanti, che sono necessari per un funzionamento a frequenza stabile con un V.F.O.

Un contributo essenziale alla stabilizzazione della frequenza dell'oscillatore è dato dalla possibilità di compensare le variazioni con la temperatura dei componenti, che determinano la frequenza del circuito oscillatorio, ossia bobina e condensatore. Circa l'influenza della temperatura si consideri ora la proprietà di bobine e condensatori di variare il loro valore colla temperatura; in conseguenza varia naturalmente anche la frequenza.

$$\text{Poichè } f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

con una variazione di  $C$  pari a  $\Delta C$  e di  $L$  pari a  $\Delta L$ , si produce una variazione di frequenza di:

$$\Delta f = - \frac{1}{2} f \left( \frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta L}{L} \right)$$

(il segno negativo significa che la frequenza diventa più bassa, perchè  $C$  ed  $L$  diventano più grandi!).

Come elemento di misura serve il così detto coefficiente di temperatura  $T_k$ , che mette in relazione l'entità della variazione relativa frequenza-capacità o frequenza-autoinduzione colla variazione di temperatura di  $1^\circ\text{C}$  ( $\Delta t$ ).

$$T_{kf} = \frac{\Delta f}{f \Delta t}; \quad T_{kc} = \frac{\Delta C}{C \Delta t}; \quad T_{kl} = \frac{\Delta L}{L \Delta t}.$$

Ora per la variazione di frequenza si può anche scrivere:

$$\Delta f = - \frac{1}{2} f (T_{kc} + T_{kl}) \Delta t$$

o, sostituendo  $\Delta f$  con  $T_{kf} \Delta t$ :

$$T_{kf} = - \frac{1}{2} (T_{kc} + T_{kl}).$$

I coefficienti di temperatura delle bobine e dei condensatori variabili hanno piccoli valori positivi (fra 1 e  $2 \cdot 10^{-4}$ ). Una variazione di temperatura di pochi gradi provoca variazioni di frequenza molto considerevoli. Per maggior chiarezza si deve qui eseguire un piccolo calcolo. Chi, per le sue scarse cognizioni vatematiche, non può controllarlo, può tuttavia tener presente il risultato e trarre la sua conclusione.

Facciamo l'esempio che l'oscillatore debba oscillare sulla frequenza  $f = 14\text{MHz}$  ( $= 21 \text{ m}$ ).

Un  $T_{kc}$  di  $+ 1,5 \cdot 10^{-4}$  ed un  $T_{kl}$  di  $+ 1,5 \cdot 10^{-4}$ , con una variazione di temperatura di  $10^\circ\text{C}$ , danno una variazione di frequenza di:

$$\Delta f = (14 \cdot 10^6) \cdot \left[ -\frac{1}{2} (1,5 \cdot 10^{-4} + 1,5 \cdot 10^{-4}) \cdot 10 \right] = -21 \text{ kHz.}$$

Se l'oscillatore oscilla, a parità di condizioni, su 1.750 kHz (banda 160 m), la variazione di frequenza è solo di 2625 Hz, poichè:

$$\Delta f = (1,75 \cdot 10^6) \left[ -\frac{1}{2} (1,5 \cdot 10^{-4} + 1,5 \cdot 10^{-4}) \cdot 10 \right] = -2,625 \text{ kHz.}$$

Qui si spiega uno dei motivi, per cui l'oscillatore deve oscillare su una frequenza relativamente bassa. Successivamente si vede che le variazioni di frequenza diventano tanto più piccole, quanto minori sono i coefficienti di temperatura delle bobine dei condensatori. Poichè oggi nelle costruzioni di apparecchi ad alta frequenza si usano quasi esclusivamente componenti ceramici, si devono conoscere i loro coefficienti di temperatura per poterli compensare p 49 convenientemente. Nella tabella I sono raccolti insieme i più noti materiali del commercio con le loro proprietà più importanti. In essa si susseguono: Calite, Calan, Rosalt 7, Frequenta e Deltan, che hanno un alto coefficiente positivo di temperatura, per modo che con questi elementi si possono compensare dei coefficienti negativi di temperatura. Con questi materiali vengono prodotti anche i supporti ceramici delle bobine ed i sostegni isolanti dei condensatori variabili.

Rosalt 15, Tempa S, R e soprattutto Diacond O si distinguono per un basso fattore di perdita e piccoli coefficienti di temperatura. Questi materiali sono appropriati per alte esigenze.

Tempa N, Therman L, Rosalt 40 e Kerafar X possiedono un'alta costante dielettrica, con coefficienti di temperatura leggermente negativi. Il fattore di perdita è estremamente basso, così che basta a soddisfare le più alte esigenze.

Rosalt 35 e Condensa N hanno alta costante dielettrica e si usano per la costruzione di condensatori; il fattore di perdita è maggiore ed il coefficiente di temperatura assume valori medi negativi.



Rosalt 90, Condensa C, F, Dielan M, G e Kerafar U rendono possibile la fabbricazione di grandi capacità con piccolo ingombro. L'alto coefficiente negativo di temperatura può essere sfruttato per compensare una variazione positiva dovuta alla temperatura.

Nel tentativo di portare ad approssimarsi a zero i coefficienti di temperatura delle costanti dielettriche, si procede praticamente come segue: per rendere fisso il comportamento del circuito oscillatorio colla temperatura, tutti i condensatori della capacità risultante di detto circuito e perfino gli isolanti sul condensatore variabile devono essere compensati con elementi fatti di Rosalt 15, Tempa S o meglio di Diacond O. Ora si misura la variazione di frequenza che si produce per una data variazione di temperatura (eventualmente con un'armonica) e così si ottiene il coefficiente di temperatura incognito delle rimanenti induttanze e capacità nel circuito, le quali sono costituite insieme dall'induttanza della bobina + l'induttanza dispersa e dal condensatore variabile + la capacità dispersa.

I condensatori fabbricati a scopo di esperienze con Diacond O vengono ora compensati con materiale di coefficiente di temperatura uguale a quello misurato, ma di segno opposto. Con ripetute misure di taratura si deduce se siano ancora necessarie ulteriori correzioni. Si può ottenere la compensazione con la disposizione in parallelo od anche in serie di condensatori con opposti coefficienti di temperatura, i cui valori devono stare, secondo il circuito, tra loro in un determinato rapporto.

Se il circuito dell'oscillatore viene accordato per mezzo del condensatore variabile sopra un più grande intervallo di frequenze, il coefficiente di temperatura varia coll'angolo di rotazione del condensatore, per cui un solo condensatore in parallelo non provvede più una sufficiente compensazione. In questo caso serve una capacità in serie e in parallelo al va-

riabile per compensare in due punti. Come per la taratura in frequenza è conveniente scegliere questi punti un poco prima delle posizioni calcolate del condensatore variabile.

Come schemi di oscillatore V F O si usano esclusivamente lo schema E C O con circuito a tre punti induttivo o capacitivo, oppure lo schema Clapp. Il circuito E C O può essere portato a lavorare stabilmente con una grossa capacità circuitale e sulla semifrequenza di lavoro della banda degli 80 m, se viene applicata nel circuito anodico la duplicazione di frequenza e se la capacità  $C$  del circuito di griglia viene compensata per la temperatura.

L'oscillatore Clapp, a motivo delle capacità interelettriche del tubo fortemente shuntate e dell'accoppiamento lasco, presenta una ottima costanza di frequenza. La resa di potenza alle frequenze armoniche è certamente piccola, così che per una notevole moltiplicazione di frequenza e per un aumento di potenza si rendono necessari diversi stadi amplificatori. La variazione colla temperatura ancora presente nel circuito di griglia, può venire compensata.

Con entrambi gli schemi è necessaria innanzitutto una costruzione meccanica stabile. La lamiera del telaio non deve avere spessore inferiore a 2 mm. Il montaggio delle bobine e dei condensatori deve essere fatto su robusti supporti. I singoli componenti devono essere tutti montati con saldatura fra pagliette di sostegno isolate, il più corto possibile, così che non sia mai necessario usare la lunghezza totale dei fili terminali dei condensatori e delle resistenze. Quando è necessario aggiungere del filo di collegamento, deve essere impiegato filo di acciaio possibilmente di 2 mm, argentato, che deve correre per quanto possibile poco parallelamente al telaio, per non introdurre alcuna capacità aggiuntiva parassita. Nel montaggio del telaio si possono usare opportunamente dei passanti ceramici. Poichè il loro diametro è maggiore del diametro del filo di collegamento, si riempie l'intercapedine con stagno per saldare, impossibilitato a muoversi,

TABELLA N. 1.

Le più importanti proprietà dei materiali isolanti ceramici del commercio.

Indicazioni:

Stea = steatite - Magnesio - A G Werk Porz/Rh.

Sie = Siemens - Schuckert - Werke A G - Fabbr. porcellane Hochstadt/Ofr.

He = Heschlo - Hermdorf/Thür

Phi = Philips - Valvo - G m b H, Hamburg I

Ros = Rosenthal G m b H, Selb/Ofr

Indicazione	Denominazione	Colore	Costante dielettrica $\epsilon$	Coefficiente di temperatura $T_k$ in $10^{-6}/^{\circ}C$	Fattore di perdita $\text{tg } \delta \cdot 10^4$ a 1 MHz
Stea	Calit	verde scuro	6	+ 120 ... + 160	3 ... 5
He	Calan	blu scuro	6	+ 120 ... + 160	3,2
Ros	Rosalt 7	grigio	6 ... 7	+ 120 ... + 160	3 ... 5
Stea	Frequentia	arancio	6	+ 120 ... + 160	3 ... 5
Phi	Deltan	grigio ch.	6,7	+ 100 ... + 150	10
prodotto Natura	Glimmer		7	+ 60 ... + 100	1,7
Ros	Rosalt 15	rosso	10 .. 20	+ 30 .. + 90	0,5 ... 3
He	Tempa S, k	verde	12 ... 16	+ 30 ... + 50	0,5 ... 3
Stea	Diacond O	giallo bruno	18	+ 30 ... - 30	0,5 ... 3
He	empa N	giallo chiaro	12 ... 16	- 20 ... - 40	13
Phi	Therman I,	verde ch.	40 ... 45	- 20 ... - 100	6
Ros	Rosalt 40	verde	32 ... 40	- 45 ... - 100	0,5 ... 3
Stea	Kerafar X	verde chiaro	32 (+)	- 50 ... - 100	0,5 ... 3
Phi	Therman X	blu chiaro	30 ... 35	- 150 ... - 250	10
Ros	Rosalt 35	giallo	30 ... 50	- 250 ... - 480	3 ... 20
He	Condensa N	bruno chiaro	30 ... 45	- 250 ... - 480	3 ... 20
Ros	Rosalt 90	blu	85 ... 95	- 650 ... - 860	3 ... 8
He	Condensa C	arancio	60 ... 80	- 700 ... 750	3 ... 7
He	Condensa F	verde chiar.	60 ... 100	- 700 ... - 750	3 .. 8
Phi	Dielan M	ocra	85 ... 90	- 700 ... - 850	8
Phi	Dielan G	bruno rosso	80	- 700 ... - 850	1?
Stea	Kerafar U	verde scuro	80	- 750 ... - 850	3 ... 5

si fissa. Circa il condensatore variabile si deve ancora osservare che esso deve essere ben posizionato, per evitare che si verifichino variazioni di distanza rispetto alle pareti del telaio. L'asse viene eseguito opportunamente con materiale ceramico.

La bobina deve essere avvolta ben tesa rigidamente, perciò sono da preferire corpi di bobina ceramici. Affinchè l'avvolgimento sia fisso ed inamovibile, viene imbevuto con lacca di trolitul (trolitul sciolto in benzolo) ed essiccato in aria. A questo proposito è opportuno un invecchiamento artificiale per mezzo di riscaldamenti ripetuti (1 ora a circa 70°C) e di raffreddamento. Il tubo oscillatore deve essere collocato in modo che si verifichi una buona asportazione del calore, senza che gli elementi del circuito oscillatorio vengano da esso influenzati. Un punto di vista essenziale è che tutti i singoli componenti siano sovradimensionati, cioè che lavorino molto al di sotto del loro carico ammissibile. Il tubo oscillatore non deve essere spinto fino al limite della sua capacità di potenza, molto meglio è lo sfruttare un tubo solo per la metà della sua potenza. Resistenze e condensatori devono essere « grossi » già all'aspetto; dove basta una resistenza da  $\frac{1}{4}$  di watt, si usi un tipo da  $\frac{1}{2}$  watt, dove sono sufficienti condensatori con tensione di lavoro 500 V, vengono predisposti condensatori con 750 o 1000 V. Chi osserva tutti questi punti di vista ha già eliminato una grande parte di tutti i possibili errori. Si dovrebbe migliorare una abitudine assai diffusa, quella di raggruppare tutti i conduttori di collegamento. Una simile disposizione dei fili appare bellissima negli apparecchi alimentatori lavoranti colla frequenza della rete, ma si dovrebbe adottare nei trasmettitori solo quando si tratti esclusivamente di filature prive di alta frequenza. Ma ciò non può portare alla conclusione di collegare insieme tutti i conduttori che portano alta frequenza. Ancora: si devono disporre tutti i fili a RF brevi per quanto possibile e separati da tutti gli altri condut-

tori, affinchè l'induttanza e la capacità rimangano più piccole possibili. Le precauzioni della messa a terra dell'alta frequenza usate nella fabbricazione dei ricevitori, valgono esattamente anche per la costruzione dei trasmettitori. Si raccomanda di bloccare tutte le tensioni continue direttamente ai contatti da saldare degli zoccoli possibilmente ceramici delle valvole, o, se necessario, di arrestarle. Coi tubi aventi tutti i collegamenti degli elettrodi disposti sul piede, si presenta la necessità imprescindibile, per disaccoppiare i circuiti anodico e di griglia, di disporre una schermatura sullo zoccolo, in modo che non sia più possibile alcuna reazione. Questo caso si presenta in particolare coi tubi metallici o coi rimlock. I conduttori di accensione dei tubi, con l'accensione in corrente alternata devono essere attorcigliati, generalmente si rende necessaria un'armatura. Che il telaio non possa essere usato come conduttore è già stato detto molte volte. Le tensioni dello stadio oscillatore per ragioni di sicurezza dovrebbero essere sempre stabilizzate, ciò che però può non verificarsi. Con ciò si può ritenere di aver sufficientemente considerato tutto ciò che deve essere indiscutibilmente osservato per la fabbricazione dell'oscillatore, quindi può seguire la trattazione dell'amplificatore e del trasmettitore.

I piccoli trasmettitori di amatori constano nel caso più semplice dello stadio oscillatore e dell'amplificatore di trasmissione, al quale spetta il compito di amplificare la piccola tensione alternata a RF emessa dall'oscillatore in modo che possa venire irradiata, attraverso all'antenna accoppiata una quantità percentuale più alta possibile. L'amplificatore trasmettitore lavora dunque come amplificatore di potenza direttamente di seguito all'oscillatore.

Mentre col pilotaggio a quarzo questa possibilità di lavoro fornisce risultati sufficientemente buoni, si raccomanda cogli altri oscillatori, specialmente nella banda degli 80 m, di pilotare direttamente lo stadio amplificatore di

potenza, poichè le reazioni in sede di taratura generalmente portano a variazioni di frequenza, anche quando coll'adozione dello schema E C O si effettua contemporaneamente una duplicazione di frequenza. Il più alto grado di eliminazione della reazione, si ottiene con uno stadio successivo all'oscillatore, stadio separatore il cui compito esclusivo consiste in ciò: conseguire l'indipendenza dalla reazione.

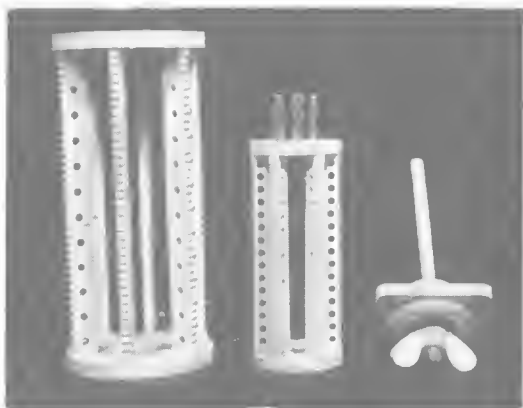


Fig. 29 - Componenti ceramici per alta frequenza in materiale fre- quente. A sinistra: supporto per bobine di trasmissione per stadio finale; supporto per bobine di trasmissione per oscil- latore e per stadi intermedi; a destra: passante isolato (Mayr, U'ttenreuth).

Secondo questo principio esso viene accoppiato aperiodica- mente e fatto lavorare in classe A. I tubi che lavorano come separatori devono presentare un intraeffetto più piccolo possibile. Poichè il tubo separatore non amplifica deve se- guire, come stadio successivo, uno stadio amplificatore, che viene opportunamente sfruttato anche per la moltiplica-

zione di frequenza e che mette a disposizione la necessaria potenza di alimentazione per uno stadio finale successivo più potente. Naturalmente si cerca la possibilità di risparmiare uno speciale tubo separatore e di raggiungere un compromesso, in cui di due stadi, se ne fa uno, che poi lavora come moltiplicatore separatore.

L'azione separatrice è in tal caso alquanto minore e la moltiplicazione di frequenza non lavora più col massimo rendimento; si ha con ciò risparmiato indubbiamente un tubo. Vale la pena di raggiungere questo compromesso naturalmente solo coi trasmettitori di più piccola potenza e nel campo delle bande di 80 o di 40 m. I trasmettitori per tutte le gamme, se devono lavorare su tutte le gamme con buon rendimento, necessitano di un maggior numero di stadi e di tubi per modo che non si deve risparmiare lo stadio separatore ideale. Per l'amplificazione dell'energia trasmissibile e per la contemporanea moltiplicazione di frequenza, lo stadio corrispondente lavora in classe C per ottenere il massimo rendimento. Mentre in ricezione le distorsioni devono essere evitate il più possibile, esse sono desiderate nella moltiplicazione di frequenza, poichè qui il moltiplicatore lavora solo per amplificare un'unica frequenza, diciamo quella da trasmettere, che viene selezionata successivamente attraverso una resistenza di risonanza. La tensione negativa di polarizzazione di griglia per gli stadi moltiplicatori di frequenza è uguale a circa  $3 \div 5$  volte il valore, che si ricava quando si moltiplica la tensione anodica del tubo per l'intraeffetto, si ha dunque per 500 V di tensione anodica e 2% di intraeffetto (0,02): polarizzazione di griglia =  $3 \div 5$  (500 · 0,02) ossia  $30 \div 50$  V. Coi pentodi al posto dell'intraeffetto anodico si sostituisce l'intraeffetto di schermo. Il pilotaggio dello stadio moltiplicatore di frequenza avviene con una tensione RF più alta possibile. Poichè i pentodi ad alta pendenza forniscono alti valori di amplificazione già con piccola tensione negativa

e piccola potenza di entrata, si raccomanda il loro uso particolarmente negli stadi moltiplicatori di frequenza. La resistenza derivata di griglia ha un valore circa 3 o 4 volte maggiore che con altri amplificatori. Con l'impiego di una conveniente reazione, che non possa portare in oscillazione lo stadio, si possono ancora aumentare il rendimento e la potenza. Poichè con lo schema di amplificatore in controfase la seconda armonica viene eliminata, non ha senso la sua applicazione al duplicatore di frequenza. Molto buono si dimostra tuttavia uno schema simile, in cui le griglie sono disposte come nello schema in controfase, ma gli anodi sono connessi in parallelo, per modo che i tubi lavorano alternativamente. I triodi usati come tubi amplificatori in trasmissione richiedono indiscutibilmente la neutralizzazione, poichè senza di essa subentrano, attraverso la capacità griglia-anodo, retroazioni che portano lo stadio in oscillazione.

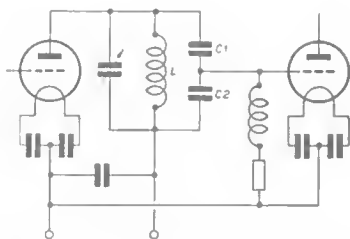


Fig. 30 - Accoppiamento con divisore di tensione capacitivo.

Naturalmente si devono escludere reazioni di altro tipo prima di queste, mediante una costruzione ben fatta, così ad esempio il tubo finale deve essere disposto in modo che non si trovi nel campo di dispersione della bobina. La neutralizzazione non è altro che un accoppiamento in opposi-



zione esattamente determinato. Essa viene riportata in griglia, dal capo del circuito oscillatorio trasmittente collegato all'anodo, attraverso una piccola capacità variabile.

Questa neutralizzazione è necessaria in certe disposizioni circuitali, anche coi tetrodi e coi comuni tubi per altoparlanti, poichè con essi non sempre si ha una sufficiente azione schermante. In fine rimane ancora l'interrogativo dell'accoppiamento più favorevole. Fondamentalmente si impiegano fra due stadi del trasmettitore gli accoppiamenti capacitivo e induttivo. L'accoppiamento capacitivo viene ottenuto nel modo più semplice con una capacità di  $50 \div 200$  pF, con ciò si realizza coi piccoli valori un accoppiamento lasco, coi valori maggiori un accoppiamento stretto. Ma l'accoppiamento si realizza in molti modi anche con un divisore capacitivo di tensione (v. fig. 30), il cui rapporto di divisione

$\frac{C_1}{C_1 + C_2}$  allora determina il grado di accoppiamento.

Analogamente si può stabilire con tre condensatori anche una divisione di tensione e una simmetrizzazione per il collegamento ad uno stadio in controfase. Coll'accoppiamento induttivo si deve fare attenzione che le poche spire della bobina di accoppiamento siano per la maggior parte riportate all'estremo messo a terra per la radiofrequenza, della bobina del circuito oscillatorio. Con un grande numero di spire o con piccole distanze tra gli avvolgimenti si ottengono accoppiamenti più laschi, sebbene sembrino forti.

In molti disegni di schemi si trovano dei conduttori intrecciati, che terminano con poche spire di accoppiamento e rendono possibile il trasferimento di energia fra due stadi aventi circuiti oscillatori di uguale frequenza e separati nello spazio. Poichè la sezione del conduttore viene caricata con la corrente corrispondente si deve fare attenzione sotto questo riguardo quando si sceglie la grossezza del filo.

Le frequenze iniziali delle singole bande dei dilettanti

stanno fra loro in un rapporto armonico, così che le frequenze iniziali delle bande successive alla banda degli 80 m (inizio a 3.500 kHz) si possono ottenere con duplicazione (7 MHz), triplicazione (14 MHz) o quadruplicazione (28 MHz). Lavorando su tutte le gamme per poter passare nel modo più rapido possibile ad una banda ad un'altra, si sono introdotti nei trasmettitori degli amatori i così detti commutatori di gamma, coi quali vengono commutati o le bobine o gli interi circuiti. Anche qui si devono osservare speciali riguardi. Sono convenienti tutti i commutatori di bobine tali che l'induttanza totale viene proporzionata per la frequenza di trasmissione più bassa, quindi, per andare verso le frequenze più alte, si cortocircuitano più o meno spire a partire dall'estremo della bobina messo a terra.

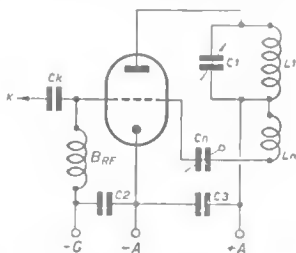


Fig. 31 - Amplificatore neutralizzato (neutralizzazione anodica).

Coi trasmettitori in controfase si effettua il corto circuito delle spire da entrambi i lati degli anodi o delle griglie verso l'estremo messo a terra per l'alta frequenza. La commutazione contemporanea dei circuiti di griglia e di anodo viene semplificata mediante segmenti commutatori elettati sopra un asse.

La fig. 31 mostra un semplicissimo schema di amplificatore di potenza. Con  $K$  si realizza l'accoppiamento al-

l'estremo anodico del circuito oscillatorio dello stadio precedente,  $C_k$  (da 100 fino a 200 pF) deve sopportare la piena tensione anodica del prestadio + la tensione negativa di polarizzazione di griglia per lo stadio amplificatore, la comune bobina risonante di arresto per RF, indicata  $B_{RF}$  serve per l'applicazione della tensione di polarizzazione di griglia per il tubo,  $C_2$  serve per cortocircuitare per l'alta frequenza la sorgente di tensione di polarizzazione di griglia (circa 2.000 pF o più).

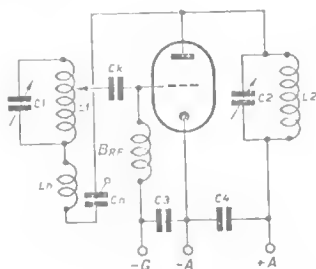


Fig. 32 - Neutralizzazione di griglia.

Con questo circuito si deve notare che coll'immissione della bobina  $L_n$  e del condensatore  $C_n$  insieme con circuito oscillatorio connesso a  $C_k$  del tubo trasmittente precedente, si forma uno schema di trasmettitore Huth - Kühn, che si autoeccita mediante la capacità interna del tubo, quando entrambi i circuiti sono accordati alla stessa frequenza. Per ottenere un funzionamento stabile si deve curare che, con l'introduzione di una bobina di neutralizzazione  $L_n$  e di un condensatore di neutralizzazione  $C_n$  (attenzione all'isolamento!!), arrivi attraverso  $C_n$  sulla griglia del tubo una tensione di alta frequenza di ampiezza pari a quella che arriva attraverso la capacità interna del tubo, in modo che

esse agiscano in opposizione e quindi si compensino. Ciò viene all'incirca raggiunto quando la bobina  $L_n$  è grande come la bobina  $L$  del circuito accordato e  $C_n$  è uguale alla capacità interna del tubo. Se si deve neutralizzare un tubo con capacità molto piccola, conviene diminuire  $L_n$ , poichè allora  $C_n$  può esser preso più grande della capacità del tubo, ciò che è generalmente vantaggioso. La qui menzionata neutralizzazione del circuito anodico del tubo finale si indica anche come « neutralizzazione anodica » in contrapposto alla « neutralizzazione di griglia » mostrata in fig. 32.  $C_1 L_1$  costituiscono qui il circuito oscillatorio dello stadio precedente,  $C_2 L_2$  quello dello stadio amplificatore. Tutto il resto rimane invariato.

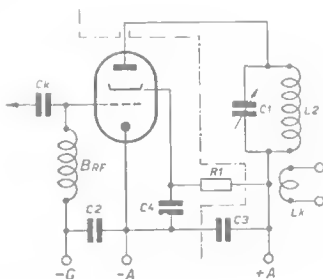


Fig. 33 - Amplificatore di griglia schermo.

Per il dimensionamento di  $L_n$  e  $C_n$  vale qui quanto detto sopra. Anche i pentodi possono essere impiegati nello stesso circuito, ma devono essere neutralizzati quando il circuito di entrata ed il circuito di uscita sono accordati sulla stessa frequenza. La griglia di protezione riceve la necessaria tensione e viene collegata al catodo attraverso un condensatore di almeno 2.000 pF.

I pentodi per maggiori potenze possono essere utilizzati senza neutralizzazione, quando si adotta lo schema di fig. 33,

dove la linea a punti e tratti indica una schermatura, che viene adottata vantaggiosamente nei trasmettitori soprattutto per la separazione dei circuiti di entrata e di uscita. Anche i tubi riceventi a griglia schermo sono adatti per lavorare negli amplificatori di trasmissione, quando si tratti di separare con sicurezza l'oscillatore da uno stadio successivo, che non richieda una grande potenza di entrata.

I tubi a griglia schermo negli stadi amplificatori non hanno solo il vantaggio che generalmente lavorano senza neutralizzazione, ma anche quello che una potenza anodica molto rilevante — maggiore che coi triodi — è ricavabile con piccola potenza alla griglia.

Naturalmente una neutralizzazione diviene necessaria solo quando il circuito di griglia e quello di anodo di un tubo (triolo o pentolo per altoparlante) sono accordati sulla stessa frequenza. Colla duplicazione di frequenza, cioè quando il circuito di griglia oscilla sulla frequenza metà del circuito anodico, non si usa la neutralizzazione. Se talvolta malgrado ciò essa viene adottata, lo si fa per ottenere una certa reazione per la frequenza doppia dalla fondamentale. Per la duplicazione di frequenza sono naturalmente da preferire i pentodi ed i tubi a griglia schermo per la loro piccola richiesta di potenza di entrata, pure è possibile l'adozione di triodi quando è disponibile una certa sovrabbondanza di potenza. La tensione base di griglia per gli stadi amplificatori e duplicatori può essere presa da un conveniente dispositivo nell'alimentatore dalla rete (il cui divisore di tensione deve allora essere di resistenza ohmica correttamente bassa, affinché esso non agisca come resistenza di griglia!), oppure essa può essere prodotta con una resistenza in griglia nella quale la corrente di griglia del tubo forma una corrispondente caduta di tensione. Infine esiste anche la possibilità di generazione mediante la caduta di tensione ai capi della resistenza catodica. Coi tubi ad accensione diretta la resistenza viene connessa fra la presa centrale del potenzi-

metro simmetrizzatore dell'accensione ed il meno della batteria anodica.

La fig. 31 mostra un trasmettitore di piccola potenza. Ad un emettitore pilota di tipo E C O segue — accoppiato induttivamente — un tubo a griglia schermo più piccolo, che non necessita di alcuna neutralizzazione. Lo schema può anche

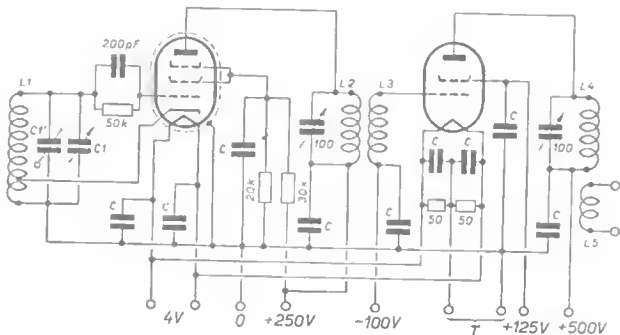


Fig. 34 - Trasmettitore pilota con oscillatore ad accoppiamento elettronico ed amplificatore a griglia schermo.

$C_1 = 100 \text{ pF}$  (accordo)

$C'_1 = 500 \text{ pF}$

$L_1 =$  per frequenza di lavoro metà, o un quarto

$L_2 =$  per la frequenza di lavoro (o metà)

$L_3 =$  circa 2/3 del numero di spire di  $L_2$ , circa 10 mm di distanza da  $L_2$

$L_4 =$  per la frequenza di lavoro

$L_5 =$  bobina di accoppiamento

$C = 10\ 000 \text{ pF}$  autoinduttivo

$V_1 = \text{EF } 14 \text{ LV } 1 \text{ 6 AC7}$

$V_2 = \text{QE } 04 \text{ 10 u. (807)}$

essere utilizzato per il pilotaggio di un triodo trasmettente più grosso (per es. RS 276).

Nello schema di fig. 35 un triodo di notevole potenza viene pilotato da uno di potenza media; l'ultimo è acceso indiret-

tamente, il tubo finale direttamente (col filamento a presa centrale). I condensatori  $C_2$  e  $C_3$  permettono di stabilire l'accoppiamento più favorevole fra i tubi. I conduttori di collegamento di  $C_8$  verso  $k$ , come pure i collegamenti di  $C_7$  e  $C_8$  devono essere brevissimi;  $C_9$  e  $C_{10}$  in generale non sono

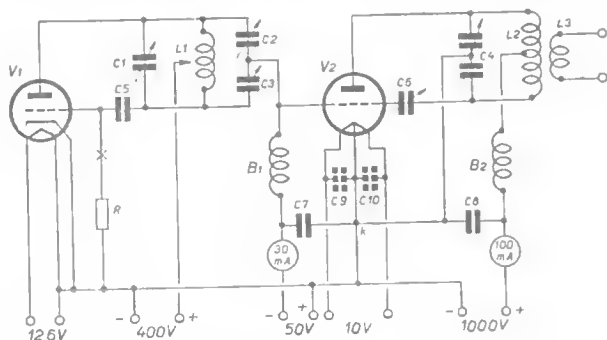


Fig. 35 - Trasmettitore eccitato esternamente, a due stadi con neutralizzazione anodica.

$C_1$	= 100 pF
$C_2, C_3$	= 500 pF
$C_4$	= $2 \cdot 100$ pF
$C_5$	= 100 pF
$C_6$	= 5 pF
$C_7, C_8-C_9, C_{10}$	= 2000 pF
$L_1, L_2, L_3$	= vedi tabella
$B_1, B_2$	= Bobine di arresto, circa 2,5 mH
$R$	= $2,5 \div 15$ k $\Omega$
$I_1$	= RS 248
$I_2$	= RS 276
al segno	inserire eventualmente una bobina di arresto di 2,5 mH

necessari. L'accoppiamento all'antenna è induttivo.

Per la duplicazione di frequenza con maggior potenza, che basti per stadi finali più grossi, è adatto uno schema del

tipo rappresentato in fig. 36 (così detto « Duplicatore di potenza »). La tensione di comando viene applicata mediante  $L_k$ , il circuito  $L_1, C_1$  è accordato sulla stessa frequenza dell'emettitore pilota (attenzione che l'accoppiamento sia sufficientemente lasco, affinché non si formi una curva a sella!). Entrambi i tubi ricevono (o per mezzo della resistenza di fuga  $R$  o per altra via, v. sopra) una molto grande tensione base di polarizzazione negativa, così che essi lavorano in certo modo come raddrizzatori di entrambe le semionde della potenza a corrente alternata applicata. A differenza del normale raddrizzatore a doppia semionda, come viene usato per il raddrizzamento della rete, l'utilizzatore (là

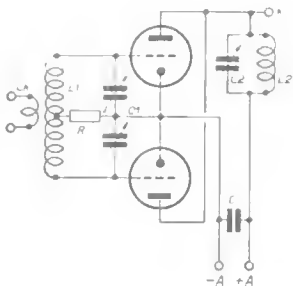


Fig. 36 - Duplicatore di frequenza di potenza

una resistenza che si calcola dal valore della tensione e della corrente utilizzata al trasmettitore o dal ricevitore) è ora un circuito oscillatorio  $L_2, C_2$ , che viene accordato sulla frequenza doppia di  $L_1, C_1$ .

Col raddrizzamento si produce un contenuto molto grande di seconda armonica, così che col raddrizzamento di entrambe le semionde si ha a disposizione una potenza non trascurabile, che in certi casi può essere ceduta perfino direttamente



all'antenna. Si noti che in fig. 36 lavorano in controfase solo le griglie, mentre gli anodi sono in parallelo, e che pertanto non ci si trova diinnanzi ad uno schema bilanciato. I normali circuiti in controfase non sono adatti ad usarsi per la duplicazione di frequenza, perchè, se esattamente regolati la 2<sup>a</sup> armonica nel circuito anodico scompare!

Avendo sottomano un'altra figura (37) si devono segnalare alcune particolari differenze rispetto agli schemi fin qui dati, e che possono essere applicate ragionevolmente

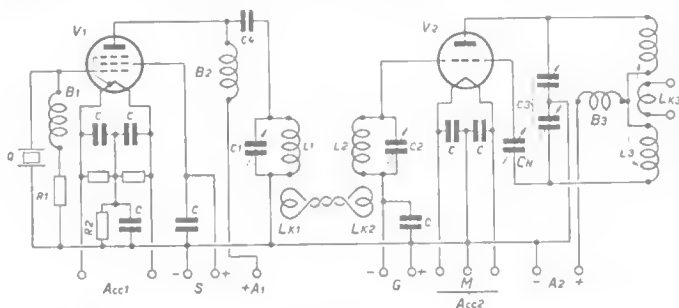


Fig. 37 - Trasmettitore a due stadi (pilotato a quarzo).

anche a tutti i trasmettitori. È qui mostrato un oscillatore pilotato a quarzo ed uno stadio amplificatore neutralizzato. Il circuito anodico ( $C_1, L_1$ ) viene « alimentato in parallelo » (attraverso la bobina di arresto  $B_2$ ), l'accoppiamento al tubo successivo è ottenuto colla doppia linea intrecciata colle due bobine di accoppiamento  $L_{k1}$  e  $L_{k2}$  (sul circuito di griglia  $C_2, L_2$  di  $V_2$ ). Questo schema e quelli prima descritti sono elettricamente completamente equivalenti, l'ultimo ha il vantaggio che il condensatore variabile  $C_1$  non è soggetto alla tensione anodica. La tensione di polarizzazione di griglia per il secondo tubo viene applicata in  $G$ . Tutti i cou-

condensatori segnati  $C$  hanno almeno la capacità di 2.000 pF e devono essere dimensionati per una tensione tripla di quella di lavoro. Per la neutralizzazione anodica è qui parimenti indicato un diverso schema. Il circuito accordato del secondo tubo consiste in un doppio condensatore  $C_3$  ed in una bobina a presa centrale  $L_3$ , il condensatore di neutralizzazione  $C_n$  deve qui essere uguale alla capacità interelettrodica del tubo. L'accoppiamento allo stadio seguente è ottenuto con una bobina ( $L_{k3}$ ), che pure viene collegata, attraverso una linea doppia intrecciata (di lunghezza massima 2 metri), con una bobina uguale, che a sua volta è accop-

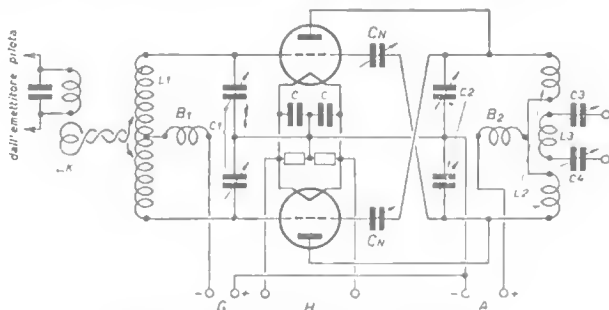


Fig. 38 - Amplificatore in controfase.

piata alla bobina del circuito di entrata del tubo successivo. Si raccomanda di fare oscillante almeno una delle due bobine contro l'altra, qui per es.  $L_{k2}$  contro  $L_2$ . Si applica l'accoppiamento induttivo allo stadio amplificatore successivo con vantaggio specialmente quando si tratti di accoppiare un normale stadio amplificatore (come in fig. 37) ad uno stadio di potenza bilanciato o ad un duplicatore di frequenza (v. fig. 36).

La fig. 38 mostra un semplice schema per uno stadio di potenza in controfase. Il circuito di entrata ( $L_1$ ,  $C_1$ ) è accor-



dato alla stessa frequenza del circuito di uscita ( $L_2, C_2$ ), al quale viene accoppiata l'antenna ( $L_3, C_3, C_4$ ).

I condensatori variabili possono essere fatti o nel modo indicato come condensatori dopp, oppure anche come tipi semplici, nell'ultimo caso si deve provvedere un asse prolungato, per eliminare l'effetto di sensibilità della mano e di realizzare, in vece delle bobine di arresto  $B_1$  e  $B_2$  (fortunatamente distanti tra loro) collegamenti diretti verso il meno anodico con condensatori di fuga. L'accoppiamento allo stadio emittente precedente si ottiene mediante la bobina di accoppiamento  $L_k$ , attraverso una doppia linea che viene connessa a  $L_1$ , simmetricamente precisa, la neutralizzazione si ottiene con entrambi i condensatori  $C_n$ . La neutralizzazione di placca o di griglia è la stessa cogli stadi bilanciati!

Per facilitare la costruzione di diversi montaggi di ciascuno degli stadi trasmettenti descritti, si danno alcuni esempi. La fig. 39 mostra lo schema di un trasmettitore a tre stadi, di cui il generatore pilota AF 7 è ad accoppiamento elettronico. Segue poi un amplificatore neutralizzato, che alimenta lo stadio finale neutralizzato di placca. In fig. 40 è data la realizzazione pratica di un simile trasmettitore. A sinistra in basso si trova il generatore pilota con entrambi i circuiti  $L_1, C_1$  e  $L_2, C_2$ ; segue poi il secondo tubo RS 289 con  $L_3, C_3, C_{n1}$ . Lo stadio finale è costruito sopra uno speciale telaio. Il telaio dell'emittente pilota e lo stadio finale sono introdotti insieme in un'intelaiatura in una cassetta uno sopra l'altro, in cui eventualmente possono trovare posto gli alimentatori dalla rete.

Uno stadio finale più potente per trasmettitore da dilettante col tubo RS 290 è dato schematicamente in fig. 41. Lo stadio riceve la sua potenza di entrata di circa  $1 \div 3$  watt attraverso una linea binata proveniente dal generatore pilota. La bobina  $L_k$  riporta la potenza sul circuito di griglia  $L_1, C_1$ , che viene accordato sulla frequenza da trasmettere (maggiore corrente di griglia con la tensione anodica discon-

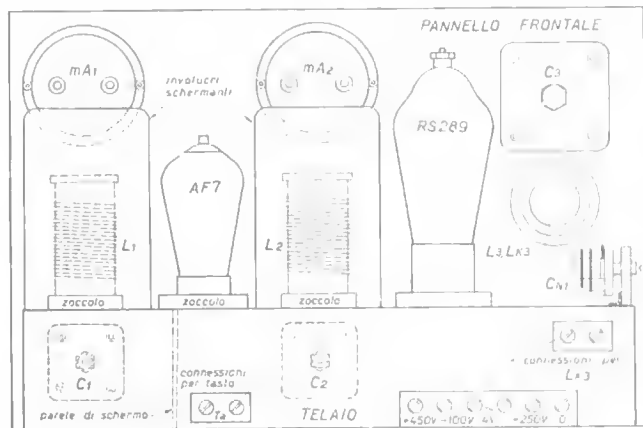
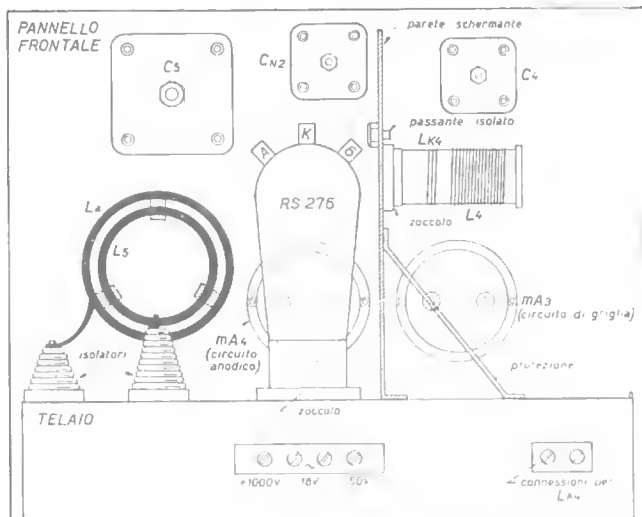


Fig. 40 - Costruzione di un trasmettitore secondo la fig. 39.

nessa!). Il circuito anodico  $L_2 C_2$ , è accoppiato mediante il condensatore  $C_3$  (da 250 fino a 500 pF) al tubo, che riceve la sua tensione anodica attraverso la bobina di arresto B. Il tubo viene accordato a bassa tensione anodica (+ S circa 200 V + A circa 500 V) in modo che la corrente anodica scenda ad un valore minimo (risonanza). Successivamente l'antenna viene collegata con  $KK'$ , (ad es. mediante la linea intermedia segnata a destra in fig. 41), e accordata e poi le tensioni anodica e di griglia schermo vengono portate al valore di lavoro (200 V e 500 V).

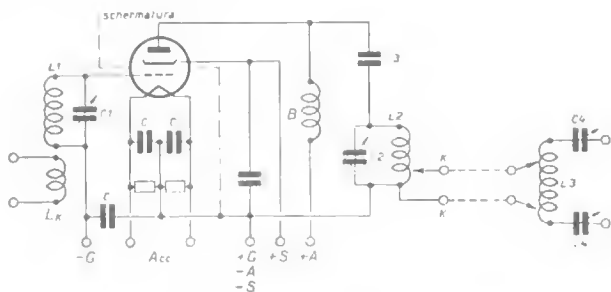


Fig. 41 - Stadio finale di trasmettitore con tetrodo a 100 W.

Per la costruzione di un trasmettitore a diversi stadi è importante sapere quale numero di stadi debba essere adottato per ottenere una determinata potenza finale e quale potenza si debba impiegare in corrispondenza nei generatori piloti. Coll'eccitazione a quarzo generalmente non si possono generare più di 1 o 2 W di potenza oscillante nel generatore pilota, senza danneggiare il quarzo. Solo quando si usano, come tubi oscillatori, dei tubi a griglia schermo o dei pentodi — coi quali il quarzo è sottoposto ad un carico sostanzialmente più piccolo che coi triodi — si può ottenere

una potenza maggiore. Anche con tutti gli altri schemi di oscillatori piloti si ricaba all'incirca la stessa potenza.

Con l'uso di triodi come amplificatori di potenza si può contare mediamente su un'amplificazione di potenza di 5 volte a 20 m, di 10 volte a circa 80 m di lunghezza d'onda, così che per es. per l'alimentazione di entrata di uno stadio finale di 50 W 10 m con uno oscillatore a quarzo su 80 m della potenza di 1 W, nel primo stadio la potenza viene portata a circa 10 W, e allora si ha anche una certa sovrabbondanza. Per la duplicazione di frequenza coi triodi si può far conto sicuramente sulla metà dei valori di amplificazione di

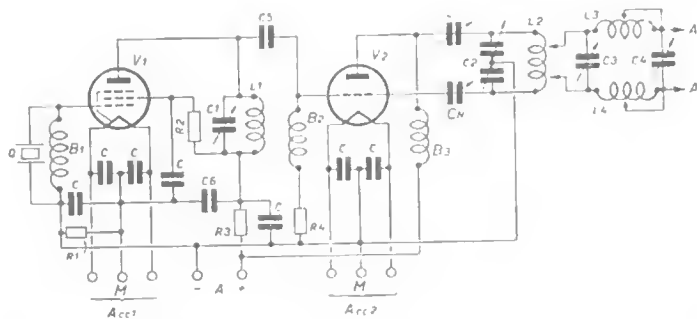


Fig. 42 - Trasmettitore a due stadi con circuito intermedio di antenna.

potenza dati sopra. Generalmente la corrente di griglia di un triodo deve essere circa 1/10 della corrente anodica, se il rendimento deve essere buono. Coi pentodi e coi tubi a griglia schermo, come già fu ricordato, si raggiunge una grande emissione con piccolissime potenze, per modo che con essi sono possibili amplificazioni di potenza sostanzialmente maggiori.

Generalmente non si può dare alcuna regola a motivo della varietà dei tipi.

La fig. 42 mostra un trasmettitore a 2 stadi con pentodo come oscillatore e triodo come amplificatore di potenza. La polarizzazione base di griglia per  $V_1$  si forma ai capi della resistenza catodica  $R_1$ , la totale tensione anodica viene alquanto abbassata da  $R_3$  per l'anodo di  $V_1$ ,  $R_2$  serve per la regolazione precisa della tensione di griglia schermo. L'accoppiamento al secondo tubo avviene tramite il condensatore  $C_5$ . La tensione base di polarizzazione di griglia per  $V_2$  è fornita dalla resistenza di griglia  $R_4$  attraverso  $B_2$ , il circuito anodico  $C_2, L_2$  è alimentato in parallelo ( $B_3, C_7$ ), l'antenna viene commessa attraverso il circuito di adattamento ( $C_3, C_4, L_3, L_4$ ). Il circuito  $C_2, L_2$  viene portato in risonanza senza il circuito di adattamento; poi si dispone  $C_4$  su un valore medio, si connette il circuito  $C_4, C_3, L_3, L_4$  (simmetricamente rispetto al centro di  $L_2$ !) e lo si regola con  $C_3$  per la corrente anodica di  $V_2$  più piccola possibile. Se si ottiene un valore troppo piccolo, si cambia  $C_4$  e si regola conformemente  $C_3$ , eventualmente si aumentano o si diminuiscono le bobine  $L_3$  ed  $L_4$  (entrambe nella stessa misura!) fino a che la corrente anodica di  $V_2$ , mediante la regolazione di  $C_3$ , raggiunge il suo « minimo », che corrisponde alla piena potenza del tubo ( $C_3 = C_4 = 500 \text{ pF}$ ).

La fig. 43 mostra un trasmettitore a 3 stadi con raddoppiamento di frequenza.

Il generatore pilota è una varietà di circuito a « tre punti » induttivo, la reazione viene qui ottenuta con un divisore capacitivo di tensione, dal quale si ricava anche la tensione di comando per lo stadio duplicatore successivo, che eventualmente può ricevere anche una debole tensione positiva di griglia freno ed una tensione di griglia schermo sotto i 200 volt. La tensione negativa di polarizzazione di griglia viene determinata per mezzo di un potenziometro nel miglior



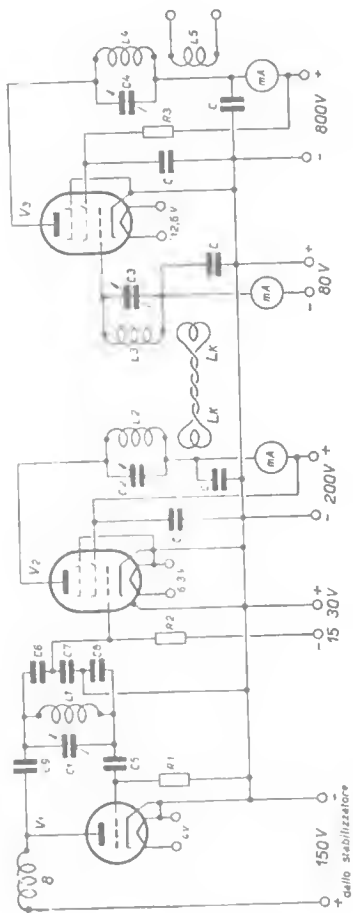


Fig. 43 - Trasmettitore a tre stadi con duplicatore di frequenza.

Indicazioni dei Valori per la fig. 43.

- $L_1, C_1$  = Circuito del generatore pilota sulla frequenza  
 metà di quella da trasmettere  
 $L_2, C_2$  = Circuito duplicatore accordato sulla frequenza da  
 trasmettere  
 $L_3, C_3$  = Circuito di griglia dello stadio finale accordato  
 sulla frequenza da trasmettere  
 $L_4, C_4$  = Circuito di placca dello stadio finale accordato  
 sulla frequenza da trasmettere  
 $L_5$  = Bobina di antenna  
 $L_k$  = Bobina di accoppiamento  
 $C_5$  = 100 pF  
 $C_6, C_7, C_8$  = Divisore di tensione capacitivo per la reazione  
 e per l'accoppiamento allo stadio duplicatore  
 $C_9$  = 1000 pF  
 $C$  = 2000 ÷ 10 000 pF  
 $R_1$  = 10 ÷ 50 k $\Omega$   
 $R_2$  = 30 ÷ 50 k $\Omega$   
 $R_3$  = 25 ÷ 35 k $\Omega$   
 $B$  = Bobina di arresto 2,5 mH  
 $V_1$  = CV6 EF12 come triodo  
 $V_2$  = EF14  
 $V_3$  = RS287 RL12 P35

modo, così che lo stadio finale ( $V_3$ ) venga pilotato pienamente.

L'ultimo è meglio che sia sintonizzato con tensione anodica abbassata. Se il generatore pilota è alimentato da un alimentatore di tensione stabilizzato, esso può anche venir tarato, diversamente si deve premettere la taratura dello stadio finale.

La fig. 44 mostra un trasmettitore commutabile per tutte le varie bande degli amatori. In mancanza di adatti commutatori di notevole potenza per alta frequenza è difficilmente conveniente usare bobine commutabili negli stadi finali più grossi, se non si ha una grandissima esperienza, mentre nei prestadi si possono adottare bobine commutabili. Un altro modo di procedere è di combinare il generatore pilota con

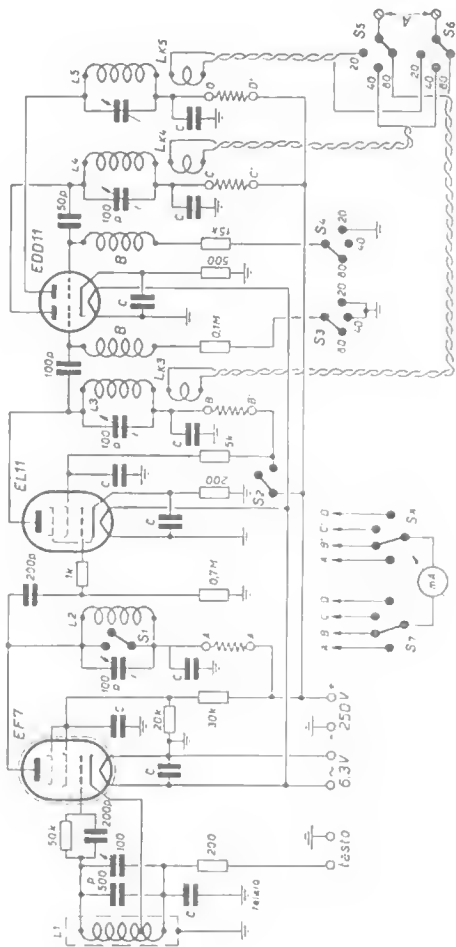


Fig. 44 - Generatore pilota e moltiplicatore di frequenza per 3 bande di dilettanti.

un corrispondente numero di moltiplicatori di frequenza e di andare poi da questi allo stadio finale. In fig. 44 è rappresentato schematicamente un tale dispositivo. Il circuito di griglia dell'E C O è accordato su circa 875 kHz, una frequenza sulla quale si possono facilmente ottenere una stabilità di frequenza straordinariamente buona ed una buona qualità di BF. Lo stadio viene manipolato; in tal caso si escludono la resistenza di  $200\Omega$  ed il condensatore  $10.000\mu\text{F}$  del tasto. Il circuito anodico viene accordato su 1750 kHz, così che si può prelevare dal circuito anodico dello stadio duplicatore successivo (EL 11) circa 2 o 3 W di potenza di comando per un amplificatore finale funzionante sulla banda di 3,5 MHz con pentodo di trasmissione ( $L_3$ ). I due stadi duplicatori successivi sono formati da un doppio triodo, che sulla banda di 7 MHz o sulla banda di 14 MHz fornisce una potenza all'incirca uguale ( $L_4$  o  $L_5$ ). Per il funzionamento sulla gamma di 3,5 MHz, viene usato solamente la bobina  $L_{k_3}$ , i circuiti di griglia di EDD 1 sono entrambi aperti, per la banda dei 7 MHz  $L_{k_4}$  è collegata ed il primo circuito di griglia di EDD 1 è chiuso (commutatore  $S_3$ ), il secondo è ancora aperto. Per la banda dei 14 MHz finalmente la bobina di accoppiamento  $L_{k_5}$  viene connessa in circuito per mezzo dei commutatori  $S_5$ ,  $S_6$  ed entrambi i circuiti di griglia di EDD 1 vengono messi in funzione per mezzo dei commutatori  $S_3$  ed  $S_4$ . I commutatori da  $S_3$  a  $S_6$  possono essere azionati con un asse comune a tutti quanti. Lo strumento di misura (2 m A di fondo scala) viene connesso ai punti  $A, A', B, B', C, C', D, D'$  per mezzo dei commutatori  $S_7$  e  $S_8$ , nei quali punti si trovano le corrispondenti resistenze in serie, che aumentano la portata dello strumento.

Col commutatore  $S_2$  chiuso il circuito di griglia dell'ECO (EF7) può, attraverso il corto circuito di  $L_2$  per mezzo di  $S_1$ , essere accordato direttamente secondo il ricevitore sulla frequenza desiderata, procedimento questo che si dimostra utile in particolare con gli emettitori molto forti, perchè

allora si deve ricercare un posto libero nella banda dei dilettanti e accordare il trasmettitore in questa onda. Se colle gamme di 40 o di 20 m l'energia non è sufficiente, si aprono  $S_1$  ed  $S_2$ , in modo che anche il circuito anodico dell'ECO è messo in funzione, ma non l'EL 11.

Due semplici stadi finali con pentodi di trasmissione accesi direttamente o indirettamente, che possono essere connessi attraverso una linea di alimentazione intrecciata ai morsetti di uscita del generatore pilota di fig. 44, sono mostrati nelle fig. 45 e 46. Lo stadio di fig. 45 fornisce circa 30 W di potenza ad alta frequenza, quello di fig. 46 coi dati elencati fornisce circa 110 W se si aumenta la polarizza-

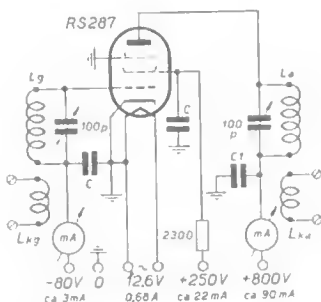


Fig. 45 - Stadio finale di 30 W.

- $L_g$  = bobina del circuito di griglia  $\approx 35$  mm
- $L_{gk}$  = bobina di accoppiamento del circuito di griglia. 2 spire,  $\varnothing 35$  mm
- $L_a$  = bobina del circuito anodico  $\approx 60$  mm
- $L_{ka}$  = bobina di accoppiamento del circuito anodico,  $\varnothing 60$  mm
- $C$  = 10 000 pF anti-induttivo
- $C$  = 2 000 pF anti-induttivo, 1000 V di lavoro

zione base negativa di griglia e si accoppia più strettamente il circuito di griglia, si possono raggiungere in cifra tonda fino a 150 W. La condizione di lavoro degli stadi finali si stabilisce con tensione anodica e di griglia schermo ridotta di circa 1/3, per evitare con sicurezza un sovraccarico del tubo.

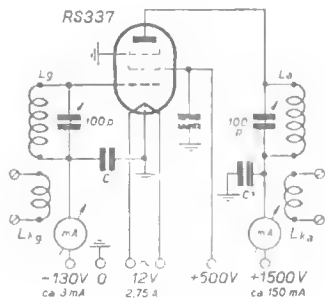


Fig. 46 - Stadio finale di 110 W.

- $L_g$  — bobina del circuito di griglia  $\varnothing$  35 mm
- $L_{kg}$  — bobina di accoppiamento del circuito di griglia, 2 spire,  $\varnothing$  35 mm
- $L_a$  — bobina del circuito anodico  $\varnothing$  60 mm
- $L_{ka}$  — bobina di accoppiamento del circuito anodico  $\varnothing$  60 mm
- $C$  = 10 000 pF anti-induttivo
- $C_1$  = 2 000 pF anti-induttivo, 2 000 V di lavoro

Per contro col generatore pilota di fig. 44, si possono anche combinare tre separati stadi finali per tre bande diletantistiche, si semplifica, a questo modo, la commutazione. Come amplificatore di potenza finale lo stadio PA ha il compito importante da eseguire, di alzare la potenza del trasmettitore fino che lo permette la dissipazione di potenza del tubo.

Ma la differenza rispetto all'amplificatore di potenza consiste in ciò, che con lo stadio PA del trasmettitore la potenza di ingresso corrispondente alla potenza di alta frequenza trasferita può essere considerevolmente aumentata. Qui però vi è un certo pericolo per i tubi PA, poichè nello stesso istante, quando per es. la potenza di ingresso manca, l'anodo del tubo deve ammettere questa potenza supplementare. Esso diviene allora insopportabilmente sovraccaricato e distrutto. Vi è ora una soluzione molto elegante di concludere questa possibilità tecnicamente e precisamente secondo la seguente via: guardiamo perciò la fig. 47. Alla griglia del

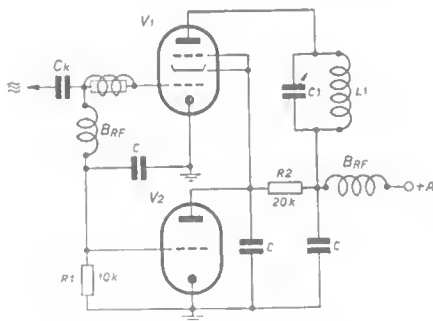


Fig. 47 - Tubo interruttore come sicurezza del tubo finale.

tubo PA,  $V_1$ , arriva attraverso  $C_k$  la tensione pilota di alta frequenza. Allora la corrente di griglia che scorre trova la sua strada attraverso  $R_1$  e produce così la necessaria tensione base di griglia per  $V_1$ .

Questa, a motivo dell'alto valore di resistenza, provoca una forte polarizzazione negativa contemporaneamente anche per  $V_2$  fin tanto che è applicata la tensione di comando e perciò fino che è presente la polarizzazione

negativa; a motivo di ciò la griglia schermo dello stadio PA riceve la sua tensione secondo i dati di impiego, attraverso la resistenza  $R_2$ . Se viene meno la tensione pilota, non vi è più nessuna polarizzazione di griglia di  $V_2$ , conseguentemente prende posto una forte corrente anodica, che provoca una corrispondente caduta di tensione attraverso  $R_2$ . Per questa caduta di tensione, la tensione di griglia schermo viene così abbassata, che la corrente anodica che scorre adesso nel tubo non può più essere pericolosa. La resistenza  $R_2$  deve essere così dimensionata che in funzionamento la potenza di entrata dello stadio PA risulti minore della potenza di dissipazione anodica massima ammissibile del tubo.

Questo impiego di un così detto « tubo interruttore » può trovare applicazione ragionevolmente anche negli stadi bilanciati.  $V_2$  può essere un qualsiasi tubo ad es. un triodo, che naturalmente deve essere capace di sopportare il carico relativo. Alla domanda di come lavora lo stadio finale si risponde pensando che lo stadio PA lavora come amplificatore di potenza, cioè opera in questo caso un trasferimento di potenza ad una resistenza esterna, che qui è un circuito oscillatorio. La resistenza alla risonanza del circuito oscillatorio deve ora essere caricabile in corrispondenza alla potenza, esattamente come qualsiasi altra resistenza che deve ricevere o trasferire potenza. La resistenza alla risonanza del circuito oscillatorio è ora di grandezza variabile secondo il rapporto  $L/C$ . Una grande resistenza alla risonanza, ottenibile con grande  $L$  e piccolo  $C$ , genera una tensione di risonanza alta nel circuito, mentre la corrente ivi fluente si conserva piccola. Poichè in questo caso si localizza ai capi del condensatore variabile una tensione alta, è chiaro che questo deve presentare una corrispondente distanza tra le placche, se si devono evitare scariche, che possono formarsi e dar luogo a un fuoco d'artificio. Come valori corretti possono convenire:



	Telegrafia	Telefonia
per 400 V	0,75 cm	0,75 cm
per 800 V	1,3 cm	2,5 cm
per 1.000 V	1,6 cm	3 cm

Da essi risulta che col funzionamento in telefonia a motivo delle punte di modulazione deve essere adottata una distanza sostanzialmente maggiore. Nell'altro caso, quello di una piccola resistenza alla risonanza, che si ottiene con piccola  $L$  e grande  $C$ , si forma è ben vero una piccola tensione alla risonanza, ma si ha perciò una forte corrente nel circuito oscillatorio, per la quale in questo caso la bobina deve essere convenientemente dimensionata. Poichè colle onde corte oltre al carico di corrente deve essere preso in considerazione, specialmente alle frequenze più alte, anche l'effetto della distribuzione di corrente (effetto pelle), si raccomanda nella realizzazione delle bobine in ogni caso, tenendo presente di elevare il rendimento, di adottare del filo argentato il più possibile fortemente di  $2 \div 3$  mm, da 14 MHz in avanti solo spirali di tubo di rame di spessore sottile argentate, di  $4 \div 8$  mm di diametro del tubo.

Il diametro dell'avvolgimento si aggira sui  $50 \div 70$  mm, la lunghezza delle bobine non deve superare i 120 mm. Le bobine dello stadio PA sono sempre avvolte distanziate, sul relativo supporto della bobina sono generalmente presenti delle seghettature adatte al distanziamento delle spire. Per lavorare su tutte le bande degli amatori si è riscontrato conveniente dividere l'induttanza totale della bobina in due metà e di disporre queste accoppiate reciprocamente. La bobina di induttanza più piccola viene proporzionata per la banda dei 20 m, quella per la banda degli 80 m viene dimensionata in modo che, disponendola in serie a quella precedente, dia la necessaria induttanza per la banda degli 80 m. Le induttanze per le bande dei 10 m e dei 40 m vengono realizzate mediante prese dalle suddette bobine. Se si considerano i requisiti da porre per il circuito PA, si

deve sempre, colla suddivisione delle bobine, ricorrere ad un compromesso, poichè da un lato si ricerca un'alta bontà del circuito, affinchè la potenza di uscita non risulti menomata dalle perdite del circuito, d'altro lato non si può fare il rapporto  $L C$  molto grande interessando di conseguire l'eliminazione delle armoniche, a prescindere dal fatto che col funzionamento in telefonia si deve disporre di una certa larghezza di banda. Come compromesso si è ritenuta conveniente una bontà del circuito di  $Q = 15$  circa; le capacità del circuito hanno i seguenti valori:

per	3,5 MHz	circa	50 ÷ 100 pF
»	7	»	30 ÷ 50 »
»	14	»	30 ÷ 50 »
»	28	»	20 30 »

Come schema finale di trasmettitore descriviamo ancora un semplice trasmettitore a 3 stadi, che per ottenere un'alta stabilità di frequenza e una qualità inappuntabile di suono, lavora con pilotaggio a quarzo sulla banda di 10 m dei dilettanti (v. fig. 48). Nei primi due stadi vengono impiegate entrambe le unità di un doppio triodo (6A6 americano, o EDD 11) come generatore pilota a quarzo su 20 m e come duplicatore di frequenza (con forte tensione negativa di polarizzazione di griglia generata ai capi della resistenza di catodo  $R_1$  e di griglia  $R_2$ ). La polarizzazione di griglia attraverso  $R_1$  utilizzabile anche per l'oscillatore, garantisce un buon rendimento anche di questo stadio. Se non si ha a disposizione un doppio triodo, si può anche impiegare due pentodi separati, per es. EL 11 / AI, 4, con le stesse caratteristiche, quando si colleghino insieme l'anodo e la griglia schermo dei tubi. Lo stadio duplicatore fornisce su 10 m potenza di entrata sufficiente per lo stadio finale, un pentodo di trasmissione con 30 W max, ma che con opportuna tensione anodica è in grado di fornire 35 W di potenza ad alta frequenza col rendimento del 60% in cifra tonda. La tensione di polarizzazione di griglia del tubo finale viene

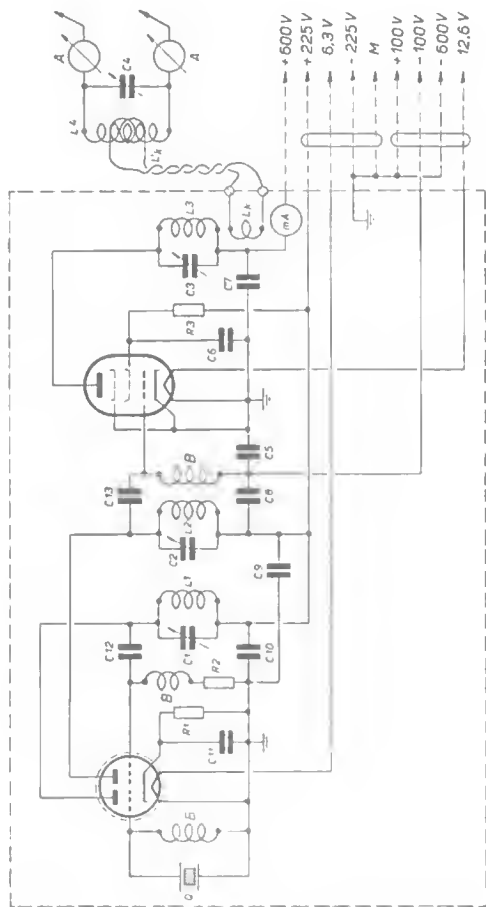


Fig. 48 - Trasmettitore per 10 m pilotato a quarzo.

fissata da — 80 fino a — 100 V, la tensione di griglia schermo viene prelevata dall'alimentatore per i prestadi, il quale può dare 225 V con 65 mA in cifra tonda, mentre lo stadio finale necessita di 600 V di tensione anodica con circa  $90 \div 100$  mA. L'eccitazione deve essere regolata in modo che la corrente di griglia del tubo finale non superi 4 mA.

*Valori di capacità e di induttanza occorrenti per le bande dei dilettoni (valori arrotondati).*

Banda (m)				160			
Capacità (pF)	50	100	150	200	250	500	
Induttanza ( $\mu$ H)	175	88	59	43,5	34,5	18,7	
Banda (m)				80			
Capacità (pF)	25	50	100	150	200	250	500
Induttanza ( $\mu$ H)	81	41	20	13	9,8	7,8	3,7
Banda (m)				40			
Capacità (pF)	15	25	50	100	150	200	250
Induttanza ( $\mu$ H)	33,5	20	10	4,85	3,15	2,35	1,85
Banda (m)				20			
Capacità (pF)	15	25	50	75	100		
Induttanza ( $\mu$ H)	8,5	5,1	2,5	1,65	1,25		
Banda (m)				10			
Capacità (pF)		15		30	60		
Induttanza ( $\mu$ H)		2,1		1,07	0,53		

Conversione dei pF ( $\mu\mu$ F) in cm: 1 cm = 1,1 pF; 1 pF = 0,9 cm

Conversione dei  $\mu$ H in cm: 1 cm = 0,001  $\mu$ H; 1  $\mu$ H =

= 1.000 cm

Conversione della lunghezza d'onda (m) in frequenza (kHz):

$$\text{lunghezza d'onda (m)} = \frac{300.000}{\text{frequenza (kHz)}} ;$$

$$\text{frequenza (kHz)} = \frac{300.000}{\text{lungh. d'onda (m)}} .$$

Coi valori dati qui sopra di capacità e induttanza si raggiunge la massima lunghezza d'onda (minima frequenza). Si osservi che coll'uso di condensatori doppi, entrambe le capacità risultano in serie colla bobina, per modo che un condensatore, di  $2 \times 200$  pF agisce come una capacità di 100 pF in parallelo alla bobina. La capacità del montaggio (capacità del tubo + capacità propria della bobina + capacità dei collegamenti + capacità dello zoccolo del tubo + capacità iniziale del variabile) è in parallelo alla bobina e si aggira fra 15 e 30 pF.

*Dati di bobine per valori comuni di induttanza (valori approssimati).*

Induttanza ( $\mu$ H)	N. di spire	$\varnothing$ del filo (mm)	Induttanza ( $\mu$ H)	N. di spire	$\varnothing$ del filo (mm)
175	51	1,2	81	40	1,1 $\div$ 1,2
88	37	1,6 $\div$ 1,7	59	34	1,3 $\div$ 1,4
81	35	1,7 $\div$ 1,8	43,5	30	1,5
59	30	2	41	29	1,5 $\div$ 1,6
43,5	26	2,3 $\div$ 2,4	34,5	26	1,7 $\div$ 1,8
41	25	2,4 $\div$ 2,5	33,5	25 $\frac{1}{2}$	1,8
34,5	23	2,6 $\div$ 2,7	20	20	2,2 $\div$ 2,3
33,5	22	2,7	16,7	18	2,5
20	17	3,5	13	16	2,8 $\div$ 2,9
16,7	15 $\frac{1}{2} \div 16$	4	10	14	3,2 $\div$ 3,3
			8,5	13	3,5
			7,8	12 $\frac{1}{2}$	3,5
			5	9 $\frac{1}{2} \div 10$	4,5

Diametro della bobina: 10 cm      Diametro della bobina: 7,5 cm  
Lunghezza della bobina: 10 cm      Lunghezza della bobina: 7,5 cm

*Dati di bobine per valori comuni di induttanza (valori approssimati).*

Induttanza ( $\mu\text{H}$ )	N. di spire	$\varnothing$ del filo (mm)	Induttanza ( $\mu\text{H}$ )	N. di spire	$\varnothing$ del filo (mm)
59	42	$0,7 \div 0,8$	59	50	0,5
43,5	36	$0,8 \div 0,9$	43,5	50	0,6
41	35	$0,8 \div 0,9$	41	49	0,6
34,5	32	$0,9 \div 1$	34,5	45	0,7
33,5	$31\frac{1}{2}$	$0,9 \div 1$	20	34	0,9
20	$24\frac{1}{2}$	$1,2 \div 1,3$	16,7	$31\frac{1}{2}$	$0,9 \div 1$
16,7	$22\frac{1}{3}$	$1,3 \div 1,4$	13	$27\frac{1}{2} \div 28$	1,1
13	$19\frac{1}{2} \div 20$	1,5	10	$24 \div 24\frac{1}{2}$	$1,2 \div 1,3$
10	$17 \div 17\frac{1}{2}$	$1,7 \div 1,8$	8,5	$22 \div 22\frac{1}{2}$	$1,3 \div 1,4$
8,5	16	1,9	7,8	$21 \div 21\frac{1}{2}$	1,4
7,8	$15 \div 15\frac{1}{2}$	2	5	$17 \div 17\frac{1}{2}$	1,7
5	$12 \div 12\frac{1}{2}$	$2,4 \div 2,5$	Diametro della bobina: 3,5 cm		
3,7	$10\frac{1}{2}$	$2,9 \div 3$	Lunghezza della bobina: 5,4 cm		
3,15	$9\frac{1}{2} \div 10$	3			
2,5	$8\frac{1}{2} \div 9$	$3,3 \div 3,4$			
Diametro della bobina: 5 cm					
Lunghezza della bobina: 5 cm					
41	42	0,5	5	$12 \div 13$	1,0
34,5	$38 \div 39$	$0,55 \div 0,6$	3,7	$10 \div 11$	1,2
20	29	$0,6 \div 0,7$	3,15	$9 \div 10$	1,3
16,7	$26 \div 27$	0,8	2,5	$8\frac{1}{2} \div 9$	1,5
13	$23 \div 24$	0,9	1,85	$7 \div 8$	$1,6 \div 1,7$
10	$20 \div 21$	$1,0 \div 1,1$	1,25	$6 \div 6\frac{1}{2}$	$1,7 \div 1,8$
8,5	19	1,1	Diametro della bobina: 3,5 cm		
7,8	$18 \div 18\frac{1}{2}$	1,1	lunghezza della bobina: 2 cm		
5	$14 \div 15$	$1,4 \div 1,5$			
Diametro della bobina: 3,5 cm					
Lunghezza della bobina: 3,5 cm					

*Dati di bobine per la banda di 10 m (28 MHz).*

Capacità del del circuito (pF)	Ø del supporto (mm)	Lunghezza dell'avvolgim. (mm)	N. di spire	Ø del filo (mm)
15	30	30	10	1,8
	30	60	13	2,4
	40	40	8 3/4	2,75
	40	80	11 1/3	3,7
	50	50	7 4/5	4
	50	100	10 1/5	5
30	30	30	7 1/5	2,5
	30	60	9 1/3	3,5
	40	40	6 1/5	4
	40	80	8	5
	50	50	5 1/2	5
	50	100	7 1/5	7,5
60	30	30	5	3,5
	30	60	6 1/2	5
	40	40	4 1/4	6
	40	80	5 2/3	7,5

Le bobine di diametro più grosso (oltre circa 5 cm) possono essere usate — specialmente con piccole capacità del circuito — anche per trasmettitori con tensioni anodiche di 1.000 e fino a 1.500 V, senza preoccupazioni, mentre le bobine di diametro minore sono adatte specialmente per trasmettitori piloti (con non oltre 400 V di tensione anodica).

Con forti scostamenti della grossezza del filo (più grosso o più sottile) e quando il numero di spire dato non è conte-

nuto nella lunghezza dell'avvolgimento pure data, si devono ammettere perdite in aumento e quindi temperature di lavoro più alte.

Circa la tecnica del montaggio o del cablaggio del trasmettitore occorrono ancora alcuni accenni di carattere generale. Spesso viene ripetutamente commesso lo stesso errore, che si riscontra anche nella costruzione dei ricevitori, che cioè non viene data la necessaria attenzione al raggruppamento dei singoli circuiti e alla loro messa a terra. Molto frequentemente si trova un grosso conduttore di terra, che percorre l'intero trasmettitore, talvolta si usa al suo posto anche il telaio metallico, al quale vengono collegati in posizioni completamente arbitrarie i condensatori di fuga ed i condensatori dei punti centrali dei filamenti di accensione. Il risultato può essere facilmente un accavallamento dei percorsi di alta frequenza di diversi stadi, e ne sorgono reazioni indesiderate, la neutralizzazione diventa difficoltosa ecc. Si deve fare anche molta attenzione che i condensatori simmetrizzatori per i filamenti non siano come prima cosa posti a grande distanza dal tubo al quale appartengono o dai tubi ai quali collettivamente si riferiscono, per evitare che essi non svolgano più l'azione desiderata e che dell'alta frequenza arrivi al circuito di accensione, la quale alta frequenza va perduta in altre parti, ma che qui può portare ad una accensione supplementare e quindi ad una sovraccensione del tubo.

È fondamentale innanzitutto che tutti i condensatori di fuga di uno stadio emittente, come ad es. quelli per la tensione base di polarizzazione di griglia, per la tensione anodica e per la tensione di griglia schermo, debbano collegare il punto da mettere a terra per l'alta frequenza, colcatodo per la via più breve, in modo che non sia impiegato per quanto possibile alcun filo di collegamento, in secondo luogo i condensatori simmetrizzatori — ciascun tubo deve avere i suoi propri condensatori! — dovrebbero essere disposti il più vicino possibile alla connessione del filamento, in terzo luogo



si deve dare per ogni tubo solo un punto di messa a terra, e questo è evidentemente il catodo. Tutti i condensatori di fuga devono essere collegati con questo punto, ed un simile punto solo è da connettere al comune conduttore di terra (un conduttore di rame della sezione retta minima di  $1 \text{ cm}^2$  è raccomandabile), oppure — meglio aneora — è da collegare con la terra mediante uno speciale grosso conduttore. L'importanza di fare brevi i conduttori portanti alta frequenza nei trasmettitori non viene spesso sufficientemente osservata, parimenti poco, come talvolta nei trasmettitori bilanciati, la necessità di simmetria della costruzione. Le connessioni dal circuito oscillatorio al tubo, insieme col condensatore di accordo e le capacità interne del tubo formano talvolta dei circuiti oscillatori per onde ultracorte, per modo che subentra l'autoeccitazione su queste onde ed il rendimento di potenza sull'onda propriamente desiderata viene indebolito notevolmente. Anche coi trasmettitori bilanciati può verificarsi l'autoinnescio delle così dette « oscillazioni spurie ». Coi tubi di potenza e con alte tensioni di lavoro, in seguito di simili oscillazioni spurie attraverso le capacità interelettrodiche dei tubi, scorrono correnti assai notevoli e può avvenire che i fili passanti attraverso ai piedini nel vetro non sopportino questi carichi, diventino caldissimi e il vetro si incrina, con che il tubo diviene inservibile. Inoltre è necessario prendere precauzioni nell'effettuare il collegamento in parallelo di tubi di trasmissione in uno stadio. Naturalmente può accadere che le connessioni tra le griglie, i catodi e gli anodi dei due tubi vengano eseguite molto bene simmetriche e che esse perciò formino con la capacità interne dei tubi, da sè un trasmettitore Huth-Kühn in controfase per una certa onda ultracorta. Colla disposizione in parallelo dei tubi soecorre il fatto ad es. che le connessioni fra gli anodi e fra le griglie vengono effettuate reciprocamente sugli zoccoli dei tubi, e quindi il collegamento al circuito oscillatorio non viene preso, come generalmente

si fa, al centro del filo di congiungimento, ma ad uno zoccolo di un tubo. Se oltre a ciò poi viene collocata fra le due griglie anche una bobina di arresto per RF, che non offre praticamente nessuna resistenza per la frequenza di lavoro,

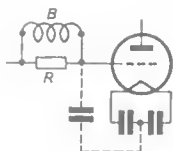


Fig. 49 - Rimedio contro le « oscillazioni spurie ».

mentre ne presenta una molto alta per le onde ultra corte, si riesce a impedire l'indesiderato innesco di onde ultra corte.

In fig. 49 è dato anche un mezzo per sopprimere le oscillazioni spurie con qualsiasi schema di trasmettitore. Prima

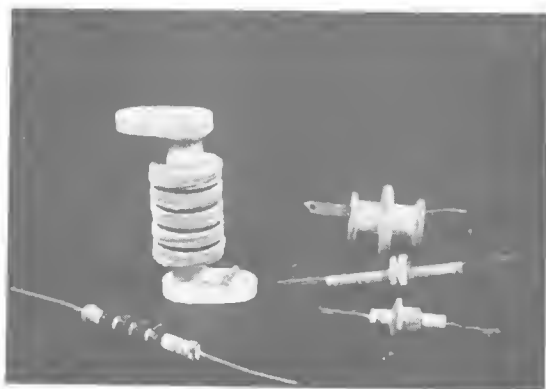


Fig. 50 - Bobine di arresto RF e condensatori di diversa caricabilità per trasmettitori.

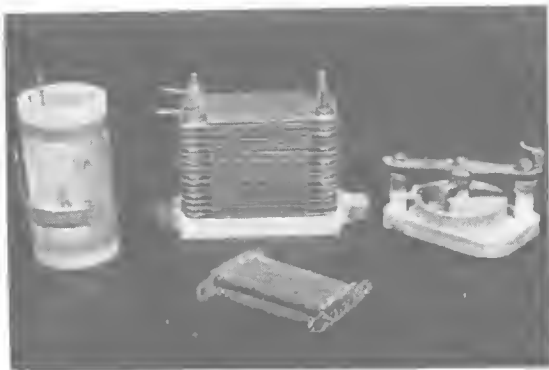


Fig. 51 - Conensatori per alta tensione e compensatori per la costruzione di trasmettitori.

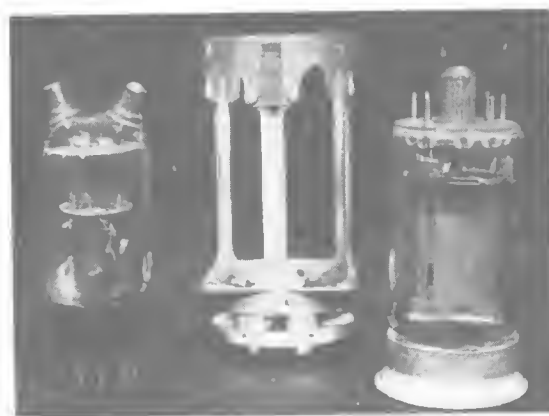


Fig. 52 - Tubi trasmettenti - A sinistra: CV6; a destra LS50; al centro: zoccolo contenitore per LS50.

della griglia del tubo relativo si dispone una resistenza  $R$  di valore compreso fra 5 e 500  $\Omega$  (antiinduttiva!) ed in parallelo a questa una piccola bobina di arresto  $B$  di  $5 \div 15$  spire di filo  $\varnothing 0,8$  mm, che eventualmente può essere avvolta sul corpo stesso della resistenza. Le oscillazioni ultracorte trovano allora un'altissima resistenza in corrente alternata attraverso la bobina, mentre la via adiacente è sbarrata dalla resistenza. Per la frequenza di lavoro  $B$  non rappresenta una resistenza. La capacità di entrata del tubo è segnata punteggiata.

#### 4. Accordo del trasmettitore con controlli di frequenza e di suono

Colla sola costruzione di un trasmettitore non si è fatto tutto, bisogna anche pensare di regolarlo in modo che da un lato dia la potenza più grande possibile che dall'altro lato produca una frequenza stabile, un suono puro e costante nel ricevitore. Poichè specialmente coi trasmettitori non pilotati a quarzo la qualità del suono e la stabilità della frequenza, che pure deve restare fissa anche nel funzionamento in telegrafia col tasto, dipendono da vari fattori, è necessario badare a queste cose, prima che il trasmettitore venga accoppiato ad un'antenna aperta.

L'antenna viene qui sostituita da un circuito oscillatorio chiuso, una così detta « antenna artificiale » (v. fig. 53), e questa viene accoppiata col trasmettitore, per non disturbare altre stazioni. La bobina  $L_a$  può avere all'incirca lo stesso

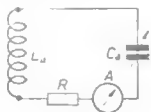


Fig. 53 - Schema di « un'antenna artificiale ».

numero di spire di quella del trasmettitore, il condensatore variabile la stessa capacità, la resistenza  $R$  è da prevedere in sostituzione della resistenza di antenna, si adotta qui una resistenza di circa  $80 \Omega$  antiinduttiva e non capacitiva.

Questa deve poter dissipare la potenza RF del trasmettitore; con un tubo avente una potenza dissipabile di  $20 \text{ W}$ , essa deve essere in grado di ricevere almeno  $20 \text{ W}$ . Carichi maggiori si possono ottenere con disposizione in parallelo e in serie di valori corrispondenti. Come strumento di misura serve un amperometro a filo caldo o un termioamperometro.

Si possono anche usare delle lampade a incandescenza di corrispondente caricabilità, la loro luminosità viene misurata per mezzo di un misuratore di illuminazione (foto elemento con inserito un galvanometro) dapprima con l'alta frequenza e poi con la rete della luce (potenza!) per confronto.

Ogni radiante diletante dovrebbe possedere indiscutibilmente un « prova suono », che gli permetta di udire il proprio trasmettitore all'incirca come lo udirebbe una stazione più lontana. Si potrebbe a questo scopo sfruttare qualsiasi ricevitore di onde corte, in particolare apparecchi, che sono completamente schermati e lavorano con riserva di potenza e l'amplificazione dei quali (tensione di polarizzazione di griglia!) può essere regolata. Poichè è generalmente desiderabile sorvegliare il trasmettitore anche durante l'emissione per poter eliminare subito eventuali sregolazioni, è utile costruire uno speciale prova suono (v. fig. 51). Si tratta di un oscillatore (Schnell), che viene eseguito schermato. La cuffia  $T$  che si trova nel circuito ar. odico rende udibile, quando si ha la sintonia col trasmettitore, il suono in arrivo. Al posto della cuffia si può anche inserire, per mezzo di un conveniente commutatore, la sezione amplificatrice di bassa frequenza di un comune ricevitore di onde corte.  $L$  ed  $L_k$  possono essere bobine fissate sullo zoccolo del tubo,

come  $C$  si può usare un qualunque condensatore variabile. Alcuni punti, ai quali si deve badare fin dal principio, sono i seguenti. Il trasmettitore deve sempre essere installato senza possibilità di vibrazioni, in modo che non vibri in alcun modo nè con le scosse che si verificano durante la trasmissione col tasto, nè per nuclei di trasformatori o di

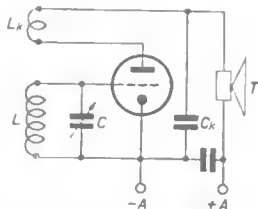


Fig. 54 - Schema di prova suono.

bobine di arresto casualmente non perfettamente impacchettate e perciò oscillanti col ritmo di 50 periodi, a motivo dei quali può sopraggiungere una variazione periodica della frequenza. Tutti i fili devono essere stabili il più possibile, il conduttore di antenna deve essere installato fortemente teso, affinché non dondoli qua e là. Tanto meglio si va quanto meno varia la tensione dell'alimentatore utilizzato, fra la condizione di carico e quella di assenza di carico.

*Tubi per radio diffusione e tubi speciali che trovano impiego negli stadi oscillatori, separatori e moltiplicatori di frequenza.*

Tipo	Tens. di accens. (V)	Corrente di acc. (A)	Tens. anodica (V)	Tens. di griglia schermo (V)	Dissip. anodica massima (W)	Intra effetto in %	Condut. mutua (mA/V)
AF7	4	0,65	250	100	1	—	2,4
AF3	4	0,65	•	100	2	—	2,8
AL2	4	1	•	250	9	—	2,5
AL4	4	1,75	•	250	9	—	9,5
AL5	4	2	•	250	18	—	8,5
EL11	6,3	0,9	•	250	9	—	9,5
EL12	6,3	1,2	•	250	18	—	15
EDD11 <sup>(2)</sup>	6,3	0,4	•	—	3	3,5	2,3
6F14	6,3	0,2	•	100	5	—	7,5
6AC7	6,3	0,45	•	150	5	—	9
LY1	12,6	0,21	•	200	10	2,5	10
RL12P10	12,6	0,44	•	250	9	4	9,5
LV3/LV30	12,6	0,55	•	250	12	5	15

<sup>(2)</sup> I dati sono validi per ogni sezione.

A questo punto bisogna dire ancora qualcosa sulle bobine di arresto di RF. Poichè le bobine di arresto si compongono di induttanza e di capacità propria, esse hanno anche una oscillazione propria e questa ha delle armoniche. È necessario che nessuna di queste cada nella immediata vicinanza di una banda di amatori, poichè altrimenti possono insorgere oscillazioni irregolari, un bloccaggio incompleto dell'alta frequenza e così via.

L'alta frequenza che raggiunge l'alimentatore è capace di provocare ogni genere di instabilità, la causa delle quali non è facile da riconoscere. Un buon mezzo per provare se il funzionamento sia inappuntabile è la lampada a lumines-

## Tubi di trasmissione per dilettanti

Tipo	Tens. di acc. (V)		Tens. anodica (V)		Corr. anodica (mA)		Tens. di schermo (V)		Corr. di schermo (mA)		Tens. di polarizz.		Corr. di griglia (V)		Potenza di entr. (W)		Tens. di griglia freno (V)		Dissipaz. anod. max (W)		Conduct. tua (mA/V)		Intraeff. %		Cap. G-A (pF)		Cap. A-K (pF)		Cap. G-K (pF)		Tens. altern. di gr. (V)	
	di acc.	Corr.	di acc.	Corr.	di acc.	Corr.	di acc.	Corr.	di acc.	Corr.	di acc.	Corr.	di acc.	Corr.	di acc.	Corr.	di acc.	Corr.	di acc.	Corr.	di acc.	Corr.	di acc.	Corr.	di acc.	Corr.	di acc.	Corr.	di acc.	Corr.		
RS241	3,8	0,6	400	—	70	—	—	—	—	—	—	50	7	0,8	15	3,5	7	9	5	6,5	110	Ba/d										
RS242	3,8	0,65	400	—	70	—	—	—	—	—	20	10	0,6	12	4,5	6	8	5,5	6	60	O/d											
RS245	2	1,7	400	—	35	—	—	—	—	—	40	5	0,5	10	3	7	1,9	2,3	1,9	100	O/d											
RS248	12,6	0,55	500	—	70	—	—	—	—	—	30	10	1	15	4,8	7	4,5	3,5	5,5	5,5	75	O/i										
RS276	10	2	1000	100	—	—	—	—	—	—	50	30	6	60	2,6	4,5	3,2	1,8	3,1	200	Th/d											
RS282	8	1,6	1000	180	—	—	—	—	—	—	100	30	5,4	100	5	8	5	4,5	7,5	280	O/i											
RS287	12,6	0,68	800	90	200	22	—	—	—	—	80	3	0,5	30	2,8	1	0,05	9,5	18,5	100	O/i											
RS289	4	2,1	450	60	150	15	—	50	5	0,3	0	12	5	2	1	12,5	10,5	60														
RS290	10	3,25	2000	115	500	10	—	70	5	1,5	—	100	1,6	0,5	0,07	9	8,5	300														
QB2/75																																
RS337	12	2,75	1500	150	500	30	—	130	2,5	0,5	—	110	1,8	0,3	0,05	17	16	200														
RS391	12,6	1,4	1500	160	400	30	—	120	3	0,5	0	110	4,5	0,3	0,03	15	20	145														
T50-1	7,5	3,2	1500	200	—	—	—	—	—	—	300	—	—	70	4	5	—	1,5	6	500												
RL12P35	12,6	0,63	600	65	200	6	—	28	—	—	—	—	—	30	3,5	20	0,05															
RL12P50	12,6	0,65	800	50	250	—	—	40	—	—	—	—	—	40	4	19	0,07															
L850	12,6	0,7	800	50	250	4	—	40	—	—	—	—	—	40	5	20	0,09															

Catodo: Wo = wolframio, Ba = Bario, O = ossidi, Th = Torio, d = acc. diretta, i = acc. indiretta.

O/d tubi spec. per O.U.C. dati di lavoro dipendono dalla frequenza

Th/d usabile anche per O.U.C.  
O/i Pentodo con tens. anod. ridotta (400 V) anche per O.U.C.

O/i Pentodo come RS289 spec. con colleg. di gr. fr. port. estern.

Th/d-Tetrodo (tubo a gr. sch.)



scenza. Essa si illumina presso un estremo della bobina che è connessa all'anodo o alla griglia del tubo, ma non deve in nessun caso illuminarsi all'altro estremo, diversamente bisogna cambiare il numero di spire della bobina di arresto. Spesso accade che con la lampada luminescente presso una bobina avvolta installata, si trovi un punto, per il quale essa rimane spenta, ma poi comincia di nuovo a illuminarsi. In questo caso si deve svolgere un corrispondente numero di spire, in caso contrario si deve aumentare la lunghezza dell'avvolgimento. È anche opportuno disporre i fili provenienti dall'alimentatore il più possibile lontani dal conduttore di antenna e dalle bobine, affinché non venga iniettata in essi dell'alta frequenza. Laddove viene usata una bobina di arresto di alta frequenza insieme con una resistenza di griglia, come in molti schemi di amplificatori o con trasmettitori direttamente eccitati, è spesso possibile riunire entrambe in un'unità a di avvolgere la bobina di arresto con filo di resistenza. Inoltre si possono sempre usare direttamente resistenze a filo avvolte. Le così dette bobine a prese con avvolgimento frazionato sono certamente utili. Per esse è consigliabile un filo di costautana del diametro di circa 0,1 mm.

Molto difficilmente si possono fare dei calcoli di carattere generale, poichè i valori necessari delle resistenze come pure le correnti di griglia sono del tutto diverse da caso a caso. Un buon modo di procedere è di conferire al tubo una tensione base negativa di griglia conveniente con una batteria (possibile solo con stadi amplificatori!) e poi di misurare la corrente di griglia.

Dividendo la tensione di griglia in volt per la corrente di griglia in ampere si ricava la resistenza in ohm di griglia da adottare. Si sceglie poi la grossezza del filo (secondo una tabella di fili), che sopporti la corrente di griglia, e si calcola la lunghezza del filo in modo da ottenere la desiderata resistenza. Successivamente si avvolge, sopra un corpo di bobina di 15 e fino a 30 mm di diametro, il filo prescelto, spira

vicino a spira. Si avvolgono dal collegamento di griglia della bobina di arresto dapprima circa 10 spire, poi, a 10 mm di distanza da queste, 20 spire, a 7 mm di distanza, altre 30 spire e così via. Verso l'estremo della bobina di arresto collegato al lato di griglia le distanze fra le sezioni dell'avvolgimento possono divenire più piccole e i numeri di spire più grandi.

In certi casi si devono anche avvolgere una o due sezioni più spaziate. Se non si riesce a contenere su questa lunghezza il valore totale di resistenza, si deve adottare anche una resistenza supplementare. In ogni caso una tale bobina ha una capacità propria piccolissima e la sua oscillazione propria, a motivo della sua alta resistenza ohmica, è così fortemente smorzata che nè essa, nè le sue armoniche possono diventare considerevolmente osservabili. Bobine di arresto del tipo di quelle che purtroppo possono essere usate solo nei circuiti di griglia, si chiamano anche « aperiodiche » perchè prive di oscillazione propria.

Veramente questa designazione non significa niente di preciso, tuttavia nella pratica la si usa con sufficiente precisione. Bobine semplici, provviste di prese con buona azione di arresto per le bande dei dilettanti si trovano oggi anche in commercio (v. fig. 50). Per gli oscillatori pilotati a quarzo valgono le seguenti regole. Se l'oscillatore ha soltanto una resistenza di griglia, ma nessuna polarizzazione separata, si deve badare che, colla rotazione del condensatore di accordo nel circuito anodico dai valori alti di capacità verso quelli bassi, la corrente anodica cada bruscamente fino ad un valore minimo e poi risalga meno rapidamente di nuovo al primitivo valore.

La massima diminuzione della corrente segnala la risonanza, il condensatore viene allora ruotato un poco verso capacità minore, per ottenere un funzionamento stabile. Se il condensatore viene fissato esattamente per la risonanza, il quarzo non oscilla talvolta con sicurezza quando si mette

in circuito. Cogli oscillatori che ricevono la loro tensione di polarizzazione attraverso una bobina di arresto di alta frequenza, si verifica invece della caduta, un innalzamento della corrente anodica; la posizione di lavoro viene allora assunta in corrispondenza. Ci si sforzerà di applicare una tensione di polarizzazione di valore tale, che il generatore pilota oscilli ancora con sicurezza quando si fa funzionare l'apparecchio. La prova del suono può essere utile in quanto, come può accadere, che il quarzo non è assolutamente mononda e la frequenza « salta » con una regolazione errata. Gli stadi amplificatori e duplicatori ricevono per la prima prova opportunamente una tensione di polarizzazione negativa da una batteria.

È poi opportuno non applicare la piena tensione anodica prevista per il normale funzionamento, ma è molto meglio applicare per la prima volta la metà di detta tensione. Questa tensione moltiplicata per l'intraeffetto può allora servire come tensione base di polarizzazione di griglia. Ora si deve fare attenzione che la corrente anodica dell'amplificatore è molto grande fin tanto che il suo circuito anodico non è ancora accordato sulla frequenza dell'oscillatore. Perciò in principio si deve sempre applicare una piccola tensione anodica. I tubi, che devono lavorare con resistenza di griglia, devono essere regolati molto attentamente, poichè la loro corrente anodica, nella condizione di non oscillazione assume valori molto alti (a motivo che in questo caso manca la corrente di griglia).

Consideriamo di dover regolare uno stadio amplificatore con una tensione anodica finale ammissibile di 500 V e con un intraeffetto del tubo del 10%.

La tensione anodica viene ridotta a 300 V e la tensione di polarizzazione di griglia a  $-300 \cdot 0,1 = -30$  V. Ora il tubo, nel cui circuito anodico in principio non scorre alcuna corrente anodica, viene accoppiato all'oscillatore pilota e questo viene portato in stabile oscillazione. Allora scorre nello stadio amplificatore una corrente anodica abbastanza

intensa. Tosto che il circuito anodico dell'amplificatore, viene accordato sulla frequenza, che gli è stata applicata o su una sua armonica, la corrente anodica cade bruscamente. Quella sintonizzazione, per la quale la corrente anodica diventa un minimo, è quella giusta. Coll'accoppiamento a un'antenna o ad un successivo stadio amplificatore richiedente potenza di entrata, la corrente anodica cresce nuovamente, l'accordo deve allora essere regolato per la massima potenza (massima corrente di antenna o massima corrente anodica del tubo seguente!). Cogli stadi amplificatori, che devono lavorare come separatori, si deve inserire nel loro circuito di griglia uno strumento di misura e si deve diminuire l'accoppiamento allo stadio precedente, oppure aumentare la tensione negativa di polarizzazione di griglia, in modo che non scorra alcuna corrente di griglia.

Il metodo di messa a punto descritto è valido solo per amplificatori con griglia schermo sulla stessa frequenza o per duplicatori di frequenza, ma non per i triodi. Questi devono dapprima essere neutralizzati, avanti di applicare una tensione anodica. Si procede in modo che il tubo viene acceso e riceve una tensione negativa base di griglia, ma nessuna tensione anodica.

Si counette ora nel conduttore della tensione di polarizzazione di griglia un milliamperometro (tutto ciò che si è detto vale per amplificatori normali, come pure per amplificatori bilanciati). Ruotando il condensatore del circuito anodico, si deve osservare un guizzo dell'indice, che indica la risonanza. Ora il condensatore o i condensatori di neutralizzazione vengono regolati (coi circuiti in controfase sempre entrambi contemporaneamente e sugli stessi valori di capacità!) finchè una rotazione del condensatore anodico non abbia più influenza sulla corrente di griglia. Dopo di ciò si può applicare la tensione anodica e procedere come detto sopra. Un mezzo molto semplice per provare se un oscillatore oscilla o se uno stadio fornisce veramente energia sulla

frequenza, sulla quale è stato accordato, è una piccola lampadina con un filo foggiate a spira (v. fig. 55). Essa può anche sostituire il milliamperometro durante la regolazione della neutralizzazione, quando essa venga accoppiata lascamente colla bobina dello stadio precedente. Una neutralizzazione incompleta si manifesta con guizzi luminosi della lampada.

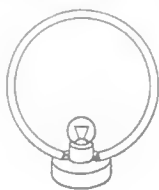


Fig. 55 - Indicatore di risonanza (lampada di prova).

Ancora più sensibile è il dispositivo formato dall'unione di una piccola bobina (2 spire) con un rivelatore a cristallo ed un milliamperometro, che indica la corrente raddrizzata. Generalmente è necessario e vantaggioso un accoppiamento lasco. Per l'accordo degli stadii moltiplicatori rende buon servizio un semplice ondometro ad assorbimento. Altrimenti ci si può sbagliare nel valutare il numero d'ordine delle armoniche!

Se si sono trovate la giusta neutralizzazione e l'esatta regolazione, si può applicare la piena tensione anodica e si può aumentare la tensione negativa di polarizzazione di griglia (quindi eventualmente aumentare, se possibile, parimenti la potenza di entrata) finchè, colla corrente anodica più piccola possibile del tubo si verifichi una corrente di antenna più grande possibile. Con tutti i trasmettitori pilotati esternamente l'accoppiamento all'antenna può essere fatto relativamente stretto.

Naturalmente in pratica non bisogna spingerlo al punto che si generino due onde! Per le antenne artificiali cono-

scendo la resistenza  $R$  e la corrente  $I$  che la percorre, si può calcolare la potenza secondo la relazione  $N = RI^2$ .

Se non si ha a disposizione uno strumento preciso per la misura della corrente, si può anche misurare la tensione alternata  $U$  ai capi della resistenza per mezzo di un voltmetro a valvola molto semplice da fabbricare. Si ha  $N = U^2/R$ . In fig. 56 è rappresentato schematicamente un simile stru-

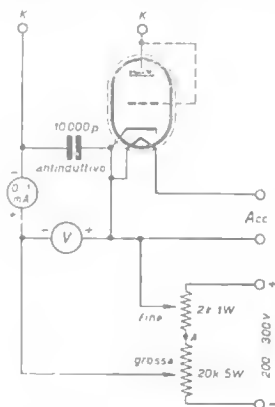


Fig. 56 - Voltmetro a diodo compensato.

mento. Si tratta di un semplice raddrizzatore semionda per la tensione alternata incognita da applicare ai morsetti  $K$ . Coll'uso di un triodo, griglia e anodo devono essere collegati insieme, ma vi sono anche diodi di misura speciali per alte frequenze. Col raddrizzamento della tensione alternata applicata scorre una corrente attraverso al milliamperometro, si applica per mezzo dei due potenziometri una contotensione, che fa esattamente scomparire la corrente, e quindi si legge sul voltmetro il valore di punta della ten-

sione alteruativa applicata in  $K$ . Questa divisa per  $\sqrt{2} = 1,41$  dà la tensione efficace. In pratica non si può compensare completamente fino allo zero di corrente, ciò sarebbe molto impreciso, ma basta generalmente, se prima, avendo cortocircuitato i morsetti  $K$  col potenziometro da  $2k\Omega$  (col cursore del potenziometro da  $20k\Omega$  completamente girato verso A,) viene stabilita una tensione positiva di valore tale, che il milliamperometro segni esattamente un'escursione di una divisione della scala. Si prende nota della tensione continua resasi necessaria, da leggersi sul voltmetro, essa deve avere un ordine di grandezza di  $1,3 \div 1,5$  V. Ora si gira il cursore del potenziometro « Fine » completamente verso il più (+) e quello del potenziometro « Grossa » completamente verso il meno (—), si apre il cortocircuito dei morsetti  $K$  e si applica la tensione da misurare. È dappprincipio necessaria una « regolazione grossa » finchè si ottiene nuovamente all'incirca uno spostamento di una graduazione della scala, si cura quindi la regolazione fine col potenziometro « Fine » e poi si legge la tensione. Se si toglie dal valore letto la tensione trovata prima, si ha come risultato l'ampiezza della tensione.

Da tener presente è la capacità del voltmetro a tubo elettronico, che comporta sempre qualche pF. Con resistenze chimiche basse (per es.  $70 \Omega$  per le misure di potenza) essa non fa molto effetto in pratica e nelle misure di tensione sui circuiti oscillatori essa può essere resa inattiva con altra taratura corrispondente. Per la misura di potenza il voltmetro a diodo si deve collegare coi morsetti  $K$  ai capi di una resistenza di alto carico corrispondente alla potenza da misurare, e questa deve essere connessa alle opportune prese della bobina del circuito di accordo dello stadio finale del trasmettitore (provare la presa più favorevole!). Si misura poi la tensione attraverso la resistenza, la si moltiplica per se stessa e si divide il risultato per il doppio (poichè si deve fare i conti con la tensione efficace) del valore della resi-

stenza. Se si deve usare una resistenza di  $80 \Omega$  e si misura su essa una tensione di punta di  $80 \text{ V}$ , la tensione efficace è  $80/\sqrt{2}$ , la potenza è allora  $80/\sqrt{2} \times 80/\sqrt{2}$  divisa per  $800$

$$\frac{6400}{2 \times 80} = 40 \text{ W.}$$

Misure precise di potenza si possono fare solo con resistenze, il valore resistivo delle quali sia noto per la frequenza, alla quale si deve fare la misura. Colle pure misure di tensione col voltmetro a diodo si deve fare attenzione se esso consuma corrente, in tal caso non è da usare per le così dette misure senza dissipazione di potenza. Siccome però non si arriva a qualche milliwatt coi maggiori stadi emittenti, si possono effettuare diverse misure.

Per la misura di potenza colla lampadina si può impiegare vantaggiosamente uno schema come quello di fig. 57. Un

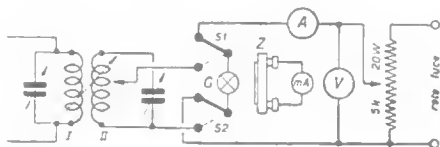


Fig. 57 - Wattmetro a fotocella.

I = ultimo circuito trasmittente

II = antenna fittizia

G = lampada luminescente

Z = fotoclemento (cellula elettrica - mA = 0 ÷ 1 mA,  
Compagnia Berlino-Steglitz)

S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub> = Commutatore bipolare

A e V = strumenti dai quali si deduce la potenza e la tensione di rete.

secondo circuito viene accoppiato con quello emittente, alla bobina del secondo circuito è connessa la lampadina a incandescenza G, ad una presa conveniente. Questa si



trova ad una determinata distanza da una fotocella  $Z$  (un così detto fotoclemento, che genera una forza elettromotrice in seguito ad illuminazione). L'indicazione del milliamperometro collegato a  $Z$  dipende dalla luminosità, con cui  $G$  brilla, e quindi anche dalla potenza. Se si commuta per mezzo del commutatore bipolare  $S_1, S_2$  la lampadina dal circuito accordato al circuito della rete luce, si può trovare sul partitore di tensione una posizione, per la quale  $G$  brilla con uguale luminosità come col circuito accordato (uguale indicazione sul milliamperometro!) e si deduce la potenza dalla corrente letta su  $A$  e dalla tensione letta su  $V$ . Si deve scegliere opportunamente la distanza fra  $G$  e  $Z$ , in modo che colla piena potenza nominale della lampada, il milliamperometro vada esattamente in fondo scala.

### 5. La manipolazione (trasmissione a tasto) del trasmettitore

Quando il trasmettitore è correttamente messo a punto e quindi si deve effettuare il funzionamento in telegrafia esso deve venire messo in funzione e interrotto per mezzo di un tasto Morse col ritmo dei segnali Morse. È necessario che col tasto aperto, il trasmettitore non si senta più, cioè non fornisca alcuna energia all'antenna, mentre premendo sul tasto, irradi la sua piena potenza. Le fig. 22 e 23 hanno già mostrato la connessione del tasto. Tutti i circuiti di oscillatori permettono l'inserzione del tasto allo stesso modo. Coi trasmettitori pilotati esternamente è usanza di far oscillare continuamente il generatore pilota e quindi di manipolare lo stadio successivo, ma è meglio — se è a disposizione un trasmettitore di almeno tre stadi — lasciar oscillare anche lo stadio seguente il generatore pilota, e poi manipolare per primo uno degli stadi successivi, affinché siano evitate qualsiasi variazioni di frequenza provocate da reazioni, in qualunque condizione.

È molto diffusa la pratica, a mo' d'esempio con un trasmettitore a quattro stadi, di manipolare il terzo ed il quarto stadio. Ma ciò è necessario generalmente solo quando la neutralizzazione dello stadio finale non è perfetta ed il trasmettitore pilota durante le pause della manipolazione fornisce al circuito di antenna ancora tanta energia, che lo si sente.

Colla manipolazione di griglia, durante le pause del tasto, fra griglia e anodo esiste la piena tensione di lavoro. Se invece si interrompe semplicemente col tasto il filo positivo della tensione anodica, ciò non accade più. Nell'istante in cui la tensione anodica viene interrotta, il tubo non riceve alcuna tensione. In entrambi i casi la piena tensione anodica è presente sul tasto, ed è perciò entrato volentieri in uso, a scopo di sicurezza un relé del tasto quando si manipolano tensioni assai alte. Coi trasmettitori eccitati esternamente, specialmente poi quando i tubi hanno un piccolo intraeffetto, è data la possibilità di disporre direttamente il tasto nel conduttore della bobina di arresto di alta frequenza del circuito di griglia per la polarizzazione negativa di griglia. I tubi che lavorano con autopolarizzazione di griglia vengono manipolati fra resistenza e catodo, i tubi di maggior intraeffetto non possono essere manipolati a questo modo, perchè allora durante le pause del tasto, scorre una corrente anodica o costante o periodicamente in aumento e in diminuzione.

Se non viene manipolato lo stadio finale di un trasmettitore, ma uno degli stadi precedenti, si deve in ogni caso ricavare la tensione base di griglia per lo stadio finale o per tutti gli stadi successivi al tubo manipolato, da un alimentatore funzionante con la rete, poichè, qualunque sia il tipo di dispositivo a resistenza, la corrente anodica, nel caso in cui vanga meno la tensione di comando, salirebbe a valori inammissibilmente alti.

In fig. 58 è illustrato un metodo di manipolazione assai sperimentato. Ivi si ha fra  $+$  e  $-$  dell'alimentatore anodico

un partitore di tensione, che consta delle tre resistenze parziali  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ . Esse sono scelte in modo che, col tasto  $T_a$  aperto il catodo assume rispetto alla griglia una tensione positiva così alta (oppure la griglia viene così fortemente polarizzata), che non può più emettere alcuna energia. Premendo in basso il tasto, per contro,  $R_1$  viene cortocircuitata (ora agisce solo  $R_2$ ) ed il catodo diviene meno positivo, questa tensione può esser regolata in modo che ora il tubo fornisca la sua potenza massima.

Se al punto  $x$  si collega una speciale sorgente di tensione di polarizzazione per ottenere la tensione base di griglia

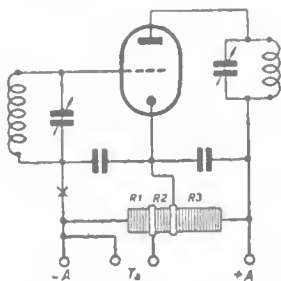


Fig. 58 - Manipolazione per tensione di polarizzazione di griglia

ottima, e quindi si omette  $R_2$ , per cui  $R_1$  viene collegata con  $R_3$ ,  $R_1$  deve essere scelta in modo che il tubo col tasto aperto sia « Chiuso », ossia non possa più scorrere alcuna corrente anodica.

L'esperienza insegna che si deve fare attenzione che con gli alimentatori comuni i condensatori, durante le pause di manipolazione, si carichino alla loro tensione di punta, ossia ad un valore più alto della tensione di lavoro. In tal caso, premendo poi il tasto, segue l'innesco del trasmettitore con questa tensione rialzata, sia pure solo per un inter-

vallo di tempo molto breve. In questa condizione si forma una punta nella potenza irradiata. Abbandonando il tasto può accadere che si formi nelle induttanze, che generalmente sono presenti (bobine di arresto) una tensione (tensione di autoinduzione) così alta che scocchi una piccola scintilla nello spazio d'aria dal tasto (fra i contatti) durante l'abbandono (scintilla d'apertura). Tanto il guizzo di accensione, quanto la scintilla di apertura sono di natura tale da provocare disturbi nei ricevitori adiacenti, come avviene con gli interruttori della luce. Essa si chiama anche « clic del tasto! ». Essa può anche causare il rapido innesco e disinnesco delle oscillazioni del trasmettitore.

Per evitarla si devono provvedere delle resistenze di carico in parallelo ai condensatori di filtro perchè — specialmente cogli alimentatori con piccolo scarto di tensione fra assenza di carico e pieno carico — già viene evitata una punta di potenza dei condensatori per mezzo di un partitore di tensione e perchè in parallelo al tasto vi è una resistenza, che impedisce generalmente la formazione della scintilla di apertura.

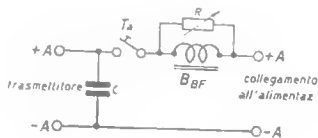


Fig. 59 - Filtro del tasto.

Per evitare il brusco disinnesco delle oscillazioni di un trasmettitore, si deve curare che, all'abbandono del tasto, possa oscillare ancora per un intervallo di tempo piccolissimo e che la potenza dell'oscillazione diminuisca a poco a poco, ma non bruscamente. Ciò si può ottenere (secondo la fig. 59) connettendo fra + e - del trasmettitore un condensatore C (da scegliere per tentativi fra 0,2 e 4  $\mu\text{F}$ !),

che si carica alla tensione di lavoro e coll'innalzamento del tasto, produce ancora una potenza continua decrescente senza dubbio rapidamente.

Per evitare il brusco innesco delle oscillazioni del trasmettitore con ampiezza troppo grande, si rallenta la velocità di incrementazione della corrente anodica e si inserisce, a questo scopo, una bobina di arresto a ferro  $B_{BF}$  nel conduttore della tensione anodica. Essa deve possedere un'induttanza da 1 fino 5 H (in ogni caso bisogna determinarla per tentativi per le diverse potenze e le condizioni di lavoro).

In parallelo ad essa vi è una resistenza variabile  $R$  (che può essere abolita coi piccoli trasmettitori) il cui valore ohmico deve essere calcolato approssimativamente, dividendo la tensione anodica di lavoro per la corrente anodica (in ampere) dello stadio trasmettente manipolato. Si aumenta la resistenza il più possibile finché si manifestano al tasto scintille troppo forti. Per sopprimere queste, in fig. 60 si è disposto in parallelo al tasto un condensatore di

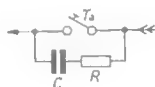


Fig. 60 - Eliminazione dei disturbi del tasto.

circa 0,5 e fino a 2  $\mu F$  ed in serie con esso una resistenza variabile  $R$  di circa 500  $\Omega$ . Si possono attenuare i disturbi, che possono subentrare attraverso piccole scintilline ai contatti del tasto, anche secondo la fig. 61.  $C$  è un condensa-



Fig. 61 - Possibilità di eliminazione dei disturbi del tasto.

tore di circa 10.000  $\mu\text{F}$  e  $B$  sono due bobine a paniere mutuamente disaccoppiate di  $75 \div 150$  spire. Uno capisce da sè che quando si inserisce un relé del tasto al posto del tasto, si deve seguire nella figura il contatto di lavoro del relé.

Coi tubi a griglia schermo e coi pentodi si manipola generalmente o nel circuito della griglia di protezione, oppure la tensione anodica e della griglia di protezione, in nessun caso la tensione anodica solamente, perchè il tubo viene sempre danneggiato.

## 6. Circuiti di telefonia

Dopo che la nuova legge tedesca del radioamatore permette ai possessori di una licenza di trasmissione, di trasmettere la parola e brani musicali di breve durata per lo studio della modulazione, molta importanza assumono i circuiti che dipendono da questa. Oltre alla modulazione di ampiezza generalmente sfruttata, negli ultimi anni ha acquistato valore crescente la modulazione di frequenza. La larghezza di banda necessaria con questo sistema di modulazione, condiziona la sua adozione indubbiamente nel campo delle ultra alte frequenze (il limite dovrebbe essere posto a 28 MHz), per modo che funzionamento e schemi devono prima essere dismessi nel vol III (onde ultra corte). Colla modulazione di ampiezza dei trasmettitori si tratta di questo: di variare col ritmo della bassa frequenza l'oscillazione portante di alta frequenza irradiata, per modo che ora l'ampiezza dell'oscillazione RF varia con questo ritmo. All'opposto che con la modulazione di frequenza, con la modulazione di ampiezza la frequenza portante rimane costante, ha luogo solamente una variazione di ampiezza corrispondente all'attuale grado di modulazione. Il grado di modulazione esprime qui il rapporto fra l'ampiezza della portante

variata dalla bassa frequenza ed il suo valore medio: esso viene espresso in percento.

$$M = \frac{\text{ampiezza della portante}}{\text{valor medio della portante}} \cdot 100\%.$$

Quanto più si modula, tanto più fortemente sonoro arriva il segnale all'uscita del ricevitore. La profondità di modulazione deve essere qui spinta solo in modo che non subentri sovramodulazione, che porta a distorsione e ad oscillazioni armoniche. In fig. 62 è rappresentata un'onda portante variamente modulata.

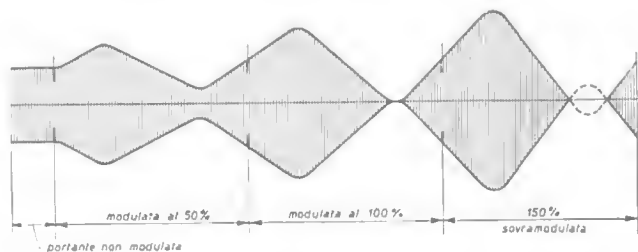


Fig. 62 - Onda portante modulata con varie profondità.

Un'oscillazione portante di alta frequenza modulata con una bassa frequenza, si compone in ultima analisi di tre oscillazioni sovrapposte, cioè dell'oscillazione portante originale e di due oscillazioni laterali, che sono più alta e più bassa di una quantità uguale alle frequenze di modulazione, rispetto alla portante ed hanno ampiezza al massimo metà di questa. La potenza supplementare necessaria per entrambe le bande laterali è fornita dallo stadio modulatore. Nei circuiti di modulazione si fa distinzione grossolanamente

fra modulazione di griglia e modulazione di placca. La modulazione di griglia può effettuarsi su tutte tre le griglie del tubo, sulla griglia controllo, sulla griglia schermo e sulla griglia freno, da qui il sistema di modulazione prende anche nome. Si hanno qui molti tipi e sistemi di combinazioni di schemi di modulazione. Se si volesse trattarli tutti costruttivamente, non basterebbe nemmeno la grossezza di questo libro in tre parti. Perciò si dovranno trattare solo gli schemi usabili nell'ambito dei dilettanti.

Diciamo subito fin dal principio: tutte le modulazioni di griglia, fino anche la modulazione ad alta potenza di Taylor, non permettono col funzionamento in telefonia di ricavare il massimo dal trasmettitore perchè per la giusta regolazione del punto di lavoro, la potenza di entrata deve essere diminuita. Perciò diviene necessario anche un semplice amplificatore di modulazione che fornisca la piccola potenza di 2 o 3 W per il pilotaggio esterno.

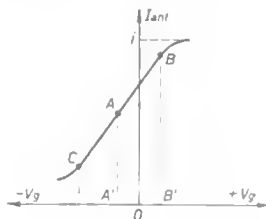


Fig. 63 - Caratteristica di telefonia.

Mentre con qualsiasi modulazione di griglia il rendimento è pure piccolo e raggiunge appena il 40% la, modulazione di placca permette di ottenere rendimenti del 70 ÷ 80%, occorre però un amplificatore di modulazione che comporta una spesa considerevole. Da ultimo si deve ricordare la così-



detta Modulazione « Taylor » o supermodulazione, che, con rendimento ugualmente buono di quello della modulazione di placca, evita l'alta spesa nell'amplificatore di modulazione.

Per un trasmettitore si rileva una caratteristica, che mostra come vari la corrente di antenna quando si varia la tensione base di griglia dello stadio finale del trasmettitore da valori negativi molto forti fino alla regione positiva, così forma una cosiddetta « caratteristica di telefonia » (fig. v. 63).

Essa assomiglia generalmente alle caratteristiche dei tubi elettronici. Da essa risulta chiaramente che quando il tubo riceve una tensione di polarizzazione di griglia valida per il punto *A*, ci si trova al centro della porzione rettilinea, della caratteristica e si può pilotare il tubo nel tratto rettilineo (ossia fino *A B* o *C*). La massima ampiezza ammis-

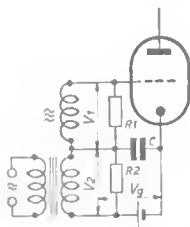


Fig. 64 - Modulazione di tensione di griglia.

sibile della tensione alternativa di griglia non deve perciò superare  $A' B'$ . Colla modulazione di griglia controllo si distingue la modulazione di tensione di griglia e la modulazione di corrente di griglia. Colla modulazione di tensione di griglia (v. fig. 64) viene semplicemente collegata in serie colla normale resistenza di griglia del tubo da modulare, o colla sua tensione di polarizzazione di griglia  $U_g$ , la tensione di comando  $U_2$  (spesso per mezzo di un trasformatore),

per modo che ora entrambe le tensioni si trovano in serie alla griglia controllo con la tensione pilota ad alta frequenza.

Poichè la tensione base di griglia dei tubi che lavorano in classe C stabilisce il punto di lavoro, essa deve essere scelta con molta precisione, poichè un punto di lavoro errato ha per conseguenza un segnale di uscita dissimmetrico, la corrente alternativa anodica può risultare non più proporzionale all'ampiezza della BF. Perciò è necessario che il valore della tensione base di griglia si conservi costante e non venga falsata da retroazioni. In pratica ciò si può sempre raggiungere con un alimentatore o per mezzo di un prelievo da uno stabilizzatore. Poichè la caratteristica di modulazione con qualunque modulazione di griglia, a motivo dei gomiti superiore ed inferiore, risulta rettilinea solo limitatamente e solo questa porzione deve essere sfruttata, non si può neppure modulare fino al 100%, ma al massimo fino al 75%. Il rendimento totale peggiora con ciò verso il 40% circa, poichè dovendo il punto di lavoro essere scelto al centro del tratto rettilineo della caratteristica di modulazione, la potenza portante cade a circa la metà del suo valore sopra menzionato. Per un funzionamento indistorto principalmente colle maggiori resistenze interne di  $U_1$  e  $U_2$ , in seguito alla corrente di griglia, si è riscontrato conveniente di adottare le resistenze di smorzamento  $R_1$  e  $R_2$ . Il maggior carico deve essere compensato per mezzo di un incremento della potenza di comando del prestadio RF e dell'amplificatore di modulazione. In assenza della tensione di entrata, la corrente anodica è completamente soppressa con la tensione di polarizzazione di griglia.

Con l'applicazione della tensione pilota, e con l'accoppiamento contemporaneo all'antenna, si aumenta la tensione di polarizzazione di griglia finchè la corrente continua anodica e la corrente di antenna cadano alla metà del loro valore. La variata tensione di polarizzazione di

griglia può servire come misura per l'ampiezza della BF per il completo pilotaggio, ma allora sarà necessario osservare una stretta sorveglianza. Se durante la regolazione la corrente anodica e la corrente di antenna non decrescono parallelamente ci si può aiutare variando la tensione pilota RF o l'accoppiamento di antenna.

Questo sistema di modulazione si è veramente poco diffuso nel campo dei dilettanti, forse a base del fatto sta il motivo che il doppio pilotaggio per mezzo di una griglia può portare a condizioni non chiare.

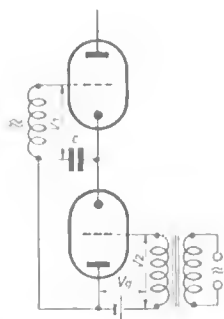


Fig. 65 - Modulazione per corrente di griglia.

Per la modulazione di corrente di griglia si sceglie un tubo la cui resistenza interna in funzionamento, cioè con le giuste tensioni anodiche e di polarizzazione di griglia, è all'incirca uguale alla resistenza di griglia da impiegare per il tubo emittente, e lo si dispone, nel modo indicato in fig. 65, nel circuito di griglia, nel tubo per telefonia dunque la corrente di griglia scorre come la corrente anodica. La tensione alternativa di BF applicata ( $U_2$ ), viene portata alla griglia del tubo attraverso un trasformatore.

er mezzo del segnale alternativo di griglia applicata al tubo modulatore, la sua resistenza interna varia in più e in meno e con ciò varia la tensione di polarizzazione al trasmettitore. Con entrambi i sistemi di modulazione ci si può aspettare, con la giusta regolazione, un buon funzionamento in telefonia.

Poichè non tutto l'ammontare di potenza del trasmettitore è utilizzabile, può attendersi una profondità di modulazione solo del  $60 \div 70\%$  circa.

Con gli stadi amplificatori che lavorano in classe C la corrente anodica, o la corrente di antenna, è proporzionale alla tensione anodica (v. fig. 55), almeno entro un inter-

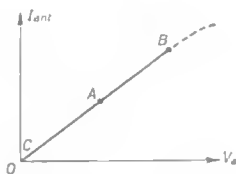


Fig. 66 - Dipendenza della corrente di antenna con un amplificatore in classe « C ».

vallo molto ampio. Colla scelta corretta della tensione negativa di polarizzazione di griglia e della potenza di entrata, si può stabilire una simile dipendenza lineare. (Si presuppone, come per qualsiasi modulazione, che un trasmettitore pilotato esternamente sia provvisto di sufficiente costanza di frequenza e che la neutralizzazione sia assolutamente indiscutibile). La potenza di antenna varia poi col quadrato della tensione anodica. Se si prende A come punto di lavoro, la tensione anodica viene fatta variare colla semionda negativa di modulazione al massimo fino a zero e colla semionda positiva, fino al valore doppio,





(alimentatore) solo attraverso una resistenza in serie da dimensionare opportunamente. La griglia freno riceve la sua tensione negativa necessaria per la determinazione del punto di lavoro, secondo la fig. 68, applicata attraverso al trasformatore di modulazione. Anche colla modulazione di griglia freno la polarizzazione di griglia, per la regolazione del punto di lavoro al centro della zona rettilinea della caratteristica, deve essere scelta di valore tale che la corrente anodica diminuisca alla metà del valore che ha in condizioni di lavoro in telegrafia. L'ampiezza della tensione di BF non deve superare il valore della tensione di polarizzazione di griglia modificata (tensione modulante) poichè altrimenti viene pilotata nella regione positiva, ciò comporta notevole distorsione, perchè in questo caso la griglia freno fa passare corrente. Poichè l'amplificatore di modulazione, alle giuste condizioni di lavoro, non viene caricato, si presenta la necessità di collegare il primario o il secondario colla resistenza esterna del tubo di modulazione. Per ottenere le condizioni di optimum la griglia freno non deve lavorare su una resistenza più alta di 25 k $\Omega$ .

Mentre anche con la modulazione di griglia freno non si riesce a superare un rendimento generale del 40% (è già molto!), colla modulazione di placca si può raggiungere un rendimento totale considerevolmente più alto, poichè è anche data la possibilità di lavorare con profondità di modulazione fino al 100%, sebbene si debba prevedere naturalmente un fattore di sicurezza del 5% incondizionatamente. Questo alto rendimento generale deve essere procurato per mezzo di uno stadio di modulazione capace di fornire potenza. La tensione modulante viene addotta alla tensione continua anodica attraverso il trasformatore di modulazione, per modo che, colla modulazione al 100%, quando cioè il picco di  $U_2$  è uguale alla piena tensione continua anodica, la tensione anodica oscilla fra lo zero

e il doppio del suo valore. L'amplificatore di modulazione fornisce il 50% dell'entrata in potenza di modulazione allo stadio PA. Quest'ultimo può perciò essere fatto lavorare al massimo, perchè il modulatore copre la potenza supplementare. L'interdipendenza diviene estremamente chiara considerando la caratteristica di modulazione (v. fig. 69).

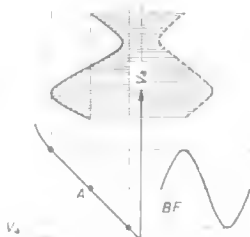


Fig 69 - Caratteristica di modulazione anodica.

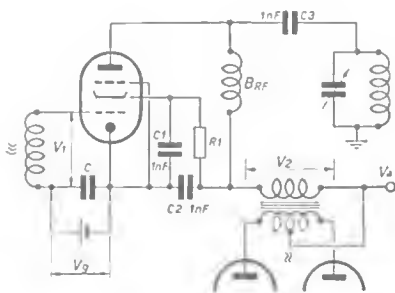


Fig. 70 - Modulazione di placca.

La fig. 70 mostra la modulazione di placca con un amplificatore in classe B in controfase. Qui la griglia schermo viene modulata (insieme colla placca), attraverso la  $R_1$  per



ottenere un rendimento alto ed una caratteristica di modulazione rettilinea. Riguardo al tubo finale, si diminuisce del 25% circa la tensione continua anodica.  $C_1$  e  $C_2$  devono, in vista delle frequenze di modulazione da trasmettere, essere al massimo di 1.000 pF.  $C_3$  deve essere previsto per una tensione quadrupla di quella continua anodica. Il trasformatore di modulazione è fatto in modo, riguardo al rapporto di traslazione, che la punta dell'ampiezza della tensione alternativa  $U_2$  sia uguale al valore della tensione continua anodica, cioè che il picco dell'ampiezza positiva di una modulazione rialza la tensione continua risultante al doppio del suo valore. Il sognato rendimento totale del 75% è perciò ottenibile solo con un amplificatore che lavori in classe B, come modulatore. Con qualsiasi disposizione circuitale bisogna dare grande considerazione al trasformatore di modulazione, perchè il carico di cresta risulta uguale al doppio della tensione continua anodica. Con  $U_a = 1.000$  V si fanno sempre 2.000 V al trasformatore. Su questa base si deve anche indiscutibilmente evitare un funzionamento a vuoto: col segnale applicato allo stadio modulatore si deve con qualsiasi situazione, lavorare con un' antenna artificiale.

La regolazione colla modulazione di placca avviene inizialmente sul funzionamento in telegrafia. Successivamente si diminuisce la tensione continua anodica al 75% del valore originale. Ora si aumenta la tensione base di griglia, in modo che la potenza di uscita cada a circa il 70% del valore che ha col funzionamento in telegrafia. Contemporaneamente la corrente di antenna cade a circa l'80%. Se le potenze piloti di RF e di BF sono correttamente proporzionate, la corrente di antenna presenta una tendenza a crescere trascurabile. Con variazioni più forti si devono provare diverse ampiezze di entrambe le tensioni piloti.

Finalmente si deve ancora considerare un sistema di modulazione, che si impone sempre più specialmente nei

trasmettitori più completi: la modulazione « Taylor » e supermodulazione. Essa viene anche spesso designata colla denominazione di modulazione ad alto livello di potenza. Si capisce subito che si tratta di un sistema di modulazione ad alto rendimento, che è equivalente per lo meno alla modulazione di placca. Il fondamento di questo metodo in sé non è nuovo ed è noto già da molto tempo sotto la denominazione di processo Doherty (brevetto inglese). La distinzione fra la modulazione Doherty e la modulazione Taylor è senza

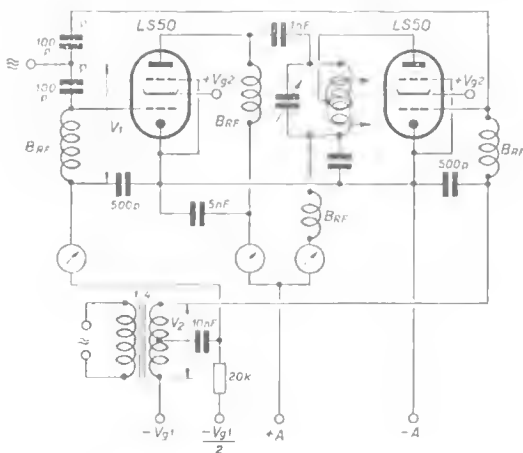


Fig. 71 - Modulazione di potenza « Taylor ».

importanza, poichè il risultato finale è il medesimo con tutti due i sistemi la potenza portante e la potenza delle bande laterali vengono generate da due diversi tubi (v. fig. 71). Il tubo PM (modulatore positivo) deve essere fortemente caricabile; meglio si adattano i tubi fabbricati per funzionamento in regime impulsivo, come per es. il tubo LS 50.



del 100% senza la spesa di uno speciale filtro tosatore, che con gli altri precedenti sistemi di modulazione è sempre necessario, se si vuole modulare bene. La tensione di BF modulante, o la potenza necessaria per l'alimentazione, viene fornita dall'amplificatore modulatore, che per i trasmettitori più piccoli, nel caso più semplice, è un amplificatore per mii crofono ad un solo stadio (v. fig. 72).

Il microfono nell'esecuzione più economica è del tipo a carbone (capsula postale). Esso è collegato all'entrata in griglia mediante un trasformatore microfonic (rapporto di traslazione 1 a 30). Poichè col funzionamento in telefonia interessa essenzialmente la comprensibilità del parlato, basta coprire la banda di frequenze di circa  $200 \div 2500$  Hz data da questo tipo di microfono. Perciò diviene subito naturale un taglio simmetrico nell'intera banda di frequenze acustiche, che è necessaria con le altre specie di microfoni, se si vuole ottenere una comprensibilità ottima del parlato.

Per l'uso nelle stazioni dilettantistiche sono appropriati speciali microfoni, che lavorano su una bassa impedenza ohmica di entrata, poichè in questo caso l'adattamento di potenza non è tanto critico. Il microfono a cristallo si è assicurato una grandissima diffusione nel campo degli amatori, poichè con esso qualità e prezzo stanno in un rapporto particolarmente favorevole. Esso deve essere collegato direttamente all'amplificatore. La resistenza di fuga di griglia deve essere circa  $1\text{ M}\Omega$ .

L'amplificatore viene costruito con un numero di stadi e di tubi corrispondenti al tipo di modulazione o della potenza da prelevare. Da quanto detto sopra risulta che colla modulazione di griglia si devono raggiungere solo 2 o 3 watt di potenza del parlato, che possono essere ricavati senza difficoltà da comuni tubi riceventi. Diversamente vanno le cose con la modulazione di placca, in cui la potenza della parola deve essere la metà dell'entrata allo stadio finale.

Per avere forte rendimento si prevede qui di usare solo amplificatori bilanciati con tubi amplificatori di potenza in classe B per lo stadio finale. Per migliorare il rendimento di modulazione, si dimostra necessario togliere le punte dell'ampiezza di BF, che sono di scarsa importanza per la comprensibilità del parlato. (filtro togliatore). Per la costruzione dell'amplificatore di modulazione valgono anche le regole da osservare per i comuni amplificatori BF, soprattutto riguardo all'eliminazione del temuto ronzio. Speciale attenzione deve perciò essere data a tutte le connessioni alle griglie, che si devono assicurare eventualmente con resistenze di bloccaggio e coi tubi con cappellotti di griglia che si trovano sul bulbo di vetro, devono essere protette senza discussione con involucri schermanti. In questo caso le resistenze di filtro vengono pure disposte direttamente alla griglia sotto allo schermo. È fondamentale poi osservare il più possibile che nessuna irradiazione RF possa raggiungere l'amplificatore di modulazione, dal trasmettitore. Soprattutto reagisce molto sensibilmente, a questo riguardo, l'entrata dell'amplificatore. Non sarà sempre necessario schermare anche i fili anodici, se lo si fa lo stesso, si hanno poi meno dispiaceri. Coll'amplificatore BF deve essere premesso che i fili di accensione dei tubi siano intrecciati ed eventualmente schermati, e che siano disposti il più possibile lontani dalle griglie dei tubi.

Spesso si riscontra pure un ronzio di induzione dal trasformatore di rete su altri trasformatori. Poichè non è sempre facile ottenere una schermatura completa, si deve almeno fare attenzione ai circuiti di disaccoppiamento. Anche coll'amplificatore BF si raccomanda la messa a terra del catodo di ogni stadio per escludere accoppiamenti di corrente. In ogni caso per l'amplificatore modulatore è opportuno un alimentatore proprio. Tanto più piccola è la costruzione degli elettrodi dei tubi, tanto meno difettoso si è dimostrato l'amplificatore, quando siano state osservate però le regole fondamentali.

Poichè lavorando praticamente in telefonia si devono evitare incondizionatamente distorsioni, si raccomanda in ogni caso un controllo di modulazione. Vi sono a questo proposito diverse possibilità. Ma il controllo coll'oscillografo o coll'oscilloscopio è il più preciso per giudicare. Si porta alle placchette di deviazione verticale (placchette di misura) la tensione RF modulata e alle placchette di deviazione orizzontale (placchette dell'asse dei tempi) la tensione modulante, in tal modo si forma sullo schermo fluorescente il cosiddetto trapezio di modulazione, dal quale si può anche dedurre la profondità di modulazione (v. fig. 73). La base maggiore

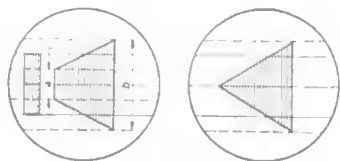


Fig. 73 - Controllo di modulazione coll'oscilloscopio (trapezi di modulazione).

verticale del trapezio indica la massima ampiezza della portante, la base minore verticale indica la minima ampiezza della portante; perciò colla modulazione al 100% si deve formare un triangolo equilatero. La profondità di modulazione si ricava, con modulazione minore del 100%, quando si indichi con  $a$  il lato corto e con  $b$  quello lungo, dalla relazione:

$$m = \frac{b - a}{b + a} \cdot 100\%$$

Le ampiezze delle tensioni necessarie per la deviazione possono pure essere applicate direttamente senza preamplificazione. I tubi da impiegare sono tubi a deviazione elettrostatica, perciò è possibile la deviazione simmetrica e dissimmetrica. La prima significa che se una coppia di placchette riceve una tensione positiva, l'altra coppia di placchette

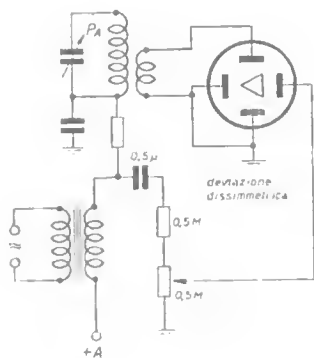


Fig. 74 - Applicazione delle tensioni alle coppie di placchette.

deve ricevere la stessa ampiezza di tensione ma di segno contrario. Si può ricavare la tensione RF mediante un accoppiamento induttivo al circuito del PA per mezzo di poche spire, la tensione BF viene prelevata con un divisore di tensione dal secondario del trasformatore di modulazione. Per la regolazione dell'ampiezza del segnale RF si raccomanda di fare variabile il grado di accoppiamento (v. fig. 71).

## 7. L'alimentazione dell'impianto trasmittente

Per la progettazione e la costruzione degli alimentatori di corrente si deve ben stabilire quali tensioni si devono ottenere e quali potenze debbano essere rese disponibili. Quando si fa questa determinazione bisogna fare una riserva almeno del 30% oltre i valori calcolati.

Oltre che per i trasmettitori portatili si devono sempre allestire gli alimentatori dalla rete per l'alimentazione delle apparecchiature delle stazioni. Con la rete a corrente continua si è subito pensato di ricavare la tensione anodica da quella che è a disposizione dalla rete. Poichè generalmente essa non supera i 220 V, si possono con questo mezzo ricavare solo potenze modeste. La trasformazione della tensione continua esistente in una più alta per l'alimentazione anodica, mediante macchine convertitrici richiede spese non indifferenti per l'acquisto e la manutenzione delle macchine, inoltre l'uso non è generalmente molto remunerativo.

Una buona via di uscita possono anche offrire certi tipi di convertitori, che sono concepiti come convertitori di corrente continua - in corrente continua e provengono dagli equipaggiamenti della vecchia Wehrmacht (cioè dai residui di guerra).

Un tipo molto utile è per es. il convertitore U. X. s del trasmettitore FuGX.

Poichè questi convertitori erano esistenti in un grandissimo numero di pezzi, essi sono comparsi in commercio ad un prezzo vilissimo. Il convertitore UXs, previsto sul lato dell'eccitazione per 24 V cc., possiede oltre questo collettore anche altri due collettori ad alta tensione di 210 e 600 V di tensione continua, come pure due anelli collettori per 13 V di tensione alternata (per l'accensione dei tubi trasmettenti). Per gli scopi degli amatori questa macchina può essere impiegata in modo che la tensione di rete applicata all'eccitazione, venga trasformata al collettore dei 210 V.



Rimane problematica l'eccitazione dell'avvolgimento di campo, che è predisposto per 24 V. Il metodo più economico consiste nel riavvolgere per 220 V l'avvolgimento di campo. Perciò è necessario determinare l'erogazione di corrente dell'avvolgimento 24 V ed eseguire il nuovo avvolgimento secondo il numero di amper spire. Ciò richiede naturalmente molta abilità e non è semplice. Più opportuna, ma assai antieconomica, rimane la possibilità di connettere alla rete l'avvolgimento di 24 V attraverso una resistenza di carico corrispondente. Possono ora essere ricavati dal convertitore 13 V alternati (250 Hz), 24 V e 600 V continui. Disponendo in serie entrambe le tensioni al collettore 210 e 600 V si rende entrambe le tensioni al collettore 210 e 600 V si rende disponibile un'alta tensione di 800 V, che è sufficiente nella grande maggioranza dei casi.

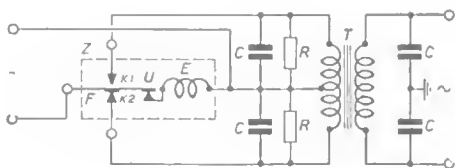


Fig. 75 - Raddrizzatore di corrente alternata con amplificatore bilanciato.

$Z$  = rottore

$U$  = contatto di interruzione

$E$  = bobina di eccitazione

$F$  = linguetta

$k_1, k_2$  = contatti di commutazione

$T$  = Trasformatore con avvolgimento primario a presa centrale

$C, R$  = resistenze e condensatori per la correzione della forma della curva

Per apparati trasportabili (specialmente quelli che devono essere azionati dall'accumulatore di un carro armato!), ma anche per quelli fissi, si usa molte volte un convertitore a pendolo. Un simile « raddrizzatore di alternata » con ruttore, che commuta per mezzo di un interruttore automatico (F, U, E), la tensione attraverso  $K_1$  e  $K_2$  su una metà del trasformatore, e indicato in (fig. 75) in forma schematica semplificata (senza mezzi di protezione contro i disturbi,) mentre la fig. 76 rappresenta un'altra possibilità, che non richiede un trasformatore a presa centrale.

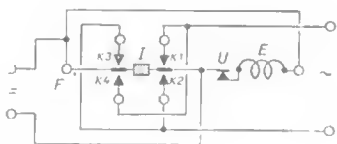


Fig. 76 - Convertitore di corrente con ruttore a poli variabili.

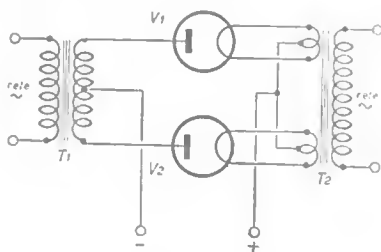
- $F$  — linguetta
- $I$  — pezzo isolante
- $I'$  — contatto di interruzione
- $E$  — avvolgimento di eccitazione
- $k_1-k_4$  = contatti di commutazione

I ruttori vengono forniti per basse tensioni (accumulatore) e per alte tensioni primarie (Rete), (KACO WR 101 / Siemens SWR 3 e 4).

Il limite superiore di carico dovrebbe però essere dato in: 100 W.

Colla connessione alla rete a corrente alternata si usano gli stessi schemi di raddrizzatori usati, per l'operazione di ricezione, solo con tensioni corrispondentemente maggiori e con tubi capaci di maggior potenza. Spesso ai tubi a vuoto spinto vengono preferiti tubi a riempimento di gas o di va-

pori di mercurio. In fig. 77 mostra un semplice raddrizzatore di entrambe le semionde con due tubi separati,  $T_1$  è il trasformatore dell'alta tensione,  $T_2$  è il trasformatore di accensione, che comporta o uno o due avvolgimenti secondari separati. La tensione di lavoro per l'isolamento dell'avvolgimento primario dovrebbe essere almeno uguale al triplo della tensione, che è data da una metà dell'avvolgimento di alta tensione. Al posto di due raddrizzatori semionda si possono naturalmente impiegare tubi raddrizzatori di entrambe le semionde. Se si vuole sfruttare tutta la tensione



Figl 77 - Raddrizzatore di entrambe le semionde.

del trasformatore, è opportuno uno schema secondo la fig. 78, cioè il noto circuito « Graetz », in cui con una fase lavorano solo i tubi  $V_1$  e  $V_3$ , coll'altra solo i tubi  $V_2$  e  $V_4$ . Qui i tre avvolgimenti  $H_1$ ,  $H_2$  e  $H_3$  devono essere isolati tra loro, verso il nucleo e verso l'avvolgimento di rete, per il triplo della tensione totale dell'avvolgimento di alta tensione di  $T$ . In fig. 79 è dato uno schema, col quale si può convertire la tensione esistente in una tensione continua considerevolmente più alta. È necessario solamente un trasformatore con due avvolgimenti di accensione  $H_1$  e  $H_2$  ben isolati fra loro. Coi normali tubi raddrizzatori di conveniente potenza e di iso-

lamento opportunamente scelto per gli avvolgimenti di accensione, si può applicare una data tensione  $U$  di un trasformatore di alta tensione e poi ricavare a vuoto una tensione 2,8 volte quella applicata, che poi a carico cade al valore  $1,8 \div 2$  volte circa.

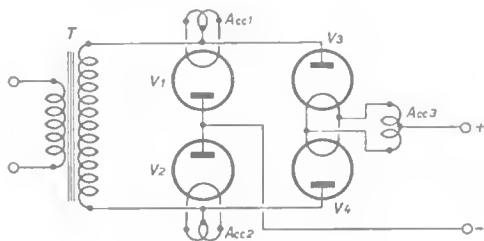


Fig. 78 - Circuito « Graetz ».

Quanto più grossi sono i condensatori  $C$ , tanto più grande è la tensione di questo dispositivo noto come circuito « Delon » o « Greinacher ».

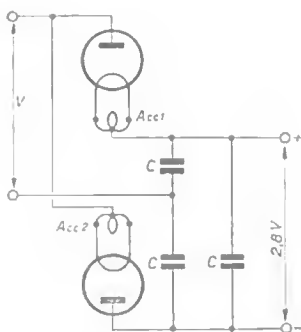


Fig. 79 - Circuito « Delon-Greinacher ».

La tensione alternata raddrizzata in un modo o nell'altro possiede una ondulazione troppo alta, che non potrebbe essere utilizzata direttamente per l'alimentazione di un trasmettitore. Essa deve quindi essere trasformata in una corrente continua il più possibile esente da pulsazioni, ciò che si ottiene con una cellula di filtro. Per i raddrizzatori ad alto vuoto (ed eventualmente per i tubi raddrizzatori a gas o contenenti vapori di mercurio, che devono dare una tensione più alta possibile con correnti relativamente piccole) si usa una cellula di filtro del tipo di fig. 80, in cui il condensatore di carico, se non diversamente specificato — non dovrebbe superare i  $4 \mu\text{F}$  in nessun caso.  $C_2$  può esser dimensionato più grosso, quanto più grosso, tanto migliore

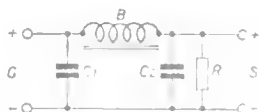


Fig. 80 - Cellula di filtro normale.

è il filtraggio! La bobina di arresto  $B$  dovrebbe possedere un valore di induttanza più grande possibile, compatibilmente con l'intensità della corrente erogata, comunque non sotto i 10 H, se appena possibile.

La resistenza  $R$  viene determinata in modo che eviti di caricare i condensatori colla piena tensione di punta (1,41 volte la tensione alternata applicata). Per i raddrizzatori a gas o vapori di mercurio, che devono lavorare con alte tensioni e con forti correnti, è opportuna una cellula di filtro secondo la fig. 81, perchè essa aumenta considerevolmente la durata della vita dei tubi e la loro possibilità di carico. (quest'ultima fino al valore doppio!). La bobina di arresto dovrebbe essere più grossa possibile a pieno carico, lo stesso

vale per  $C$ ;  $R$  viene stabilita come prima. Mentre con lo schema precedente la tensione a carico cade in modo veramente considerevole, la variazione di tensione, con un filtro del tipo di fig. 81 e con una grossa impedenza  $B$ , fra il fun-

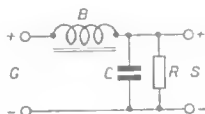


Fig. 81 - Cellula di filtro con entrata a impedenza.

zionamento a vuoto e a pieno carico, è molto piccola (v. fig. 82). Sotto questo punto di vista sono vantaggiosi i tubi a gas e quelli a vapori di mercurio, perchè presentano, rispetto ai tubi ad alto vuoto, una caduta di tensione essen-

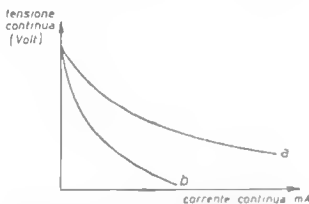


Fig. 82 - Curve di carico di due diversi raddrizzatori.

a) tubi a gas con filtro secondo fig. 81;

b) tubi ad alto vuoto e a gas con filtro secondo la fig. 80.

zialmente più piccola (v. anche le tabelle dei tubi raddrizzatori). Se il filtraggio, con un sistema come quelli descritti, non è sufficiente, si impiega un doppio filtro come in fig. 83 ( $C$  si adotta solo alle condizioni sopra menzionate). Lo schema Delon coi tubi a gas deve essere adottato solo con molta attenzione e non per forti correnti di carico.

Le impedenze devono possedere una resistenza in c.c. più piccola possibile ed un'alta induttanza a piena carico, ma devono presentare una variazione molto grande della loro induttanza da vuoto a carico. È sempre bene applicare

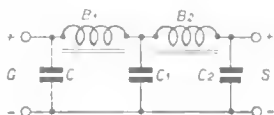


Fig. 83 - Filtro a 2 cellule.

la tensione anodica all'inizio delle operazioni, dopo che i tubi raddrizzatori siano completamente accesi (da 1/4 a 1/2 minuto circa), poichè altrimenti la loro vita viene fortemente abbreviata.

La fig. 84 rappresenta uno schema di un normale alimentatore per i più piccoli trasmettitori o per prestatdi di trasmettitori più potenti.

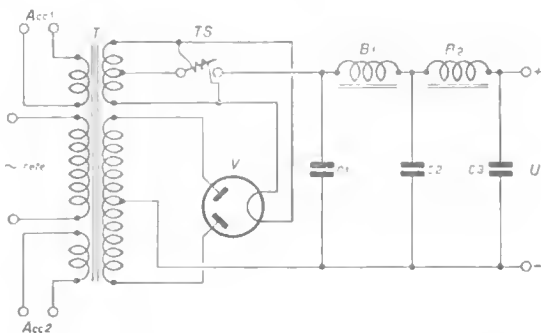


Fig. 84 - Alimentatore per piccoli trasmettitori e prestatdi.

I condensatori  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  sono di 4, 6, 8  $\mu\text{F}$ . Con  $TS$  si è indicato un cosiddetto termo-interruttore. Attraverso ad un avvolgimento resistivo, che è in parallelo all'accensione del tubo raddrizzatore scorre una corrente e riscalda il filo. Questo è montato isolato sopra una striscia bimetallica che si piega a motivo del riscaldamento e in una determinata posizione chiude poi il circuito della corrente. Poichè con questi interruttori il tempo precedente la chiusura è all'incirca stabilito in modo da essere alquanto più lungo di quello che richiederebbe la completa accensione del tubo raddrizzatore, l'applicazione del carico viene in questo modo differita di un intervallo di tempo conveniente. In fig. 85

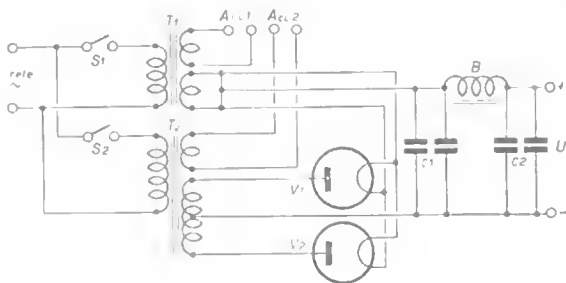


Fig 85 - Schema di collegamento alla rete per tensioni più alte.

si può trovare schematizzato un alimentatore dalla rete più grosso (per  $2 \times 750$  volt). Qui viene applicata, per mezzo di uno speciale commutatore, dapprima la tensione di accensione, e poi quella anodica. Allo spegnimento dell'apparecchio viene tolta dapprima la tensione anodica. I tubi impiegati sono tubi ad alto vuoto. I condensatori hanno qui una tensione di prova di 3.000 V. Si possono ricavare dall'apparecchio fino a 200 mA con 750 V. Poichè l'apparecchio, all'opposto di quello prima descritto, viene usato non per



prestadi, ma per stadi di media potenza, non è necessario un filtraggio così efficace, perciò sono stati qui adottati come capacità solo  $2 \times 2 \times 2 \mu\text{F}$  e solo una bobina di arresto. In fig. 86 è dato un alimentatore dalla rete per tensioni an-

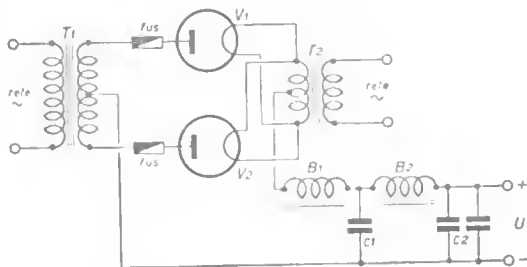


Fig. 86 - Raddrizzatore di entrambe le semionde con tubi a vapori di mercurio.

cora più alte. Anche qui il sistema viene regolato in modo che il trasformatore di accensione  $T_2$  venga messo in funzione circa 1/2 minuto prima del trasformatore di alta tensione ( $2 \times 1000 \text{ V}$ ,  $300 \text{ mA}$ , Tipo N 39 della Görler).

Nei conduttori che vanno ai cappellotti anodici posti in alto sul duomo di vetro dei tubi, sono inseriti dei fusibili di alta tensione da  $500 \text{ mA}$  (tipo Wickmann). L'impedenza  $B_1$ , a pieno carico di  $300 \text{ mA}$ , ha un'induttanza di circa  $12 \text{ H}$  (Görler D12), la seconda impedenza circa  $6 \text{ H}$  (Görler D 15), il condensatore  $C_1$  è uguale a  $6 \mu\text{F}$ ,  $C_1$  è uguale a  $2 \times 2 \mu\text{F}$  con  $4000 \text{ V}$  di tensione di prova.

I dati relativi ai tubi a vapori di mercurio utilizzabili si possono dedurre dalla tabella. L'autocostruzione dei trasformatori e delle impedenze non è consigliabile per il non esperto — specialmente se egli non dispone delle attrezzature necessarie. Per le tensioni più basse (circa  $45 \text{ volt}$ )

TUBI RADDRIZZATORI

Tipo	Fabbri- cante	Accensione		Tensione anodica volt (max)	Corr. anod. (mA)	Osservazioni
		volt	Amp.			
354	T ; V	4	0,3	250	30	d; F; AV
564	"	4	0,6	500	30	" " "
1404	"	4	2	800	120	" " "
CY1	"	20	0,2	250	80	i " "
CY2	"	30	0,2	250	60 <sup>1</sup>	" " "
VY1	T ; V	55	0,05	250	30	" " "
504	"	4	0,6	2 × 250	30	d; V; "
1054	"	4	1,1	2 × 500 <sup>2)</sup>	60	" " "
1064	"	4	1,1	2 × 500 <sup>2)</sup>	60	" " "
AZ1	"	4	1,1	2 × 500 <sup>2)</sup>	60	" " "
AZ11	T ; V	4	1,1	2 × 500 <sup>2)</sup>	60	" " "
2004	"	4	2	2 × 300 <sup>3)</sup>	160	" " "
AZ12	"	4	2,3	2 × 500 <sup>4)</sup>	120	" " "
EZ11	"	6,3	0,29	2 × 250	50	i " "
EZ12	"	6,3	0,85	2 × 500	100	" " "
EZ1	T ; V	6,3	0,5	2 × 250	50	" " "
FZ1	"	13	0,25	2 × 250	50	" " "
4004	"	4	4	2 × 350	300	" " "
AX50	P	4	3,75	2 × 500 <sup>5)</sup>	250	" " Hg
RGQZ1,4/0,4	T	2,5	3,2	2 × 500 <sup>5)</sup>	200	" " "
RGQ7,5/0,6	"	2,5	5	2 × 700 <sup>6)</sup>	200 <sup>6)</sup>	" ; S "
RG12D60	"	12,6	0,2	2 × 300	60	i ; V "
RG12D300	"	12,6	0,8	2 × 500	300	" " "
LG10	"	12,6	2,6	2 × 1500	400	" " "
LG12	"	12,6	2,6	2 × 800	200	" " "
RG62	"	2,5	4,5	1950	400	d; S; Hg
DCG4/1000	P	2,5	4,8	2000	250	u; S; Hg

<sup>1)</sup> Ogni sezione

<sup>2)</sup> Con 2 × 300 V; 100 mA

<sup>3)</sup> Con 2 × 400 V; 120 mA

<sup>4)</sup> Con 2 × 300 V; 200 mA

<sup>5)</sup> Tensione inversa 1400 V; uso con filtro a ingresso a impedenza

<sup>6)</sup> Tensione inversa 7500 V; uso con filtro a ingresso a impedenza, tubi per raddrizzamento di entrambe le semionde

d = accensione diretta

i = accensione indiretta

S = raddrizzatore semionda

V = raddrizzatore di entrambe le semionde

AV = tubo ad alto vuoto

Hg = tubo a vapori di mercurio

T = Telefunken

P = Philips;

V = Valvo



Ottimamente si adattano i condensatori a carta metallizzata (MC) (Bosch).

Questi presentano il grande vantaggio, che un eventuale deterioramento si ripara automaticamente da sè immediatamente.

La capacità risulta dalla disposizione in serie, così in questo esempio sarebbe  $4\mu F$ . I comuni condensatori a carta dovrebbero sempre essere dimensionati, come tensione di lavoro, per la tensione più alta che possa presentarsi, o meglio ancora per una tensione alquanto più alta, affinché non abbiano una vita troppo breve.

In fig. 87 è rappresentato lo schema di un utilissimo apparecchio per la generazione della tensione anodica per oscillatore pilota e per la generazione delle tensioni di polarizzazione delle griglie dell'intero trasmettitore come pure per prove. La vista ed il montaggio sono mostrati nelle fig

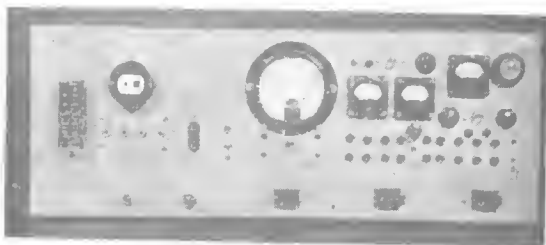


Fig. 88 - Vista esterna di un alimentatore secondo la fig. 87.

88 e 89. Il trasformatore  $T_1$ , che può essere alimentato attraverso  $S_1$ , produce la necessaria tensione di accensione per i tubi trasmettenti, poi per i tubi raddrizzatori  $V_1$  e  $V_2$ .

Inoltre esso ha un avvolgimento per la tensione anodica di 400 volt, che alimenta il tubo  $V_1$  a tensione alternata. La tensione raddrizzata viene filtrata attraverso la

cellula di filtro costituita da  $B_1$ ,  $C_1$  ( $2\mu\text{F}$ , 1.500 V di prova),  $C_2$ ,  $C_3$  ( $16\mu\text{F}$  ciascuno, Philips, 450 V di tensione di lavoro), lo stabilizzatore luminescente GT (richiede la resistenza  $R_2$  di 1.000  $\Omega$ ) dà le tensioni di griglia per il trasmettitore. Il tubo raddrizzatore  $V_2$  riceve la sua tensione anodica dal trasformatore  $T_2$  alimentato attraverso  $S_2$ , il filtraggio avviene colla cellula di filtro  $B_2$  e condensatori associati. All'inizio il tubo  $V_2$  dovrebbe ricevere la sua tensione anodica quando fosse completamente acceso.

L'interruttore  $S_3$  è previsto come riserva; alle coppie di morsetti si possono collegare alla rete ed alimentare altri apparecchi (per es. altri trasformatori ai morsetti H). In fig. 90 sono mostrati alcuni tubi stabilizzatori e livellatori.

Per finire, ancora alcuni elementi di valore generale.

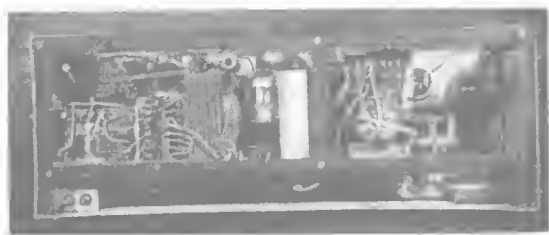


Fig. 89 - Costituzione e filatura dell'alimentatore.

Chi può farlo, dovrebbe provvedere alimentazioni di corrente per il generatore pilota, per gli stadi separatori e moltiplicatori di frequenza ed anche per lo stadio amplificatore di potenza (PA). Ma come esigenza minima rimane stabilito che l'alimentazione dello stadio pilota deve essere stabilizzato e che si deve prevedere un'alimentazione separata. In tal modo si hanno nel caso più semplice due alimentatori; il primo alimenta il generatore pilota ed

eventualmente gli stadi separatore e moltiplicatore, il secondo fornisce l'alta tensione necessaria per lo stadio P.A. Mentre per l'alimentatore che serve per l'alimentazione dello stadio pilota occorre un raddrizzatore di entrambe le semionde ed un filtraggio molto efficiente, per la generazione dell'alta tensione basta un raddrizzatore semionda ed un semplice filtraggio. Poichè le tensioni occorrenti crescono in volt col numero degli stadi nel trasmettitore bisogna preoccuparsi di fare una sufficiente divisione della tensione.



Fig. 90 - Comuni stabilizzatori e tubi livellatori.

Coll'uso degli stabilizzatori questa si forma da sè per mezzo delle tensioni parziali determinatesi, che sono ciascuna di valore intorno a 70 volt. Anche per le tensioni di polarizzazione di griglia dei vari stadi si richiede un acconcio dispositivo di stabilizzazione.

Viene troppo trascurata la protezione necessaria degli apparecchi alimentatori di corrente. Quante volte si sarebbe potuto risparmiare l'importo di molti tubi raddrizzatori se si fosse presa la precauzione di proteggerli (con fusibili) a tempo ed opportunamente. Trovano applicazione o i fusibili per alta tensione di conveniente carico, o le lampadine di corrispondente intensità di corrente. Queste ultime sono generalmente sicure e permettono, per mezzo della loro illuminazione, un evidente controllo di lavoro, perchè ogni incostanza si manifesta con una luce intermittente. L'inserzione dei mezzi di protezione avviene normalmente nel ramo negativo (del meno) del circuito della corrente.

Cogli apparecchi alimentatori di corrente del trasmettitore si possono realizzare, coi mezzi a disposizione, molte possibilità di combinazione, per es. la disposizione in serie degli avvolgimenti di tensione di diversi trasformatori, per la generazione dell'alta tensione ecc. e così si può raggiungere lo scopo desiderato con relativa facilità.

## **8. Le caratteristiche costruttive della stazione**

Veramente non si possono fare dei progetti validi in tutti i casi per la realizzazione dei singoli apparecchi di una stazione ad onde corte, perchè le situazioni locali sono sempre diverse. Ad onta di ciò si devono tenere presenti alcuni punti, che si devono osservare per una certa comodità e sicurezza di lavoro.

L'installazione del trasmettitore deve essere scelta il più possibile vicino alla linea di antenna. Se non è altrimenti possibile, il trasmettitore viene collocato in un luogo lontano dal posto di comando, per soddisfare a questa condizione, perchè una linea di antenna portata in giro per molti posti non solo deturpa l'abitazione, ma fa anche





relé per la tensione di accensione di tutti i tubi, un secondo per la tensione anodica e infine un terzo per la manipolazione. In fig. 92 è dato un dispositivo a relé schematicamente. La batteria  $B$  fornisce la corrente necessaria per le bobine dei relé.  $S_1, S_2, S_3, S_4$  sono interruttori a pulsante e precisamente  $S_1$  e  $S_3$  si chiudono premendo, mentre  $S_2$  e  $S_4$  si aprono. I relé per la tensione di accensione e per l'anodica ( $HR$  e  $AR$ ) hanno due bobine ciascuno e possiedono due contatti ciascuno (da  $K_1$  fino a  $K_4$ ). Il relé  $TR$  del tasto ha una sola bobina ed un solo contatto.

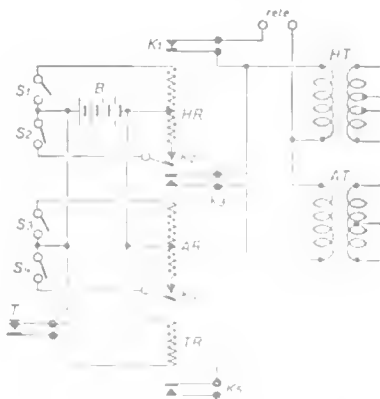


Fig. 92 - Manipolazione a distanza.

Se si preme il pulsante  $S_1$ , scorre corrente in una bobina di  $HR$ , l'ancora viene attirata ed il circuito di rete per il trasformatore di accensione  $HT$  viene chiuso attraverso  $K_1$  il circuito della batteria viene chiuso per la seconda bobina del relé attraverso  $K_2$ . Se ora il pulsante  $S_1$  viene nuovamente aperto, la corrente che scorre attraverso  $S_2$

e  $K_2$  mantiene attirata l'ancorina. In modo analogo lavora il secondo relé  $AR$  per il trasformatore o i trasformatori dell'anodica. Per il fatto che la corrente della rete arriva attraverso  $K_1$ , si evita sicuramente che la tensione anodica venga applicata, prima che vi sia l'accensione, inoltre, quando casualmente si togliesse la tensione di accensione viene automaticamente tolta anche la tensione anodica.

All'apertura dei contatti  $S_2, S_4$  (mediante pressione sul pulsante), il circuito che mantiene la corrente viene interrotto, allora l'ancorina cade e la tensione di rete viene tolta. Sono possibili altri dispositivi a relé, ma la loro descrizione ci porterebbe lontano. Sia raccomandato di adottare nel posto di comando delle lampadine di segnalazione, che indichino che la commutazioni siano avvenute, e che lo siano nell'ordine previsto. Il ricevitore per onde corte deve essere collocato in vicinanza dell'antenna ricevente, anche il conduttore di terra deve essere il più breve possibile. Bisogna naturalmente far posto, oltre al libro di lù o al libro della stazione e al notiziario, anche per un tasto ed eventualmente per la bottoniera dei relé. Chi ha una forte attività sperimentale disporrà i morsetti delle tensioni anodica e di accensione troppo facilmente accessibili, ma si deve essere naturalmente molto cauti con le tensioni più alte, poichè esse possono uccidere facilmente un uomo all'istante!

## 9. Antenne per trasmissione e ricezione

La connessione dell'antenna al trasmettitore può avvenire in molti modi. E' però importante conoscere come si fabbrica convenientemente un'antenna, al fine di ottenere il miglior rendimento. Per la ricezione delle onde corte sono adatti tutti i tipi di antenna comuni, che servono anche per l'ordinaria radioricezione. Le antenne in-

stallate il più alto possibile sono qui da preferirsi alla antenne ausiliarie, perchè queste ultime rappresentano generalmente solo soluzioni di compromesso. Anche qui vale il principio di tutta la tecnica della ricezione che l'antenna è il miglior amplificatore di alta frequenza! Le complicate forme di antenne, come quelle che vengono usate dalle stazioni riceventi commerciali, sono poco convenienti per l'amatore per ottenerne la ricezione da una sola direzione, a motivo del loro alto costo e dell'enorme spazio che richiedono, salvo quando si voglia udire ugualmente bene da tutte le direzioni.

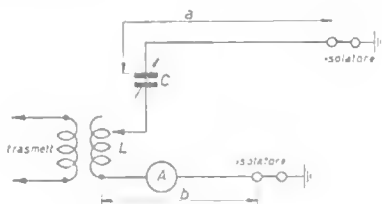


Fig. 93 - Antenna a « L ».

Mentre per la ricezione delle onde corte la lunghezza dell'antenna non è così preoccupante, essa lo è tanto più per la loro trasmissione. Poichè in generale non si ha per un trasmettitore una messa a terra sufficientemente buona si è pensato di lavorare con un "contrappeso" al suo posto, o di adottare speciali tipi di antenne. L'antenna più semplice per un trasmettitore, che è particolarmente utile quando non si abita proprio al piano inferiore di una casa circondata da alti caseggiati, consta di un semplice filo che è sospeso isolato e che ha, dal suo estremo fino al condensatore di accordo  $C$ , che è contiguo alla bobina  $L$  di antenna (v. fig. 93), una lunghezza  $a$ , che vale o  $\frac{1}{4}$  della

lunghezza d'onda da trasmettere o un suo multiplo dispari ( $\frac{3}{4}$ ,  $\frac{5}{4}$ ...).

Come contrappeso si utilizza in generale un filo di lunghezza pari a un quarto o a un quinto di onda (*b*), a seconda del valore della bobina di accoppiamento. Una antenna lunga da 52 a 53 m non può essere usata allo stesso modo per le onde di 40, 20 e 10 m. dato che si esegue l'accordo adattando le cose in modo che l'antenna sia lunga  $\frac{5}{4}$ ,  $\frac{11}{4}$  o  $\frac{21}{4}$  di lunghezza d'onda. Per la banda degli 80 m l'antenna dovrebbe essere alquanto allungata per mezzo di una bobina, perchè  $\frac{3}{4}$  di lunghezza d'onda è allora troppo breve. Questo tipo di antenna ha dimostrato molte volte

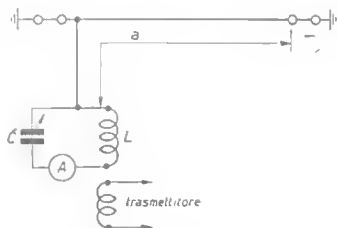


Fig. 94 - Antenna « Fuchs ».

le sue buone proprietà, essa irradia indubbiamente integralmente, e se la maggior parte dell'antenna ed il più possibile anche del contrappeso non sono completamente liberi, l'energia irradiata è piccola rispetto a quella assorbita dagli ostacoli circostanti. Inoltre la sua influenza sulle antenne adiacenti sembra essere maggiore che con i tipi di antenna che saranno descritti più tardi e facenti uso di una linea di alimentazione.

Un'antenna molto semplice da installare e pure molto semplice da conservare è l'antenna "Fuchs" (così denominata dal nome del suo inventore J. Fuchs, Vienna).

Con essa è necessario un solo filo di antenna ( $a$  in fig. 94). Il circuito di antenna è qui chiuso ( $L$ ,  $C$  e l'amperometro  $A$ ). Poichè nel circuito chiuso già anche con modeste energie irradiate si verificano forti intensità di corrente e — con piccole capacità di accordo — anche tensioni molto alte, lo strumento di misura ed il condensatore devono essere scelti in conformità. La lunghezza del filo di antenna da stabilire per la massima onda di lavoro, si calcola molto semplicemente moltiplicando la lunghezza d'onda per 0,455. La ragione per cui il fattore non è 0,5 — e quindi la lunghezza del filo uguale a mezza lunghezza d'onda — non può essere spiegata qui.

Se per es. si dimensiona un'antenna per la banda degli 80 m (da 3500 a 3800 kHz), essa lavorerà con una lunghezza di circa 38,6 m come antena semionda, per la bande successive („40", „20", „10" m) sull'onda completa, su due onde complete e su 4 onde complete.

Il circuito di accordo deve essere accordato di volta in volta sulla onda da trasmettere. Si è riconosciuto conveniente di tenere la capacità relativamente piccola ( $C_{\max} = 100$  pF), di eseguire tutte le connessioni fortemente e senza apprezzabili resistenze di contatto e di adottare la messa in funzione nel modo indicato, di collegare l'antenna all'estremo del circuito oscillatorio opposto all'amperometro, infine di effettuare l'accoppiamento al trasmettitore all'estremo di  $L$  lontano dall'antenna. L'accoppiamento col trasmettitore può essere molto lasco. Se si adotta un'antenna Fuchs lunga 19 m, si può con essa lavorare oltre che su 40, 20, 10 e 5 m, anche su 80 m, prevedendo un rendimento corrispondentemente abbassato. Per questo tipo di antenna, che si designa anche come « eccitata in tensione » (perchè il punto di collegamento al trasmettitore

è un punto di massima tensione sull'antenna) vale parimenti il principio che essa sarà tanto più efficiente, quanto più liberamente essa e la « linea » possono essere installate.

Ottima è una posizione tale che per essa il trasmettitore sia ad es. installato direttamente alla finestra e l'antenna sia tesa dalla finestra in linea retta a un palo, albero ecc. Come la precedente antenna che a motivo della sua forma (linea verticale e antenna orizzontale) è anche denominata antenna a « L », l'antenna Fuchs ha la proprietà di influenzare le antenne e le linee circostanti.

Con un'antenna in quarto d'onda ed un contrappeso di pari lunghezza si ottiene un tipo di antenna, che viene frequentemente adottata laddove si possa tendere completamente o quasi in linea retta entrambi e disporre il trasmettitore esattamente al centro (specialmente nelle stazioni trasportabili!). Antenna e contrappeso costituiscono (sempre che come fin qui si calcoli la lunghezza del filo dalla

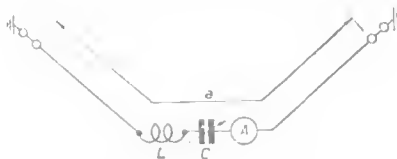


Fig. 95 - « Dipolo ».

bobina di accoppiamento) lo  $0,455 \div 0,475$  circa della lunghezza d'onda da trasmettere ( $a$  in fig. 95). Poichè vi sono due conduttori irradianti di uguale grandezza, una simile antenna viene anche chiamata « dipolo ».

La lunghezza dei dipoli di qualunque tipo, che devono lavorare su armoniche dell'onda fondamentale, si calcola molto bene con la seguente formula:

$$\begin{array}{l} \text{lunghezza} = \text{lunghezza d'onda} \times (K - 0,025) \\ \text{(metri)} \qquad \qquad \qquad \text{(metri)} \end{array}$$

dove  $K$  dà il numero delle lunghezze d'onda presenti sull'antenna; con un'antenna semionda è dunque  $K = 0,5$ , il che dà,  $0,475$  per l'espressione entro parentesi. Se una simile antenna deve venire utilizzata sulla quarta armonica, il numero diventa  $1,975$  ciò significa dunque che un'antenna lunga  $2 \lambda$  per la banda di  $20$  m deve essere lunga circa  $42,4$  m, mentre quella per la banda di  $80$  m si dovrebbe fare in eifra tonda  $2$  m più corta. Ma è conveniente valutare la lunghezza secondo l'onda di lavoro più breve.

La proprietà indesiderata delle antenne fin qui descritte, che si fa grave specialmente nelle grandi città, è che non solo la parte alta e liberamente collocata dell'antenna, irradia energia, ma anche la linea di trasmissione. Se si può impedire l'ultima irradiazione, si guadagna molto. Se ora si fa un filo



Fig. 96 - Distribuzione di corrente in un dipolo.

$3/2$  di lunghezza d'onda, si forma ai suoi estremi un « nodo di corrente », cioè si forma un punto in cui la corrente è zero (v. fig. 96.) Per contro nei punti  $A, B$ , e  $C$  la corrente presenta un massimo (« ventre di corrente »). Se ora si inserisce in  $C$  una bobina di accoppiamento e si ripiega l'antenna in  $A$  e  $C$ , precisamente in modo che il tratto  $AC$  risulti parallelo a  $BC$  (v. fig. 97), si presenta il fatto che entrano le parti orizzontali ora irradiano come un'antenna semionda, e che all'opposto le correnti o le tensioni sono in opposizione tra loro nei due conduttori paralleli. Ne deriva che le loro irradiazioni si elidono reciprocamente. Si tratta qui di un dipolo con una cosiddetta « linea di energia » o di alimentazione » (inglese « feeder »). Poichè l'accoppiamento in  $C$

avviene in un ventre di corrente, questo sistema di accoppiamento si chiama « accoppiamento di corrente ». Se la bobina di accoppiamento fosse inserita in *D*, cioè in un nodo di corrente o in un ventre di tensione, l'antenna sarebbe « accoppiata di tensione ». Nel primo caso le linee di alimentazione devono sempre essere lunghe un multiplo intero di una

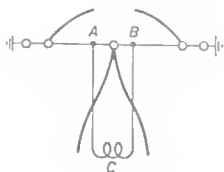


Fig. 97 - (in alto) Distribuzione della tensione in un dipolo con linea di alimentazione.

semilunghezza d'onda, nell'ultimo caso invece un multiplo dispari di quarti d'onda. Questo tipo di antenna si chiama anche antenna « Levy » o antenna « Hertz ». Si può anche procedere diversamente (v. fig. 98) e riunire un'antenna per onda intera a  $1/4$  della lunghezza con la bobina di accoppiamento e quindi far correre paralleli le parti *AB* e *AC*.

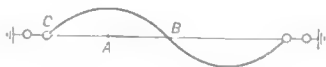


Fig. 98 - Distribuzione della corrente in un'antenna in onda intera.

La linea di alimentazione termina dunque libera da un lato e in un ventre di tensione dall'altro lato. Poichè l'accoppiamento si effettua in un ventre di corrente, anche questa antenna si dice accoppiata di corrente, mentre essa a motivo del collegamento alla linea di alimentazione in un ventre di tensione viene anche detta « eccitata di tensione ». Per-



ciò si deve fare la linea di alimentazione, come è evidente, lunga  $1/4$  d'onda o un multiplo dispari di questo, se la si allunga finchè la bobina di accoppiamento si trovi in un ventre di tensione, la linea di alimentazione deve comportare una mezza onda o un multiplo intero di questa. Da quanto detto risulta per l'antenna a dipolo e per le antenne subito dopo descritte « Beggerow » o « Zeppelin » (v. fig. 99)

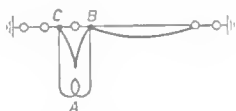


Fig. 99 - Distribuzione della corrente in un'antenna « Zeppelin ».

anche il requisito per il lavoro su molte bande (ad es. su 80 m con accoppiamento di corrente, sui rimanenti, 40, 20, 10 m, con accoppiamento di tensione). A motivo dell'assenza di irradiazione della linea di alimentazione, i disturbi, che si verificano coll'uso di questi tipi di antenne, nelle antenne adiacenti sono molto minori. In pratica le linee di alimentazione devono essere fatte in modo che i due fili corrano alla distanza di 10 cm circa fra loro, e che siano mantenuti a questa distanza a ogni metro circa da un isolatore. Si deve qui fare attenzione che gli isolatori siano così leggeri, che i fili della linea di alimentazione non possano oscillare qua e là e non si tocchino, col vento ma che piuttosto l'intera linea di alimentazione oscilli come un pezzo unico. Con l'antenna Zeppelin entrambi gli estremi superiori della linea di alimentazione devono essere isolati tra loro e rispetto al punto di tensione, un conduttore è collegato col radiatore.

L'accoppiamento può essere effettuato secondo la figura 100.

Da  $a$  fino ad  $h$ , i condensatori in serie hanno ciascuno  $200 \div 300$  pF al massimo, i condensatori in parallelo circa

100 pF e (in fig. 100 c) una capacità di accordo il più possibile piccola. L'inserzione in serie viene usata per l'accoppiamento di corrente, l'inserzione in parallelo per l'accoppiamento di tensione. L'uso dei circuiti di adattamento secondo le fig. 100 g e h è già stato discusso trattando della fig. 12, essi sono applicabili anche per qualunque (!) lunghezza di antenna.

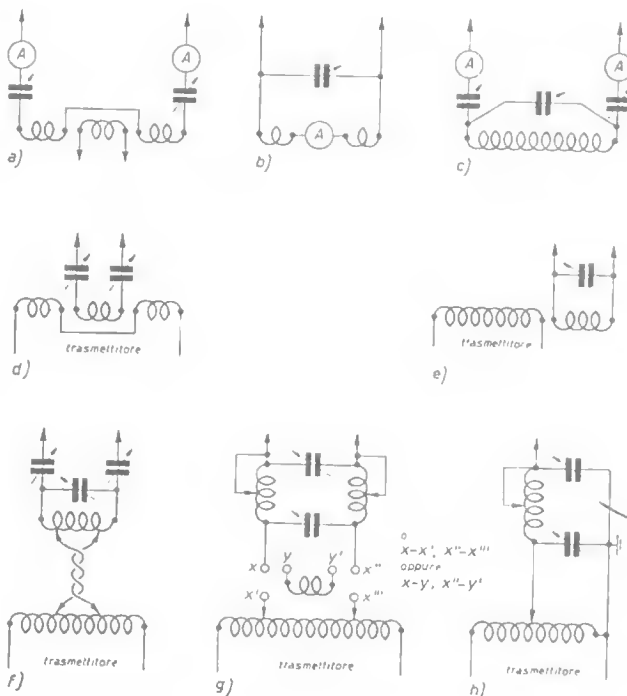


Fig. 100 - Circuiti di accoppiamento per antenne con linea di alimentazione.

L'accoppiamento del circuito di antenna per mezzo di una linea doppia intrecciata, si trova ancor oggi frequentemente impiegato (v. fig. 100 f). Le istruzioni per le installazioni delle antenne terminano qui, perchè la prosecuzione ci porterebbe troppo lontano. Nel 3° volumetto «Onde



Fig. 101 - Isolatori per alta tensione per la costruzione di antenne e di trasmettitori:  
 a sinistra: isolatore per A.T. con dado e galletto (Hirschmann);  
 a destra: isolatore per A.T. con passante di 6 mm (Hirschmann);  
 al centro: passante per alta tensione (Rosenthal);  
 a sinistra e al centro: angolari di sostegno ed assi ceramici (Rosenthal).

ultra corte» sono contenuti degli accenni che ragionevolmente hanno valore anche per altre onde. In fig. 101 sono mostrati degli isolatori ceramici per la costruzione delle antenne.

## 10. Eliminazione dei disturbi radio

La potenza  $RI^2$  fornita dal trasmettitore deve venire irradiata dall'antenna col rendimento più alto possibile. È perciò necessario rivolgere grande attenzione alla disposizione dell'antenna, specialmente quando si lavora con antenne ad accoppiamento di tensione, che dipendono da un contrappeso. Ora il contrappeso ivi preso in considerazione esiste solo qualora si sia costituito un impianto operante in questo senso e siano soddisfatte le condizioni a ciò necessarie: immediata vicinanza del trasmettitore, piccola resistenza ohmica e grande superficie. Una conduttura d'acqua lontana x-metri o una condotta di riscaldamento a vapore non permettono più di raggiungere l'effetto desiderato e l'energia ad alta frequenza ha bisogno di elementi

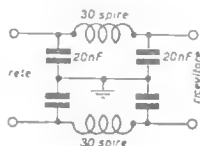


Fig. 102 - Filtro di rete simmetrico per eliminazione di disturbi radio.

posti più vicino, preferibilmente la rete luce naturalmente, attraverso la quale l'alta frequenza vagante si allontana e raggiunge i ricevitori dei nostri vicini. Qui è d'ausilio solo un buon filtraggio della rete, meglio se simmetrico, cioè in entrambi i fili di rete (v. fig. 102). Il valore dei condensatori è di circa  $10 \div 20$  nF; le impedenze possono essere avvolte senza nucleo, circa  $25 \div 35$  spire. Il diametro del filo viene scelto in corrispondenza all'intensità della corrente; generalmente è sufficiente un filo di rame laccato del diametro

di  $1 \div 1,5$  mm; diametro del supporto delle bobine  $25 \div 30$  mm circa.

Da rimpiangere è il parafulmini, il cui stilo in mezzo ad una selva di antenne di radiascoltatori contribuirebbe alla protezione per la RF degli apparecchi riceventi vicini. La potenza RF così assorbita non solo va perduta agli effetti della trasmissione, ma inoltre si distribuisce in modo da attirare su di noi la collera di tutti coloro ai quali noi pregiudichiamo, per tale ragione, il piacere delle loro esibizioni radiofoniche. Naturalmente i circuiti riceventi di entrata, per la loro assenza di acutezza di separazione, sono scadentissimi. Qui è di ausilio solamente un filtro passa basso, quando si deve lavorare su tutte le bande (v. fig. 103). Per la pratica

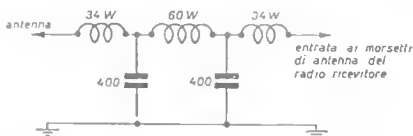


Fig. 103 - Filtro passa basso nel circuito di antenna per l'eliminazione di disturbi radio.

esecuzione di questo impianto si deve ancora ricordare che la costruzione deve essere fatta in guisa tale che l'azione filtrante rimanga conservata, e quindi senza linee intermedie, sulle quali possono nuovamente manifestarsi disturbi. Con questo filtro così come con quello di rete, le bobine devono essere disposte disaccoppiate tra loro, ciò significa che le direzioni degli assi devono essere disposte diversamente ciascuna dalle altre, cioè verticali, orizzontali e oblique tra loro. Per chiudere, sia poi ancora tenuto presente che la legge per i radiodilettanti contiene alcune determinate prescrizioni sull'eliminazione di simili disturbi radiofonici.

# 11. DECRETO DEL PRESIDENTE DELLA REPUBBLICA

14 gennaio 1954, n. 598

## IL PRESIDENTE DELLA REPUBBLICA

Visto l'art. 7 della legge 14 marzo 1952, n. 196;

Visto l'art. 87 della Costituzione;

Visto il Codice postale e delle telecomunicazioni, approvato  
con regio decreto 27 febbraio 1936 n. 645;

Udito il parere del Consiglio di Stato;

Sentito il Consiglio dei Ministri;

Sulla proposta del Ministro Segretario di Stato per le poste e  
le telecomunicazioni, di concerto coi Ministri per il tesoro, per l'in-  
terno, per la difesa e per l'industria e commercio;

Decreta:

### Art. 1

Può essere concesso l'impianto e l'esercizio di stazioni di radioamatori in conformità delle norme contenute nel regolamento generale delle radiocomunicazioni in vigore, approvato e reso esecutivo in Italia con decreto del Presidente della Repubblica 27 dicembre 1948, n. 1694.

### Art. 2.

Per l'impianto e l'esercizio delle stazioni di cui all'articolo precedente, occorre ottenere la concessione del Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, che sarà accordata con decreto Ministeriale, sentito il Consiglio di amministrazione.

### Art. 3.

Le modalità relative al rilascio delle licenze e alla disciplina della condotta delle stazioni di radioamatore sono regolate dalle apposite norme allegate al presente decreto di cui formano parte integrante, muniti del visto del Ministro proponente e dei Ministri concertanti.

#### Art. 4.

Sono abrogate tutte le disposizioni contrarie o incompatibili con le norme allegate.

Il presente decreto, munito del sigillo dello Stato, sarà inserito nella Raccolta Ufficiale delle leggi e dei decreti della Repubblica Italiana. È fatto obbligo a chiunque spetti di osservarlo e di farlo osservare.

Dato a Roma, addì 14 gennaio 1954.

EINAUDI

Pella - Panetti - Gava - Fanfani - Taviani - Malvestiti

Visto, il Gardasigilli: De Pietro

Registrato alla Corte dei conti, addì 3 agosto 1954

Atti del Governo, registro n. 85, foglio n. 2 - Carlomagno

### 12. NORME PER LA CONCESSIONE DI LICENZE PER L'IMPIANTO E L'ESERCIZIO DELLE STAZIONI DI RADIOAMATORE.

*Domande per l'esercizio del radiantismo*

#### Art. 1.

Chi desidera ottenere la concessione prevista per l'impianto e l'esercizio di una stazione di radiocomunicazioni a scopo di studio ed istruzione individuale (Stazioni di radioamatore) deve presentare al Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, la domanda in carta da bollo, contenente i seguenti dati e dichiarazioni, concernenti il richiedente e le installazioni per cui viene richiesta la concessione:

1) nome, cognome, paternità, maternità, luogo e data di nascita e, per i minori che abbiano superato il 18° anno di età, in mancanza del padre, nome di chi esercita la patria potestà;

2) domicilio dell'interessato: per i militari in servizio è consentito che la stazione venga installata nello stabilimento militare al quale il militare stesso è addetto. In tal caso dovrà essere prodotto apposito nulla osta dell'autorità militare. Per tutti gli altri la stazione deve essere installata nella abitazione privata;

3) indicazione del luogo ove sarà impiantata la stazione;

4) dichiarazione del richiedente di attenersi alle norme di impianto e di esercizio emanate o da emanarsi dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni.

Alla predetta domanda, debbono essere allegati i seguenti documenti, debitamente legalizzati:

- a) certificato di nascita;
- b) certificato di cittadinanza italiana;
- c) certificato generale del casellario giudiziale;
- d) certificato di buona condotta;
- e) per i minori di 21 anni, dichiarazione resa dinanzi alle competenti autorità da parte del padre o di chi esercita la patria potestà, di consenso e di assunzione delle responsabilità civili connessa all'impianto e all'esercizio della stazione di radioamatore della quale si chiede la concessione;
- f) patente di radioamatore dilettante, rilasciata al richiedente dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni ai sensi del successivo art. 3;
- g) planimetria del luogo ove s'intende installare la stazione;
- h) descrizione sommaria delle apparecchiature e dell'impianto con l'indicazione della potenza del radiotrasmettitore;
- i) ricevuta dell'abbonamento alle radioaudizioni per l'anno in corso.

Per i militari in servizio, esclusi quelli in servizio di leva o richiamati, i documenti di cui alle lettere a), b), c) e d) del presente articolo possono essere sostituiti da una dichiarazione rilasciata dall'amministrazione militare. Gli stessi militari sono esentati dalla presentazione della planimetria di cui alla lettera g) qualora la stazione sia ubicata in uno stabilimento militare.

### *Concessione di licenza per l'impianto e l'esercizio di stazione di radioamatore*

#### Art. 2

Il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, sentiti i Ministri dell'interno e della difesa, si riserva la facoltà di accordare o negare a proprio giudizio insindacabile, la concessione per l'impianto e l'esercizio di stazione di radioamatore.

La concessione suddetta non può essere accordata a chi non è in possesso della cittadinanza italiana e a chi, pur godendo della cittadinanza italiana sia rappresentante di sudditi stranieri, o di uno Stato estero, o che comunque sia in rapporti di affari con stranieri o con Stati esteri.



Le concessioni debbono essere negate in ogni caso:

1) a chi ha riportato condanna per delitti contro la personalità dello Stato, per diserzione in tempo di guerra o per reati comunque connessi con l'esercizio dell'attività radiantistica, ancorchè sia intervenuta sentenza di riabilitazione;

2) a chi ha riportato una condanna a pena restrittiva della libertà personale superiore a tre anni per delitto non colposo e non abbia ottenuta la riabilitazione;

3) a chi è sottoposto alla ammonizione o al confino di polizia e a misure di sicurezza personali o è stato dichiarato delinquente abituale, professionale o per tendenza.

La concessione per l'esercizio della stazione di radioamatore è subordinata al possesso della patente di operatore di stazione di radioamatore di cui all'art. 3 e al versamento del canone annuo di esercizio stabilito in lire 3000 (tremila) per la concessione di licenza di esercizio di 1<sup>a</sup> classe, in L. 4000 (quattromila) per quella di 2<sup>a</sup> classe, in L. 6000 (seimila) per quella di 3<sup>a</sup> classe.

I versamenti di tali canoni saranno effettuati con le modalità di cui all'art. 4.

Le somme versate dagli interessati sia per tassa esami di cui all'art. 4, sia per canoni di esercizio di cui al presente articolo, saranno integralmente acquisite al bilancio di entrata dell'Azienda delle poste e telecomunicazioni.

Le concessioni per l'impianto e l'esercizio di stazioni di radioamatore, possono essere rilasciate anche ad Istituti di istruzione radiotecnica civili legalmente riconosciuti o militari nonchè ad Enti statali di controllo e di soccorso e, in seguito a proposta del Dicastero competente alle condizioni che il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni si riserva, caso per caso di stabilire e semprechè l'operatore responsabile sia munito di regolare patente di classe corrispondente all'impianto ai sensi dell'art. 3.

Per ogni concessione sarà rilasciata apposita licenza di esercizio (V. all. 3)

Le classi delle licenze sono corrispondenti alle rispettive classi di patente.

### *Patente di operatore di stazione di radioamatore*

#### Art. 3

Le patenti di operatore di stazione di radioamatore sono di tre classi corrispondenti alle potenze massime di alimentazione anodica dello stadio finale del trasmettitore rispettivamente di 50, 150 e 300 Watt (V. allegato 2).

Il possesso della sola patente di radioperatore non dà facoltà di esercire stazioni di radioamatore.

La patente viene conseguita previo esame di idoneità da sostenersi dinanzi a Commissione costituita presso i Circoli delle costruzioni telegrafiche e telefoniche del Ministero delle poste e delle telecomunicazioni e con le modalità di cui all'articolo seguente.

#### Art. 4

Gli esami di idoneità per conseguire la patente di radioperatore consisteranno nella dimostrazione di possedere sufficienti cognizioni tecnico-pratiche riguardanti il funzionamento e la messa a punto degli impianti stessi e la pratica capacità a ricevere e a trasmettere col Codice Morse alla velocità richiesta dalla corrispondente classe di patente.

Per l'Ammissione agli esami, oltre all'istanza, con l'indicazione della classe di patente cui si aspira, dovranno essere prodotti i documenti richiesti per la concessione per l'impianto e l'esercizio delle stazioni di radioamatore di cui alle lettere a), b,) c), d), del secondo comma del precedente art. 1, nonchè due fotografie di cui una legalizzata e la ricevuta di versamento della tassa di esami di lire cinquecento a favore del Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni - Ispettorato Traffico T. R. T. con versamento sul c/c postale n. 1/206.

I programmi e le modalità dell'esame sono stabiliti nell'allegato 1.

L'amministrazione si riserva la facoltà di escludere da alcune o da tutte le prove di esame coloro che sono in possesso di requisiti ritenuti a suo insindacabile giudizio sufficienti per il rilascio della patente.

#### *Norme tecniche*

#### Art. 5

Gli impianti delle stazioni di radioamatore per quanto si riferisce alle installazioni delle radioapparecchiature debbono uniformarsi alle norme C.F.I. (Comitato Elettrotecnico Italiano) nonchè alle norme appresso indicate ed alle altre che il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni eventualmente potrà stabilire.

a) Il radiotrasmettitore dovrà essere munito di stadio pilota. La tolleranza di frequenza ammissibile, non deve essere in nessun caso superiore a 0,05%.

b) La potenza di alimentazione anodica dello stadio finale del trasmettitore non deve essere superiore a quella fissata nella rispettiva licenza ed il trasmettitore deve essere corredato di amperometro e voltmetro per la misura di detta potenza.

c) Non è consentita l'emissione con onde smorzate.

Le bande di frequenza assegnate per l'esercizio di stazioni di radio amatore, nonché le classi di emissione permesse su ciascuna banda sono le seguenti:

Kc/s da	3.613	a	3.627	A1, A3, A3b, A3a (solo modulazione
» »	3.647	»	3.667	di ampiezza con profondità di modu-
» »	7.000	»	7.150	lazione non superiore al 100% e con
» »	14.000	»	14.350	una frequenza massima di modula-
» »	21.000	»	21.450	zione di 3500 p/s).
» »	28.000	»	29.700	
Mc/s da	144	a	146	Sulle bande di frequenza superiori
» »	420	»	460(1)	a 28 Mc/s sono consentite anche emis-
» »	1.215	»	1.300	sioni di classe A2, e modulate in fre-
» »	2.300	»	2.450	quenza con indice di modulazione
» »	5.650	»	5.850	non superiore a 0,7. Sulle bande di
» »	10.000	»	1.0500	quenza superiori a 140 Mc/s sono
				consentite anche emissioni modulate
				in frequenza con indice di modulazione
				non superiore a 5. Sulle bande di fe-
				quenza superiori a 1215 Mc/s sono
				consentite anche emissioni ad impulsi.

(1) Nella banda 420-460 Mc/s il servizio di radiouavigazione aeronautica ha la priorità. Gli altri servizi possono utilizzare detta banda soltanto a condizione di non cagionare disturbi nocivi a tale servizio.

a) Le emissioni debbono essere esenti da armoniche e da emissioni parassite per quanto il progresso della tecnica lo consenta.

e) Non è consentita l'eccitazione diretta dell'antenna dallo stadio finale del trasmettitore semprechè non siano previsti accorgimenti tecnici che permettano parimenti una emissione pura.

f) Nell'impiego della manipolazione telegrafica debbono essere usati gli accorgimenti necessari per ridurre al massimo le interferenze dovute ai clics di manipolazione.

g) Nell'impiego della telefonia e delle onde di tipo A dev'essere evitata qualsiasi modulazione contemporanea di frequenza.

h) Non è consentita la alimentazione del trasmettitore con corrente alternata non raddrizzata ed il raddrizzatore dev'essere munito di filtro adatto a ridurre la modulazione dovuta alla fluttuazione della corrente raddrizzata (ronzio di alternata) in misura non superiore al 5%.

i) Ogni trasmettitore dovrà essere munito di apparecchi di misura che permettano di controllare le condizioni di funzionamento degli apparecchi di emissione. Nel caso che la frequenza impiegata non sia suscettibile di essere regolata in modo che essa soddisfi alle tolleranze ammesse alla lettera a) del presente articolo, la stazione deve essere dotata di un dispositivo atto a permettere la misura della frequenza con una precisione almeno uguale alla metà di detta tolleranza.

l) L'uso degli aerei esterni per le stazioni di radioamatore è regolato dalle norme di cui alla legge 6 maggio 1940, n. 554, modificato dalla legge 26 marzo 1942, n. 406, dal regio decreto-legge 22 marzo 1943, n. 280 e dal decreto legislativo luogotenenziale 5 maggio 1946, n. 382.

L'Amministrazione delle poste e delle telecomunicazioni si riserva di modificare sia le bande di frequenza assegnate per l'esercizio di stazioni di radioamatori sia le classi di emissione consentite su ciascuna banda, in dipendenza dell'entrata in vigore di accordi internazionali ovvero per esigenze di carattere eccezionale.

#### *Nominativo - Frequenza di lavoro*

##### **Art. 6**

Alle singole stazioni di radioamatore saranno, da parte del Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, assegnati il nominativo e le bande di frequenza di lavoro entro i limiti previsti dal Regolamento internazionale delle radiocomunicazioni in vigore.

Alle associazioni, enti, circoli, club tra amatori e entori di materie tecniche nel campo delle radiotrasmissioni è fatto divieto:

a) di assegnare i nominativi, sigle o contrassegni radiantistici ai propri iscritti;

b) di curare il recapito e la consegna di cartoline o di conferme di trasmissioni (Q.S.L.) a radioamatori che non risultino autorizzati.

Dette cartoline e conferme dovranno invece, in tali casi, essere rimesse al Ministero delle poste e telecomunicazioni, completate se possibile dalle generalità del destinatario e del mittente.

#### *Norme di esercizio*

##### **Art. 7**

a) l'esercizio di stazioni di radioamatori è consentito soltanto ad operatori muniti di relativa licenza.

b) È proibito a terzi di usare una stazione di radioamatore, a meno che non si tratti di radioamatore munito di patente o di li-

cenza in proprio. In tale caso deve essere usato il nominativo delle stazioni in cui si svolge la trasmissione e l'inizio e la fine delle trasmissioni devono essere effettuate dal titolare della stazione che ne assume direttamente la responsabilità.

c) Le radiocomunicazioni dovranno effettuarsi soltanto con altre stazioni di radioamatori italiane munite di licenza ovvero con stazioni situate in altri paesi a meno che questi ultimi non abbiano notificata la loro opposizione.

d) Le emissioni delle stazioni di radioamatore dovranno essere effettuate soltanto nelle bande di frequenza previste dall'art. 5, lettera c) delle presenti norme.

e) Le radiocomunicazioni tra stazioni di radioamatore dovranno essere effettuate soltanto con l'impiego del codice Q, e delle abbreviazioni internazionali previste dalla I.A.R.U. (International Amateur Radio Union) ed in linguaggio chiaro e solo nelle lingue italiana, francese, inglese, portoghese, russa, tedesca e spagnola.

f) All'inizio ed alla fine delle trasmissioni, nonché ad intervalli di 5 minuti, nel corso di esse dovrà essere ripetuto il nominativo della stazione emittente.

g) Le radiocomunicazioni dovranno essere limitate allo scambio di messaggi di carattere tecnico riguardanti esperimenti e osservazioni di carattere puramente personale i quali, a motivo della loro poca importanza, non giustifichino che si faccia ricorso al servizio pubblico delle telecomunicazioni.

h) Il concessionario dovrà osservare oltre le precedenti prescrizioni tutte le altre della Convenzione Internazionale delle telecomunicazioni e dei regolamenti annessi.

i) L'impiego del segnale di soccorso è proibito nelle radiocomunicazioni delle stazioni di radioamatore ed è proibito l'impiego di segnali che possono dar luogo a falsi allarmi.

Ove però una stazione di radioamatore ricevesse un segnale di soccorso (S.O.S. in telegrafia, MAYDAY in telefonia) da una nave dovrà attenersi alle norme seguenti:

se la stazione è nella stessa sede di un Comando della marina militare o di un Ente portuale deve dare immediata notizia a questi per i provvedimenti del caso, segnalando quanto venuto a sua conoscenza e precisando altresì l'ora e la frequenza di intercettazione del segnale;

se la stazione non è nella stessa sede di un Comando della marina militare o di un Ente portuale, deve cercare di collegarsi, a mezzo della propria stazione, con altro amatore possibilmente in sede di

porto importante, il più vicino alla zona della nave in difficoltà. Ottenuto il collegamento gli trasmette le notizie intercettate ed invita il corrispondente ad inoltrare di urgenza alle autorità militari e portuali;

qualora il segnale di soccorso sia stato lanciato da un aeromobile il radioamatore deve avvertire immediatamente l'autorità aeronautica - Comando soccorso aereo - chiamando la stazione il SVH su di una frequenza da stabilire compresa nelle bande radiantistiche.

L'autorità politica e militare locale in entrambi i casi dovrà essere informata.

In ogni caso il radioamatore deve fare il possibile per continuare l'ascolto sulla frequenza su cui ha intercettato il segnale di soccorso, per intercettare e fornire ulteriori notizie.

l) I concessionari rispondono direttamente dei danni che comunque possono derivare a terzi dall'impiego della propria stazione.

m) È vietata l'intercettazione da parte delle stazioni di radioamatore di comunicazioni che esse non hanno titolo a ricevere ed in ogni caso è vietato trascrivere e far conoscere a terzi il contenuto e l'esistenza dei messaggi involontariamente captati.

n) Presso le stazioni di radioamatore deve essere tenuto al corrente un registro nel quale saranno annotate le indicazioni relative alla data, ora e durata delle singole trasmissioni; le caratteristiche tecniche (frequenza, potenza, tipo di trasmissione); i nominativi delle stazioni corrispondenti e il contenuto delle comunicazioni effettuate, indicazioni conformi a quelle contenute nei registri della I.A.R.U. International Amateur Radio Union.

Le registrazioni devono essere fatte ad inchiostro o a matita copiativa in modo chiaro e leggibile, senza spazi in bianco, interlinee, trasporti in margine o abrasioni; le eventuali cancellature dovranno essere eseguite in modo che le parole cancellate siano leggibili.

I fogli del registro di stazione debbono essere numerati e firmati dal radioamatore.

I registri dovranno essere tenuti a disposizione del Ministero delle poste e telecomunicazioni, che si riserva la facoltà di richiederli in qualsiasi momento o di esaminarli a mezzo di propri ispettori, e debbono essere conservati almeno per l'intero anno solare successivo a quello in corso.

o) Il nominativo radiantistico assegnato a ciascuna stazione di radioamatore dall'Amministrazione delle poste e delle telecomunicazioni sarà riportato nella licenza e non potrà essere modificato dall'assegnatario.

f) L'elenco delle licenze rilasciate sarà pubblicato di volta in volta nel bollettino ufficiale delle poste e delle telecomunicazioni, con la indicazione dei singoli nominativi.

g) Qualsiasi trasferimento di un impianto di radioamatore da una località ad un'altra e da un punto ad altro di una stessa città, dev'essere autorizzato preventivamente dal Ministero delle poste e telecomunicazioni.

*Sospensione del servizio - Sanzioni*  
*Autorizzazione al disimpegno di servizi speciali*

Art. 8

Il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni per ragioni attinenti alla sicurezza del Paese, alla difesa militare o per altre necessità determinate da casi di emergenza, potrà insindacabilmente, in qualsiasi momento e senza indennizzo, sospendere il funzionamento delle stazioni di radioamatore o revocare le concessioni.

Potrà anche procedere all'applicazione di detti provvedimenti, nonchè al bloccaggio di tutte o parte delle apparecchiature che costituiscono la stazione, nei casi di inadempienza agli obblighi derivanti dalle presenti norme sul radiantismo e sull'esercizio delle radiocomunicazioni in genere, senza pregiudizio delle disposizioni del Codice postale e delle telecomunicazioni, in materia di radiocomunicazioni.

Il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni può in casi di pubblica calamità o per contingenze particolari o di interesse pubblico, autorizzare le stazioni di radioamatore, per oggetto e tempo determinato, a disimpegnare speciali servizi oltre i limiti stabiliti per le comunicazioni radiantistiche dell'art. 7, lettera g).

*Validità della concessione*

Art. 9

La prima concessione è valida per l'anno solare in corso. Per le concessioni accordate dopo il primo luglio il canone dell'anno solare in corso è ridotto a metà.

Per la rinnovazione, che il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni si riserva la facoltà di accordare o negare a proprio giudizio insindacabile a norma del primo comma dell'art. 2, gli interessati devono presentare al Ministero stesso, 30 giorni prima della scadenza, una istanza in carta da bollo con allegata la attestazione di versamento della tassa annua di concessione.

Il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, sentito, ove del caso, i Ministeri dell'interno e della difesa, potrà revocare in

qualsiasi momento la licenza ove risulti che il titolare non sia più in possesso di qualcuno dei requisiti che hanno giustificato la concessione.

Il mancato pagamento del canone importa di diritto la decadenza della concessione.

Le licenze scadute o che comunque hanno cessato di aver vigore anche per decesso o per il trasferimento del titolare all'estero devono essere restituite al Ministero delle poste e delle telecomunicazioni.

Qualora la licenza venga smarrita, il radioamatore deve subito informare il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, mendo la ricevuta del versamento di L. 500, per duplicazione di licenza, effettuato a favore del Ministero delle poste e delle telecomunicazioni sul c. postale n. 1 206.

#### *Controllo sulle stazioni*

#### Art. 10

I locali, gli impianti e il relativo registro delle stazioni di radioamatore debbono essere in ogni tempo ispezionabili dai funzionari incaricati dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni.

La licenza relativa alla concessione deve essere custodita presso la stazione ed essere esibita a richiesta dei funzionari incaricati della verifica.

#### Art. 11

Tutte le licenze provvisorie rilasciate prima dell'entrata in vigore delle presenti norme s'intenderanno decadute di diritto dopo 90 giorni dalla data di pubblicazione delle norme stesse.

*Il Ministro per le poste e telecomunicazioni*

PANETTI

Visto:

*Il Ministro per la difesa:* TAVIANI

*Il Ministro per l'interno:* FANFANI

*Il Ministro per il tesoro:* GAVA

*Il Ministro per l'industria e commercio:* MALVESTITI



13. NORME E PROGRAMMA DI ESAME  
PER ASPIRANTI ALLA PATENTE DI RADIOOPERATORE

1. - NORME DI ESAME

a) Gli esami per il conseguimento della patente di radiooperatore dilettante consisteranno in una prova scritta sul seguente programma, nonché in prove pratiche di trasmissione e ricezione radiotelegrafica auricolare in codice Morse alla velocità di 40 caratteri al minuto per le patenti di 1<sup>a</sup> classe, 60 caratteri al minuto per le patenti di 2<sup>o</sup> classe e 80 caratteri al minuto per quelle di 3<sup>a</sup> classe.

Il programma d'esame, nelle linee generali, è comune a tutte e tre le classi di patenti, la conoscenza degli argomenti però, dovrà essere più o meno approfondita a seconda della classe di patente cui il candidato aspira.

b) Gli esami per il rilascio delle patenti di 1.a, 2.a e 3.a classe saranno sostenuti presso i Circoli costruzioni telegrafiche e telefoniche.

c) La Commissione d'esame sarà composta per ogni sede di Circolo costruzioni telegrafiche e telefoniche, dal direttore del Circolo, presidente, da un funzionario postelegrafonico esperto radio tecnico designato dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni; da un rappresentante del Ministero della difesa designato da quel Ministero e da un esperto designato dall'Associazione radiantistica legalmente riconosciuta.

Le spese per eventuali missioni o trasferte dei membri delle Commissioni di esame sono a carico delle Amministrazioni o Enti di appartenenza.

d) I temi sia per la prova scritta sia per la prova pratica di trasmissione e ricezione in codice Morse, verranno predisposti dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni ed inviati ai Circoli secondo le prescrizioni in uso.

Il Ministero fisserà anche la durata delle prove pratiche.

Le Commissioni d'esame trasmetteranno il verbale contenente l'esito degli esami unitamente agli elaborati in seguito a che il Ministero procederà al rilascio delle varie patenti consegnate dagli idonei.

e) Il testo della prova pratica di ricezione radiotelegrafica eseguita dal candidato dovrà essere facilmente leggibile e la trasmissione telegrafica dovrà risultare regolare.

e) Il computo degli errori sarà fatto in conformità dei criteri che seguono:

ogni segnale (lettera, cifra o segno di punteggiatura) ricevuto o trasmesso erroneamente, conterà un errore;

se in una parola ricevuta o trasmessa vi sono più errori se ne conteuranno sempre solo due;

ogni parola omessa nella ricezione o nella trasmissione sarà calcolata per due errori. Le parole illeggibili saranno considerate come omesse.

g) La prova scritta consisterà in un questionario contenente una serie di domande su questioni tecniche (qualche schema da disegnare e qualche operazione aritmetica da eseguire), legislative, regolamentari e sulle norme di esercizio sul servizio r. t. internazionale.

Per tale prova sono concesse tre ore di tempo.

## 2. - PROGRAMMA

### a) - *Elettrologia ed elettrotecnica*

Carica elettrica - Campo elettrico - Capacità elettrica e condensatori; unità di misura delle capacità - Differenza di potenziale - Forze elettromotrici e relativa unità di misura - Corrente continua - Legge di Ohm - Resistenza elettrica - Unità di misura della corrente; unità di misura della resistenza - Effetti della corrente elettrica - Pile ed accumulatori - Induzione elettromagnetica e relative leggi - Mutua induzione - Induttanza - Correnti alternate: periodo, ampiezza valore medio, valore efficace, pulsazione.

Legge di Ohm in corrente alternata, sfasamento tra tensione e corrente, potenza apparente, potenza effettiva, fattori di potenza. Correnti non sinusoidali; armoniche.

Effetti fisiologici della corrente elettrica; norme di protezione; norme di soccorso.

Trasformatori elettrici.

Strumenti ed apparecchi di misura; amperometri e voltmetri per corrente continua e per corrente alternata - Wattmetri.

### b) - *Radiotecnica - Telegrafia - Telefonia*

Resistenza, induttanza e capacità concentrate; resistenza, induttanza e capacità distribuite; comportamento dei circuiti comprendenti delle resistenze, delle induttanze e delle capacità al variare della frequenza.

Risonanza elettrica - Risonanza in serie ed in parallelo di un circuito - Risonanza di due circuiti accoppiati.

Tubi elettronici; vari tipi, caratteristiche costruttive, curve caratteristiche - Impiego dei tubi elettronici nelle apparecchiature radioelettriche trasmettenti e riceventi - Principali caratteristiche elettriche e costruttive dei trasmettitori radiotelegrafici e radiotelefonici e dei relativi aerei.

Tipi di emissioni radioelettriche.

Nozioni principali sulla propagazione delle onde elettromagnetiche in funzione della loro lunghezza.

Ondametri.

Nozioni di telegrafia e telefonia - Telegrafo Morse - Microfono - Telefono - Altoparlante.

c) - *Regolamento internazionale delle radiocomunicazioni.*

Art. 1. - Definizioni: Stazione d'amatore; Frequenza assegnata ad una stazione; larghezza della banda occupata da una emissione; Tolleranza di frequenza; Potenza di un radiotrasmettitore.

Art. 2. - Designazione delle emissioni; Classi; Larghezza di banda; Nomenclatura delle frequenze.

Art. 3. - Regole generali d'assegnazione ed impiego delle frequenze.

Art. 5. - Divisione del mondo in regioni - Bande di frequenza tra 10 e 10.050 Mc/s assegnate ai radioamatori nelle regioni 1, 2 e 3.

Art. 13. - Disturbi ed esperimenti.

Art. 14. - Procedura contro i disturbi

Art. 15. - Rapporto sulle infrazioni.

Art. 16. - Scelta degli apparecchi.

Art. 17. - Qualità delle emissioni.

Art. 18. - Controllo internazionale delle emissioni.

Art. 19. - Nominativi.

Art. 21. - Segreto.

Art. 22. - Licenza.

Art. 42. - Stazioni d'amatore.

App. 9 RR - Abbreviazioni e Codice Q.

Visto, il Ministro per le poste e telecomunicazioni

PANETTI

# 14. STRALCIO DEL REGOLAMENTO INTERNAZIONALE DELLE TELECOMUNICAZIONI ATLANTIC CITY

## ARTICOLO 1

### DEFINIZIONI

*Stazione d'amatore:* una stazione che lavora nel servizio d'amatore.

*Servizio d'amatore-* un servizio di istruzione individuale d'intercomunicazione e di studio tecnico effettuato da amatori, ossia da persone debitamente interessate alla radiotecnica a titolo unicamente personale e senza interesse pecuniario.

*Frequenza assegnata a una stazione:* la frequenza che coincide con il centro della banda di frequenza in cui la stazione è autorizzata a lavorare. Questa frequenza non corrisponde necessariamente a una qualsiasi frequenza dell'emissione.

*Larghezza di banda occupata da una emissione:* la banda di frequenza comprendente il 99 % della potenza totale irradiata, estesa ad includere ogni singola frequenza in cui la potenza è almeno lo 0,25 % della totale potenza irradiata.

*Tolleranza di frequenza:* la tolleranza di frequenza espressa in percentuale o in cicli per secondo è la massima deviazione ammissibile rispetto alla frequenza di ricevimento (1) della frequenza caratteristica corrispondente di una emissione; la frequenza di riferimento può differire dalla frequenza assegnata ad una stazione di una quantità fissa e determinata.

(1) Il concetto di frequenza di riferimento diviene necessario per includere le numerose classi di emissione che entrano ora in uso, quali le emissioni a banda laterale unica (single sideband) e le emissioni a canali multipli. Questa frequenza di riferimento è semplicemente una frequenza scelta per ragioni di comodità. L'emissione comprende infatti delle frequenze caratteristiche dell'emissione stessa (per esempio la frequenza portante propriamente detta, o una frequenza particolare in una banda laterale) in contrapposizione alla frequenza assegnata ed alla frequenza di riferimento che possono essere considerate, come semplici numeri. Lo scopo, tenuto conto delle qualità fisiche degli apparecchi, è che una di queste frequenze caratteristiche, coincida sempre con la frequenza di riferimento.

È questa frequenza caratteristica, che si considera come corrispondente alla frequenza di riferimento. La tolleranza di frequenza è lo scarto massimo ammissibile entro queste due frequenze, ossia: la frequenza di riferimento che è un semplice numero e la frequenza caratteristica corrispondente che fa fisicamente parte dell'emissione.

## POTENZA DI TRASMETTITORE

a) Salvo indicazione contraria non si utilizzerà che la definizione di « Potenza di cresta di un radiotrasmettitore » come segue:

*Potenza di cresta di un radiotrasmettitore:* la potenza media fornita all'antenna durante un ciclo a radio frequenza alla cresta più alta dell'involuppo della modulazione, considerata in condizioni normali di funzionamento.

b) In casi in cui la precedente definizione non sia sufficiente alla classificazione delle emissioni per caratterizzarne completamente le proprietà pratiche, si potrà considerare la seguente definizione di « Potenza media di un radiotrasmettitore ».

*Potenza media di un radiotrasmettitore:* la potenza fornita all'antenna in condizioni normali di funzionamento, considerate in tempo abbastanza lungo, rispetto al periodo corrispondente alla più bassa frequenza riscontrata nella reale modulazione. (2)

c) Quando le parole « Potenza di cresta » o « Potenza media » non sono usate nel contesto, deve essere seguita dalla lettera « P » e quella rappresentante la potenza media dalla lettera « M ».

(2) In generale si sceglierà un tempo di 1/10 di secondo durante il quale la potenza media è al massimo.

## ARTICOLO 2

*Designazione delle emissioni:* Le emissioni sono designate secondo la loro classificazione e la larghezza di banda che occupano.

### SEZIONE I: CLASSIFICAZIONE

Le emissioni sono classificate e simbolizzate secondo le seguenti caratteristiche:

- (1) Tipo di modulazione;
- (2) Tipo di trasmissione;
- (3) Caratteristiche supplementari

(1) Tipo di modulazione:	Simbolo
a) Ampiezza .....	A
b) Frequenza (o fase) .....	F
c) Impulsi .....	P
(2) Tipo di trasmissione:	
a) Assenza di ogni modulazione destinata a trasmettere l'informazione .....	0 (zero)
b) Telegrafia senza l'uso di modulazione con frequenza udibile .....	1
c) Telegrafia per manipolazione di una frequenza di modulazione udibile o di frequenze di modulazioni udibili, o per manipolazione della emissione modulata (caso particolare: emissione modulata e non manipolata) .....	2
d) Telefonia .....	3
e) Facsimile .....	4
f) Televisione .....	5
g) Trasmissioni complesse e casi non contemplati ..	9
(3) Caratteristiche supplementari:	
a) Doppia banda laterale, portante completa .....	(nulla)
b) Banda laterale unica, portante ridotta .....	a
c) Due bande laterali indipendenti, portante ridotta ..	b
d) Altre emissioni, portante ridotta .....	c
e) Impulsi, modulazione di ampiezza .....	d
f) Impulsi, modulazione di larghezza .....	e
g) Impulsi, modulazione di fase o di posizione ....	f

## CLASSIFICAZIONE DELLE EMISSIONI: SUDDIVISIONE

Tipo di modulazione	Tipo di modulazione	Caratteristiche supplementari	Simbolo
<p>Modulazione di ampiezza</p>	<p>Assenza di modulazione .....</p> <p>Telegrafia senza l'uso di audio frequenza modulante (modulazione per interruzione di portante) .....</p> <p>Telegrafia per manipolazione di una frequenza di modulazione audibile o di frequenze di modulazione audibili, o per la manipolazione dell'emissione modulata (caso particolare: emissione modulata non manipolata) .....</p> <p>Telefonia .....</p> <p>Facsimile .....</p> <p>Televisione .....</p> <p>Trasmissioni complesse e casi non contenuti .....</p> <p>Trasmissioni complesse .....</p>	<p>(Due bande laterali portante completa .....</p> <p>Banda laterale unica, portante ridotta .....</p> <p>Due bande laterali indipendenti, portante ridotta .....</p> <p>Portante ridotta .....</p>	<p>A0</p> <p>A1</p> <p>A2</p> <p>A3</p> <p>A3a</p> <p>A3b</p> <p>A4</p> <p>A5</p> <p>A9</p> <p>A9c</p>

Tipo di modulazione	Tipo di modulazione	Caratteristiche supplementari	Simbolo
<p>Modulazione di frequenza o di fase</p>	<p>Assenza di modulazione . . . . .</p> <p>Telegrafia senza l'uso di freq. modulate audibile (telegrafia per interruzione di portante) . . . . .</p> <p>Telegrafia per manipolazione di una frequenza modulante audibile o di frequenze modulanti audibili, o per manipolazione dell'emissione modulata (caso particolare: emissione modulata da una frequenza audibile non manipolata) . . . . .</p> <p>Telefonia . . . . .</p> <p>Facsimile . . . . .</p> <p>Televisione . . . . .</p> <p>Trasmissioni complessive (in contorni) . . . . .</p>	<p>FO</p> <p>F1</p> <p>F2</p> <p>F3</p> <p>F4</p> <p>F5</p> <p>F9</p>	
<p>Modulazione a impulsi</p>	<p>Assenza di modulazione destinata a trasmettere una informazione . . . . .</p> <p>Telegrafia senza l'uso di una frequenza audibile modulante . . . . .</p> <p>Telegrafia per manipolazione di una frequenza audibile modulante o di frequenze audibili modulanti, o per manipolazione dell'impulso modulato (caso particolare: impulso modulato non manipolato) . . . . .</p>	<p>P0</p> <p>P1</p> <p>P2d</p> <p>P2c</p> <p>P2f</p> <p>Frequenza audibile o frequenze audibili modulanti l'impulso in ampiezza . . . . .</p> <p>Frequenza audibile o frequenze audibili modulanti l'impulso in larghezza . . . . .</p> <p>Frequenza audibile o frequenze audibili modulanti l'impulso in fase o in posizione . . . . .</p>	
<p>Telefonia . . . . .</p> <p>Trasmissioni complesse e casi non contemplati . . . . .</p>	<p>Telefonia . . . . .</p> <p>Trasmissioni complesse e casi non contemplati . . . . .</p>	<p>P3d</p> <p>P3e</p> <p>P3f</p> <p>P9</p> <p>Modulazione d'ampiezza . . . . .</p> <p>Modulazione di larghezza . . . . .</p> <p>Modulazione di fase (o di posizione) . . . . .</p>	



## SEZIONE II: LARGHEZZA DI BANDA

Per classificare completamente una emissione, il simbolo caratterizzante la classe di questa emissione, come è indicato nella seguente tabella, è preceduto da un numero indicante la larghezza di chilocicli per secondo della banda di frequenze occupata dalla emissione.

I numeri indicanti le larghezze di banda inferiori a 10 chilocicli per secondo comprendono al massimo due cifre significative dopo la virgola.

Le larghezze di banda necessarie per le differenti classi di emissione sono indicate nell'appendice 5. La tabella dà qualche esempio delle classificazioni delle emissioni.

NUMERO DELLA EMISSIONE	Classificazione
Telegrafia a 25 parole al minuto, codice Morse internazionale, onda portante modulata solo dalla manipolazione .....	0,1A1
Telegrafia, frequenza di modulazione di 525 c/s, 25 parole al minuto codice Morse internazionale, portante e frequenze di modulazione manipolate o solo frequenza di modulazione manipolata .....	1,15A2
Telefonia a modulazione d'ampiezza, frequenza di modulazione massima 3000 c/s, due bande laterali, onda portante completa .....	6A3
Telefonia a modulazione d'ampiezza, frequenza di modulazione massima 3000 c/s, banda laterale unica, portante ridotta .....	3A3a
Telefonia a modulazione d'ampiezza, frequenza di modulazione 3000 c/s, due bande laterali indipendenti, onda portante ridotta .....	6A3b
Televisione a banda laterale parziale (una banda laterale parzialmente soppressa) onda portante completa, compreso un canale audio a modulazione di frequenza .....	6000 A5,F3
Telefonia a modulazione di frequenza, frequenza di modulazione 3000 c/s, deviazione di 20.000 c/s .....	46F3
Telefonia a modulazione di frequenza, frequenza di modulazione 15.000 c/s deviazione di 75.000 c/s .....	180 F3
Impulsi di un microsecondo non modulati, assumendo un valore di 5 per K .....	10.000 P0

### SEZIONE III: NOMENCLATURA DELLE FREQUENZE

Le frequenze sono espresse in chilocicli per secondo (ks/c) fino a 30.000 chilocicli compresi, e in megacicli per secondo (Mc/s) al di sopra di questa frequenza.

Suddivisione delle frequenze	Gamma di frequenze	Suddivisione metrica
VLF (Very low frequency)	Sotto i 30 Kc/s	onde miriametriche
LF (Low frequency)	30 a 300 Kc/s	onde chilometriche
MF (Medium frequency)	300 a 3.000 Kc/s	onde ettometriche
HF (High frequency)	3.000 a 30.000 Kc/s	onde decametriche
VHF (Very high frequency)	30 a 300 Mc/s	onde metriche
UHF (Ultra high frequency)	300 a 3.000 Mc/s	onde decimetriche
SHF (Super high frequency)	3.000 a 30.000 Mc/s	onde centimetriche
EHF (Extremely high frequency)	30.000 a 300.000 Mc/s	onde millimetriche

### ARTICOLO 3

I paesi membri dell'Unione aderenti al presente regolamento, si impegnano di uniformarsi alle prescrizioni delle tabelle di ripartizione delle bande di frequenza, come alle altre prescrizioni del presente articolo, per l'assegnazione delle frequenze alle stazioni che, per la loro stessa natura, possono causare interferenze ai servizi effettuati da stazioni di altri Paesi.

Le frequenze così assegnate devono essere scelte in maniera tale da evitare di causare interferenze dannose ai servizi effettuati da stazioni utilizzanti delle frequenze assegnate conformemente alle prescrizioni del presente articolo, e che godono di una protezione internazionale contro le interferenze dannose nelle condizioni annunciate nell'art. II.

Un paese membro dell'Unione non deve assegnare ad una stazione alcuna frequenza in deroga alla tabella di ripartizione delle bande di frequenza ed alle altre prescrizioni di questo regolamento, salvo nella espressa condizione che non sia causata interferenza dannosa a un servizio assicurato da stazioni lavoranti in conformità alle disposizioni della Convenzione<sup>2</sup> del presente Regolamento.

Le stazioni<sup>2</sup> di un servizio devono utilizzare delle frequenze sufficientemente separate dai limiti della banda attribuita a questo servizio per non causare dannose interferenze ai servizi ai quali sono attribuite le bande adiacenti. Quando una delle bande di frequenza è attribuita a dei servizi differenti entro delle regioni o delle sotto-

regioni adiacenti, il funzionamento di questi servizi è basato sull'uguaglianza dei diritti. Conseguentemente, le stazioni di ciascun servizio entro delle regioni o delle sotto-regioni, devono lavorare in maniera tale da non causare interferenze dannose ai servizi di altre regioni e sotto-regioni.

## ARTICOLO 5

Nella tabella della ripartizione delle frequenze che segue, i servizi a cui ciascuna banda è attribuita sono elencati in ordine alfabetico.

L'ordine dell'elenco non indica tuttavia alcuna priorità.

Le tre Regioni in cui il mondo è stato diviso per l'attribuzione delle frequenze sono:

### *Regione 1.*

La Regione 1 include l'area limitata ad est della linea A (le linee A, B, C, sono definite più oltre nel testo) e ad ovest della linea B, escludendo i territori dell'Iran situati entro questi limiti. Essa inoltre comprende la parte del territorio di Turchia e dell'Unione delle Repubbliche Sovietiche Socialiste situata al di fuori di questi limiti, il territorio della Repubblica popolare Mongola e la zona a nord dell'URSS entro le linee A e C.

### *Regione 2:*

La Regione 2 comprende la zona limitata ad est della linea B e ad ovest della linea C.

### *Regione 3:*

La Regione 3, comprende la zona limitata a est dalla linea C e ad ovest dalla linea A, ad eccezione dei territori della Turchia, dell'URSS, della Repubblica popolare Mongola e della zona dell'URSS. Essa comprende inoltre la parte del territorio dell'Iran situata al di fuori di questi limiti.

Le linee A, B e C sono definite come segue:

### *Linea A:*

La linea A parte dal Polo Nord, segue il meridiano 40° est di Greenwich fino al parallelo 40° nord, segue poi l'arco del grande cerchio fino al punto di intersezione del meridiano 60° Est col Tropico del Cancro, infine segue il meridiano 20° Est, sino al Polo Sud.

ASSEGNAZIONI DELLE FREQUENZE

Banda di frequenza Mc/s	Regione 1 <sup>a</sup>	Regione 2 <sup>a</sup>	Regione 3 <sup>a</sup>
1800-2000		Amatori Stazioni fisse Stazioni mobili Eccetto mobili Aeronautici Radionavigazione	Amatori Stazioni fisse Stazioni mobili Eccetto mobili Aeronautici Radionavigazione
3500-3800	Amatori Stazioni fisse Stazioni mobili Eccetto mobili Aeronautici	Amatori Stazioni fisse Stazioni mobili Eccetto mobili Aeronautici	Amatori Stazioni fisse Stazioni mobili
3800-3900	Stazioni mobili Aeronautiche Stazioni fisse Stazioni mobili Terrestri	Amatori Stazioni fisse Stazioni mobili Eccetto mobili Aeronautici	Amatori Stazioni fisse Stazioni mobili
3900-3950 ..	Stazioni mobili Aeronautiche	Amatori Stazioni fisse Stazioni mobili Non aeronautiche	Stazioni mobili Aeronautiche Radiodiffusione
3950-4000	Radiodiffusione Stazioni fisse	Amatori Stazioni fisse Stazioni mobili Non aeronautiche	Radiodiffusione Stazioni fisse
7000-7100	Amatori	Amatori	Amatori
7100-7150	Amatori Radiodiffusione	Amatori	Radiodiffusione Amatori

Banda di frequenza Mc/s	Regione 1 <sup>a</sup>	Regione 2 <sup>a</sup>	Regione 3 <sup>a</sup>
7150-7300	Radiodiffusione	Amatori	Radiodiffusione
14000-14350	Amatori	Amatori	Amatori
21000-21450	Amatori	Amatori	Amatori
28000-29700	Amatori	Amatori	Amatori
Mc/s 50-54	Radiodiffusione	Amatori	Amatori
144-146 146-148	Amatori Stazioni mobili Aeronautiche	Amatori Amatori	Amatori Amatori
220-225	Radiouavigaz. Aerea	Amatori	Radionavigaz. Aerea
420-450	Amatori Radiouavigaz. Aerea	Amatori Radionavigaz. Aerea	Amatori Radionavigaz. Aerea
450-460	Amatori	Radionavigaz. Aerea	Radionavigaz. Aerea
1215-1300	Amatori	Amatori	Amatori
2300-2450	Amatori	Amatori	Amatori
33000-35000	Stazioni fisse Stazioni mobili Radionavigaz.	Amatori	Stazioni fisse Amatori Stazioni mobili Radionavigaz.
5650-5850 5850-5925	Amatori Stazioni fisse Stazioni mobili	Amatori Amatori	Amatori Stazioni fisse Stazioni mobili
10000-10500	Amatori	Amatori	Amatori

### *Linea B.*

La linea *B* parte dal Polo Nord, segue il meridiano 10° Ovest di Greenwich fino alla intersezione col parallelo 72° Nord, poi segue l'arco del grande cerchio fino al punto di intersezione del meridiano 50° Ovest e del parallelo 40° Nord ancora segue l'arco del grande cerchio fino al punto d'intersezione del meridiano 20° Ovest e del parallelo 10° Sud, infine del meridiano Ovest fino al Polo Sud.

### *Linea C:*

La linea *C* parte dal Polo Nord, segue l'arco del meridiano fino al punto di intersezione del parallelo 65°30' Nord col limite internazionale dello stretto di Bering, segue poi l'arco del grande cerchio fino al punto di intersezione del meridiano 165° est di Greenwich col parallelo 50° Nord, ancora segue l'arco del grande cerchio fino al punto d'intersezione del meridiano 170° Ovest e del parallelo 10° Nord fino alla intersezione col meridiano 120° Ovest, infine segue il meridiano 120° Ovest fino al Polo Sud.

La zona « Europa » è definita a Ovest dal limite Ovest della regione 1, a Est dal meridiano 40° Est di Greenwich e a Sud del parallelo 30° Nord, in maniera da includere la parte occidentale dell'URSS e i territori confinanti col Mediterraneo, ad eccezione delle parti dell'Arabia e dell'Arabia Saudita che si trovano compresi in questo settore.

La tabella alle pagg. 178 e 179 dà la ripartizione delle bande di frequenza tra i differenti servizi.

## ARTICOLO 13

### *Sezione 1: Interferenze generali*

Le trasmissioni inutili e le trasmissioni di segnali o di corrispondenze superflue sono vietate a tutte le stazioni.

Tutte le stazioni sono tenute a limitare la potenza irradiata, al minimo necessario per poter assicurare un servizio soddisfacente.

Per evitare interferenze:

— il luogo dove viene piazzato il trasmettitore deve essere scelto con cura particolare.

— l'irraggiamento nelle direzioni inutili deve, allorchè la natura del servizio lo permette, essere ridotto il più possibile, prendendo il massimo utile delle proprietà delle antenne direttive.

Tenuto conto tanto delle considerazioni pratiche e tecniche quanto della natura del servizio da assicurare, si deve far uso della classe di emissione occupante la banda di frequenza più stretta.

Se un trasmettitore produce interferenze nocive a causa della intensità delle sue armoniche, o di altre emissioni non essenziali, devono essere adottati provvedimenti speciali per eliminare tali disturbi nocivi.

#### *Sezione 2: Disturbi industriali*

Le Amministrazioni prendono tutte le misure pratiche necessarie perchè il funzionamento degli apparecchi ed installazioni elettriche di qualsiasi specie non possano causare disturbi dannosi ad un servizio radio elettrico espletato conformemente al presente regolamento.

#### *Sezione 3: Caso particolare di disturbo*

Salvo nel caso di emergenza, le comunicazioni tra stazioni navali o stazioni navali e aeronavali non devono interferire col lavoro delle stazioni costiere. Quando questo lavoro è così interferito, le stazioni navali o aeronavali che ne sono la causa, devono cessare le loro emissioni o cambiare frequenza, a richiesta della stazione costiera interessata.

#### *Sezione 4: Prove*

Prima di autorizzare esperimenti e prove ad una stazione, ciascuna Amministrazione prescrive, allo scopo di evitare inutili interferenze che siano prese tutte le precauzioni quali scelta della frequenza e dell'ora, riduzione e, se possibile, soppressione dell'irradiazione. Tutti i disturbi nocivi derivanti da prove ed esperimenti devono essere eliminati il più rapidamente possibile. I segnali di prova e di aggiustaggio devono essere scelti in maniera tale da non produrre confusione con altro segnale, od abbreviazione di significato particolare definito dal presente regolamento o dal codice internazionale di segnali.

#### *Sezione 5: Identificazione dei segnali*

La trasmissione dei segnali di cui non siano dati gli elementi per l'identificazione, è vietata a tutte le stazioni. Al fine di rendere più rapida possibile l'identificazione della stazione, le stazioni provviste di un nominativo devono, salvo che il presente regolamento non disponga altrimenti, trasmettere il loro nominativo nel corso delle loro emissioni, tanto frequentemente quanto è pratico e ragionevole fare.

Qualsiasi stazione che fa emissione per prove, regolaggi od esperienze, deve, nel corso di tali emissioni, trasmettere, in quanto sia possibile con lentezza il proprio nominativo di chiamate e, in caso di necessità, il suo nome, ad intervalli frequenti.

#### ARTICOLO 14 *Procedura contro i disturbi*

In caso di giustificata interferenza, l'Amministrazione del Paese, da cui dipende la stazione interferente o, in certi casi, l'ufficio centralizzatore di controllo, richiede l'aiuto di altre amministrazioni, uffici centralizzatori, o altre organizzazioni in vista dell'esecuzione di osservazioni e misure necessarie per l'identificazione della causa e la determinazione delle responsabilità del disturbo. Una volta determinata la causa e le caratteristiche del disturbo, l'Amministrazione o l'ufficio centralizzatore informa l'Amministrazione del Paese da cui dipende la stazione interferente, ovvero l'Ufficio centralizzatore di questo Paese, dando tutte le informazioni utili perchè questa Amministrazione o l'ufficio centralizzatore possa prendere tutte le misure necessarie per eliminare il disturbo.

L'Amministrazione da cui dipende la stazione d'ascolto dove è stata constatata l'interferenza o l'ufficio centralizzatore di questo Paese, possono ugualmente intervenire rispettivamente, presso la Amministrazione da cui dipende la stazione interferente o il suo ufficio centralizzatore.

Se l'interferenza persiste, malgrado i precedenti interventi, l'amministrazione da cui dipende la stazione d'ascolto che constata l'interferenza, possono inviare all'Amministrazione da cui dipende la stazione interferente un rapporto d'irregolarità o di infrazione.

Allorchè esiste una organizzazione internazionale per un servizio determinato, i rapporti d'irregolarità o d'infrazione relativi a disturbi, causati dalle stazioni di questo servizio, possono essere inviati a questa organizzazione allo stesso tempo che sono inviati all'amministrazione o all'ufficio centralizzatore interessato.

Se gli interferenti succitati non producono risultati soddisfacenti, l'amministrazione interessata trasmette la cartella del caso per informazione al Comitato Internazionale d'assegnamento delle frequenze.

Le infrazioni alla convenzione e al Regolamento delle radiocomunicazioni sono segnalate alle loro rispettive Amministrazioni dagli organismi di controllo, dalle stazioni o dagli ispettori che le rilevano.

Nel caso che una stazione commetta delle infrazioni gravi, le lamentele ad esse relative, devono essere fatte all'amministrazione del paese da cui dipende questa stazione dalle amministrazioni che le constatano.

Se una amministrazione viene a conoscenza di una infrazione alla Convenzione o ai regolamenti delle radiocomunicazioni, commesse in una stazione da esse autorizzata, fa un accertamento dei fatti, determina la responsabilità e adotta i provvedimenti necessari.



#### *ARTICOLO 15: Rapporto sulle infrazioni.*

Le infrazioni alla convenzione ed ai regolamenti delle radiocomunicazioni sono segnalate alle rispettive Amministrazioni dagli organi di controllo, le stazioni o gli ispettori che le constatano.

Nel caso che una stazione commetta delle infrazioni importanti, le segnalazioni relative devono essere fatte all'amministrazione del Paese da cui questa stazione dipende, dalle amministrazioni che le constatano.

Se una amministrazione viene a conoscenza di una infrazione alla Convenzione o ai regolamenti delle radiocomunicazioni commessa da una stazione compresa nella sua giurisdizione, essa constata i fatti, fissa le responsabilità e prende le misure necessarie.

#### *ARTICOLO 16: Scelta degli apparecchi*

La scelta degli apparecchi e dei dispositivi da impiegare nelle stazioni è libera, a condizione che il loro funzionamento e le loro emissioni soddisfino le condizioni stipulate dal presente Regolamento.

Tuttavia nei limiti compatibili con le considerazioni pratiche, la scelta degli apparecchi di emissione, di ricezione, ed i misura, deve ispirarsi ai più recenti progressi della tecnica, come quelli indicati nelle raccomandazioni del CCIR.

#### *ARTICOLO 17: Qualità delle emissioni*

Le stazioni devono conformarsi alle tolleranze di frequenza indicate nel presente regolamento. La larghezza di banda delle emissioni, il livello delle armoniche a frequenza radioelettrica e le emissioni non essenziali devono essere mantenuti al valore più basso permesso dallo stato della tecnica e dalla natura del servizio da assicurare.

Al fine di assicurare il rispetto del presente regolamento, le amministrazioni prendono le disposizioni necessarie perchè siano fatte frequenti misure sulle emissioni delle stazioni poste sotto la loro giurisdizione. La tecnica da applicare per queste misure deve essere conforme alle più recenti raccomandazioni del CCIR. Le amministrazioni devono cooperare per la ricerca e l'eliminazione delle interferenze utilizzando il metodo descritto nell'art. 18 e seguendo la procedura descritta nell'art.14.

#### *ARTICOLO 18: Controllo internazionale delle emissioni*

Le disposizioni dell'articolo precedente possono essere applicate grazie all'impiego delle stazioni di controllo. Queste stazioni possono essere operate da una amministrazione o da un ente pubblico o privato, riconosciuto dalla sua amministrazione, o da un servizio di controllo comune stabilito da due o più paesi, o da una organizzazione internazionale. Le amministrazioni si accordano nel coope-

rare per stabilire un sistema di controllo internazionale, e, nel limite possibile, per l'organizzazione degli altri controlli, sulla base delle raccomandazioni del Comitato Consultivo internazionale delle radiocomunicazioni (CCIR). Le stazioni di controllo succitate faranno parte di questo sistema. Provvisoriamente le amministrazioni effettuano, nella misura che stimano possibile, i controlli che possono essere loro richiesti dal Comitato Internazionale Assegnamento Frequenze (IFRB) e dalle altre amministrazioni membri dell'Unione, o da altre organizzazioni funzionanti nel quadro dell'Unione. I risultati di questi controlli sono inviati all'IFRB nello stesso tempo che all'amministrazione o alle organizzazioni direttamente interessate, in maniera tale che l'IFRB, possa prendere nota di questi risultati.

Nella misura considerata possibile dall'amministrazione interessata, tutte le stazioni di controllo di un paese o d'una organizzazione internazionale, corrispondono e trasmettono i loro risultati delle misurazioni a mezzo di un ufficio centralizzatore unico. Quando un tale ufficio esiste, esso riceve direttamente tutte le richieste di controllo emanate dall'IFRB o dagli altri uffici centralizzatori similari di altri paesi, o delle altre organizzazioni internazionali interessate. Esso trasmette similmente i risultati all'organismo che ha richiesto questo controllo, così come l'IFRB.

Le disposizioni di questo articolo non si applicano nel caso di accordi di controllo privato, conclusi con fini particolari di amministrazioni, organizzazioni internazionali o enti pubblici e privati. Dopo la pubblicazione da parte del CCIR di un avviso relativo alle norme tecniche del lavoro che devono essere applicate dalle differenti categorie di stazioni di controllo e dopo lo scadere dei limiti di tempo previsti in questo avviso per l'applicazione delle nuove norme tecniche, l'IFRB potrà riconoscere provvisoriamente queste norme tecniche come norme pratiche generali.

Sarà di pertinenza dell'amministrazione o delle organizzazioni internazionali il determinare se le loro stazioni di controllo soddisfano a queste norme tecniche. Esse notificheranno al Segretario Generale dell'Unione i nomi e le posizioni delle stazioni suscettibili di partecipare al servizio, così come gli indirizzi postali e telegrafici a cui le richieste di informazioni relative al controllo devono essere inviate, la notificazione dovrà comprendere una dichiarazione delle misure adottate da queste stazioni. Il Segretario Generale pubblicherà periodicamente una lista delle stazioni di controllo con le altre informazioni connesse così notificate, includendo una lista, delle norme in vigore riconosciute dall'IFRB. Allorchè i risultati forniti da una stazione di controllo paiono alla IFRB dubbiosi e insufficienti per i suoi scopi, l'IFRB ne avviserà, a mezzo del Segretario Generale del-

l'Unione, l'ammutisrazione e l'organizzazione internazionale interessata dando i dettagli necessari.

L'IPRB, tiene un registro dei risultati che le sono forniti dalle stazioni partecipanti al controllo internazionale. Per ciascuna serie di misure, essa mette in evidenza la precisione stimata che deriva dalle misurazioni eseguite dalla stazione di controllo.

L'IPRB, prepara periodicamente, con l'aiuto del Segretario Generale dell'Unione, che è incaricato di pubblicare dei sommari dei risultati dei controlli utili da lui ricevuti, aggiungendo una lista delle stazioni che hanno fornito questi risultati.

#### *ARTICOLO 19: Nominativi*

Tutte le stazioni destinate alla corrispondenza pubblica internazionale, tutte le stazioni di amatori e tutte le altre stazioni suscettibili di causare delle dannose interferenze al di fuori delle frontiere dei paesi da cui dipendono devono possedere dei nominativi di chiamata, presi dalla serie internazionale attribuita al loro paese secondo apposite tabelle.

Tuttavia non è obbligatorio attribuire nominativi di chiamata a stazioni che possono essere facilmente identificate in altre maniere e i cui segnali di identificazione o le caratteristiche d'emissione sono pubblicate da documenti internazionali.

Allorchè una stazione fissa impiega, nel servizio internazionale, più d'una frequenza, ciascuna frequenza è identificata da un nominativo di chiamata distinto, utilizzato unicamente per questa frequenza.

Quando una stazione di radiodiffusione impiega, nel servizio internazionale più di una frequenza, ciascuna è identificata o da un nominativo di chiamata distinto usato unicamente per queste frequenze, o da altri sistemi appropriati, quale l'annuncio del luogo geografico e della frequenza impiegata. Quando una stazione terrestre impiega più di una frequenza, le frequenze utilizzate possono, a titolo facoltativo, essere identificate da nominativi di chiamata distinti. Ogni paese sceglie i nominativi di chiamata delle sue stazioni nella serie internazionale che gli è attribuita e notifica al Segretario Generale dell'Unione i nominativi di chiamata che ha assegnato. Questa disposizione si applica nel caso di nominativi di chiamata assegnati a stazioni d'amatori o a stazioni sperimentali.

Il Segretario Generale dell'Unione si accerterà che uno stesso nominativo non sia assegnato più d'una volta e che non siano assegnati nominativi di chiamata che potrebbero essere confusi con segnali d'emergenza, o con altri segnali della stessa natura.

Serie di nominativi assegnati all'Italia: IAA - IZZ.

*Formazione dei nominativi:* i nominativi di chiamata delle serie internazionali sono formati come si è indicato qui di seguito, tenendo conto che, in certi casi la prima lettera è sostituita da un numero:

a) Stazioni terrestri e fisse: tre lettere o tre lettere seguite da non più di tre numeri (diversi da 0 e 1 in caso che seguano immediatamente una lettera). Le stazioni che impiegano la telefonia, possono usare come nominativo il nome geografico del luogo seguito se necessario da appropriate indicazioni (ad es. RADIO in caso di stazioni costiere). Tuttavia si raccomanda che, entro i limiti del possibile, le stazioni costiere e aeronautiche usino nominativi composti di tre lettere, o tre lettere seguite da un solo numero diverso da 0 e 1; in caso che le stazioni fisse usino nominativi formati da tre lettere seguite da due numeri (diversi da 0 e 1 se seguono immediatamente la lettera).

Le stazioni aeronautiche in telefonia possono usare per nominativo il nome dell'aeroporto o il nome geografico del posto come figura nella nomenclatura delle stazioni aeronautiche e avionautiche, seguite dalla parola TORRE o da altre parole appropriate.

b) Stazioni mobili navali: nominativo formato da 4 lettere, ovvero se la stazione lavora in telefonia, da due o tre lettere, seguite da quattro numeri (diversi da 0 e 1 se seguono immediatamente una lettera), o dal nome della nave, come appare nei documenti internazionali, preceduto se necessario, dal nome del proprietario.

c) Stazioni mobili aeronautiche, nominativo formato da cinque lettere, ovvero se la stazione lavora in telefonia, da una combinazione di caratteri corrispondenti alla targa d'immatricolazione ufficialmente attribuita all'aeronave.

d) Stazione su imbarcazione, zattera o altri mezzi di salvataggio: nominativo costituito dal nominativo della nave o aeronave base.

e) Stazioni mobili non navali o aeronavali: nominativo costituito da 4 lettere seguite da una sola cifra (diversa da 0 e 1) ovvero, se la stazione lavora in telefonia, da due o tre lettere seguite da quattro numeri (diversi da 0 e 1) o dall'indicazione dell'identità del veicolo o altre indicazioni appropriate.

f) Stazione d'amatori e stazioni sperimentali: una o due lettere e un solo numero (che non sia 0 o 1) seguiti da un gruppo di non più di tre lettere. Tuttavia l'interdizione per i numeri 0 e 1, non si applica per le stazioni d'amatore.

Nel servizio aeronautico mobile dopo che sia stata stabilita una comunicazione a mezzo del nominativo completo, la stazione aviomontata può usare, se non vi sia rischio di confusione, un nominativo abbreviato costituito:

In telegrafia, dal primo carattere e dalle due ultime lettere del nominativo completo di cinque lettere.

In telefonia, dall'abbreviazione del nome del proprietario dell'aeromobile (compagnia o privato) seguita dalle due ultime lettere del nominativo o dai due ultimi caratteri della targa di immatricolazione, o dal numero di riferimento del volo.

Queste disposizioni possono essere completate o modificate per accordi presi tra i paesi interessati.

Le 26 lettere dell'alfabeto, così come i numeri nei casi contemplati in conformità a quanto detto sopra, possono essere usati per formare i nominativi di chiamata. Sono escluse le lettere accentate.

Tuttavia non possono essere impiegate come nominativi di chiamata le combinazioni seguenti:

- a) combinazioni che potrebbero essere confuse con segnali d'emergenza o altri segnali della stessa natura.
- b) combinazioni riservate per abbreviazioni da usare nel servizio di radiocomunicazione.
- c) per le stazioni d'amatori, combinazioni comincianti con un numero e seguite dalle lettere O ovvero I.

Alcune combinazioni di quattro lettere comincianti con la lettera A, che sono utilizzate nella parte geografica del codice internazionale dei segnali, devono essere d'impiego limitato ai casi dove non possa sorgere alcun rischio di confusione.

I segnali distintivi attribuiti alle navi per le segnalazioni visuali e auditive devono, in generale, concordare con i nominativi di chiamata delle stazioni della nave.

Ciascun paese si riserva le sue misure d'identificazione per le stazioni che utilizza per la difesa nazionale, tuttavia deve impiegare, per quanto sia possibile nominativi di chiamata riconoscibili come tali e contenenti le lettere distintive della sua nazionalità.

#### *ARTICOLO 21: Segreto*

Le amministrazioni s'impegnano a prendere tutte le misure necessarie per proibire e reprimere:

- a) L'intercettazione, senza autorizzazione, di radiocomunicazioni che sono destinate all'uso generale del pubblico.
- b) La divulgazione del contenuto o semplicemente dell'esistenza, la pubblicazione o ogni altro uso, senza autorizzazione, delle informazioni di qualsiasi natura ottenute intercettando le radiocomunicazioni.

#### *ARTICOLO 22: Licenza*

Nessuna stazione trasmittente può essere impiantata, o esercitata da un privato da un ente qualsiasi senza licenza rilasciata dal Governo del paese da cui la stazione dipende.

Le stazioni mobili che hanno il loro porto d'attacco, in una colonia, un territorio sotto protettorato o mandato, un territorio d'oltremare, possono essere considerate, per quanto concerne l'emissione di licenze, come dipendenti dall'autorità di queste colonie, di questi territori o protettorati.

Il titolare di una licenza è tenuto ad osservare il segreto delle radiocomunicazioni, come previsto altrove in questo regolamento.

Inoltre la licenza stipula che, se la stazione comporta un ricevitore, è vietato captare le corrispondenze di radiocomunicazione che non siano quelle che è autorizzato a ricevere e che, nel caso che tali corrispondenze siano involontariamente ricevute, non debbano essere riprodotte né comunicate a terzi, né utilizzate per un qualunque fine, e la stessa loro esistenza non deve essere rivelata.

Allo scopo di facilitare la verifica delle licenze emesse a delle stazioni mobili, si aggiungerà, se necessario, al testo redatto nella lingua nazionale, una traduzione in una lingua largamente usata nelle relazioni internazionali.

Il Governo che emette una licenza a una stazione mobile, vi menziona i termini precisi i particolari segnaletici della stazione, ivi compresi il suo nome, nominativo di chiamata e la categoria, in cui è classificata, dal punto di vista della corrispondenza pubblica, così come le caratteristiche generali dell'installazione principale e, nel caso, l'installazione di soccorso.

#### *ARTICOLO 42: Stazioni d'amatori.*

Le radiocomunicazioni tra stazioni d'amatori di paesi differenti sono vietate se l'amministrazione di uno dei paesi interessati ha notificato la sua opposizione.

Le trasmissioni fra stazioni d'amatori di paesi differenti, quando sono permesse, devono effettuarsi in linguaggio chiaro ed essere limitate a messaggi di carattere tecnico riguardanti esperimenti e osservazioni di carattere puramente personale i quali a motivo della loro poca importanza, non giustificano che si faccia ricorso al servizio pubblico delle telecomunicazioni.

È assolutamente vietato far uso delle stazioni d'amatori per trasmettere comunicazioni internazionali provenienti o destinate a terze persone.

Le disposizioni che precedono possono tuttavia essere modificate mediante speciali accordi tra i Governi interessati.

Ogni persona che manipola gli apparecchi di una stazione d'amatore, deve aver dato prova che essa, è idonea alla trasmissione o al ricevimento a udito dei segnali del codice Morse. Le amministra-

zioni interessate possono non esigere tale requisito quando trattasi di stazioni che fanno esclusivamente uso di frequenze superiori ai 1000 Mc/s.

Le amministrazioni prendono i provvedimenti che ritengono necessari per verificare la capacità tecnica di chiunque debba manovrare gli apparecchi di una stazione di amatore.

La potenza massima delle stazioni d'amatori è fissata dalle amministrazioni interessate, tenendo conto delle qualità tecniche degli operatori e delle condizioni nelle quali dette stazioni devono lavorare.

Tutte le regole generali della Convenzione del presente Regolamento si applicano alle stazioni d'amatori. In particolare la frequenza emessa deve essere costante ed esente da armoniche quanto lo permettono lo stato della tecnica per stazioni di tal genere.

Durante le loro trasmissioni le stazioni d'amatori devono trasmettere il loro indicativo di chiamata a brevi intervalli.

## 15. COME OTTENERE LA LICENZA DI TRASMISSIONE

Per maggior chiarezza, riassumendo le disposizioni contenute nel Decreto che disciplina in Italia l'attività radiantistica, pubblichiamo le norme per ottenere la patente di radiooperatore e la licenza di trasmissione.

### *LA PATENTE DI RADIOOPERATORE*

Il Ministero P.P.TT. preposto al rilascio della patente di radiooperatore indice ogni anno due sessioni di esame: in maggio e in ottobre-novembre.

La domanda d'ammissione agli esami, stilata secondo il fac-simile pubblicato più sotto, può essere indirizzata in qualsiasi momento al Ministero P.P.TT. che provvede, con un certo anticipo sulla data fissata, a convocare gli interessati presso la Sede prescelta dai medesimi.

L'esame per il conseguimento della patente di radiooperatore consiste in una prova scritta di radiotecnica ed in una prova pratica di trasmissione e ricezione telegrafica in codice Morse, secondo il programma compreso nel Decreto P.R. 14 gennaio 1954, n. 598.

Della Commissione esaminatrice fa sempre parte un rappresentante dell'A.R.I.

Ecco il fac-simile della domanda d'ammissione agli esami per il conseguimento della patente di radio-operatore (su carta da bollo da L. 200).

*Ministero P.P.T.T. - Servizio Radio - Ufficio I — Roma.*

*Il sottoscritto ..... nato  
il ..... residente a ..... Via ....., al fine di  
ottenere la patente di radiooperatore di ..... (1) classe, chiede a  
codesto On.le Ministero di essere ammesso agli esami che si terranno  
presso il Circolo costruzioni TT di ..... (2).*

*Allega alla presente domanda:*

- 1) due fotografie di cui una legalizzata;
- 2) attestazione del versamento di L. 500 — tassa d'esame — sul c/c postale 1/206, intestato al Ministero P.P.T.T. Servizio Radio, Uf. I, Roma;
- 3) una marca da bollo da L. 100.

*Il sottoscritto si riserva di presentare tutti gli altri documenti di cui alle lettere a), b), c), d), g), h), i), n), o), delle norme in vigore, non appena conosciuto l'esito dell'esame allo scopo di ottenere il rilascio della licenza di trasmissione.*

*Con osservanza.*

*Data.....*

*Firma.....*

- (1) 1<sup>a</sup> classe ( 50 W L. 3.000) (40 caratteri al minuto grafia).
- 2<sup>a</sup> classe (150 W L. 4.000) (60 caratteri al minuto grafia).
- 3<sup>a</sup> classe (300 W L. 6.000) (80 caratteri al minuto grafia).

(2) Le sedi di Circolo Costruzioni TT, presso le quali possono essere sostenuti gli esami, sono le seguenti: Ancona, Bari, Bologna, Bolzano, Cagliari, Firenze, Genova, Messina, Milano, Napoli, Palermo, Reggio Calabria, Roma, Sulmona, Torino, Udine, Venezia, Verona.

## ESAME PER IL CONSEGUIMENTO DELLA PATENTE DI RADIOOPERATORE

Ecco i testi di alcune prove d'esame:

- 1) In che cosa consiste l'induzione elettromagnetica.
- 2) Perché nei collegamenti radio a grande distanza occorre impiegare le onde corte.
- 3) Quali sono le norme dell'art. 42 del « Regolamento Internazionale delle Radiocomunicazioni » concernente le stazioni di amatore.



\* \* \*

- 1) Effetti della corrente elettrica, calorifico, chimico, magnetico. Esporre brevemente le leggi che la governano e fare un esempio pratico di applicazione dei suddetti effetti.
- 2) 12 elementi uguali di accumulatori sono collegati in serie, ovvero in tre serie, in parallelo di 4 elementi ciascuna. Qual'è la differenza di potenziale e la capacità nei due casi?
- 3) 3 condensatori di 0,4-3 e 0,25 MF sono collegati in serie o in parallelo. Qual'è la capacità totale in ciascun caso.
- 4) Esporre chiaramente come in un triodo le variazioni del potenziale di griglia influiscono sulla corrente anodica.
- 5) Parlare delle correnti periodiche non sinusoidali. Armoniche.
- 6) Risouanza in serie. Coefficiente in sovratensione. Risouanza in parallelo.  
(Rispondere a tre domande a scelta).

\* \* \*

- 1) Principali caratteristiche costruttive ed elettriche dei radiorecettori.
- 2) Banda di frequenza fra 10 e 10.500 Mc/s assegnate ai radioamatori nelle Regioni 1, 2 e 3.
- 3) Abbreviazioni e codici impiegati nelle trasmissioni radioelettriche. Esempio di testo di trasmissione:

AKZRU FRECF FGHTB JUNGV KIVSX AZQCW DSRVC  
GUJHT HCFDS NJUYT CDERS WXCEQ GBNHF KILOU 56431  
JHYTE BGFPO JMLKG BYTRE DSAOJ NHYTG CFDOK JNKOY  
AZQRD BGFTD CFRTE 67541 JNLMD SOHZQ GITRX 89765  
BTAMO BHD MK GTBCF WOGJX FPOYR FRSKY QRSQT  
MLKAQ MGYSE XDUTY FREQJU GTDSA NYDES GTDLK  
FDONG.

Esempio di testo di ricezione:

BHGFA LKHJG UYTRE SGHKO TGBFR IJNHY ESTGW  
HUPML MLKJII POIUY VCXWA NBVFR SDVFR YHNUI  
VIIGRD YTREQ ASDRF GTBYH RFEDZ IJUIY TGRFD FVG  
BH KNKLF 26543 NJIUH LOKIJ CPGD 4598I FVGTR XSWDC  
FXGVH NKGSE 43218 FRCEX YBUHI INITR CTGVS TCRES  
UNTGF RDTRZ ONYVR CRXEA UHTVR NYVTD GVTEA  
OAHQN MAIGHT SKDJG.

I testi sono trasmessi o ricevuti nei seguenti tempi:

- per la 3<sup>a</sup> classe: in 3 minuti
- per la 2<sup>a</sup> classe: in 4 minuti
- per la 1<sup>a</sup> classe: in 6 minuti.

## LA LICENZA DI TRASMISSIONE

Dopo aver conseguito la patente di radiooperatore, l'aspirante radioamatore per poter detenere una stazione radiotrasmittente dovrà richiedere al Ministero PP.TT. la licenza di trasmissione.

Ecco il fac-simile della domanda (su carta da bollo da L. 200).  
*On.le Ministero PP.TT. - Servizio Radio - Ufficio I - Roma.*

*Il sottoscritto ..... nato .....  
il ..... residente a ..... Via ....., avendo  
conseguito all'esame sostenuto il ..... presso il Circolo Costruzioni  
TT di ..... la patente di radiooperatore di ..... (1) classe,  
chiede a codesto On.le Ministero la concessione della licenza di .....  
classe per l'impianto e l'esercizio della sua stazione di amatore, situ nella  
sua abitazione di via ..... ai sensi dell'art. 1 del Decreto  
Presidenziale 14-1-1954 n. 598.*

*Allega pertanto i seguenti documenti previsti dall'art. 1 delle norme  
in vigore:*

- a) certificato di nascita legalizzato;
- b) certificato di cittadinanza italiana legalizzato;
- c) certificato generale del casellario giudiziario legalizzato;
- d) certificato di buona condotta legalizzato;
- g) planimetria del luogo ove è (o sarà) installata la stazione;
- h) descrizione sommaria delle apparecchiature e dell'impianto con l'indicazione della potenza del trasmettitore già costruita o che si intende costruire);
- i) ricevuta dell'abbonamento alle radioaudizioni;
- u) ricevuta del versamento di L. .... (1) sul c/c postale 1/206 (intestato al Ministero PP.TT. Servizio Radio, Uf. 1, Roma) tassa di esercizio prevista per la ..... (1) classe.
- o) una marca da bollo da L. 100.

*Il sottoscritto dichiara che si atterrà alle norme di impianto ed esercizio emanate e da emanarsi da codesto On.le Ministero.*

*Con osservanza.*

*Data .....*

*Firma .....*

- (1) 1<sup>a</sup> classe ( 50 W L. 3.000) (40 caratteri al minuto grafia).  
2<sup>a</sup> classe (150 W L. 4.000) (60 caratteri al minuto grafia).  
3<sup>a</sup> classe (300 W L. 6.000) (80 caratteri al minuto grafia).

*Nota.* - La licenza di trasmissione viene rilasciata solo a chi abbia raggiunto il 18° anno di età. Sino al 21° anni di età gli aspiranti alla licenza di trasmissione devono presentare, unitamente agli altri documenti anche il certificato (legalizzato) di consenso e di assunzione delle responsabilità da parte del padre o chi ne fa le veci.

## LA LICENZA DI TRASMISSIONE E LA PATENTE DI RADIOOPERATORE CON ESONERO DAGLI ESAMI

Il Ministero P.P.T.T. si riserva la facoltà di esentare da uno o da tutte le prove d'esame coloro che sono in possesso dei requisiti ritenuti, a suo insindacabile giudizio, sufficienti per il rilascio della patente (art. 4, ultimo capoverso).

titolo puramente informativo si segnala che possono aspirare all'esonero coloro che sono in possesso del Brevetto Internazionale R.T. o di altri diplomi e certificati attestanti la conoscenza della telegrafia, gli appartenenti alle specializzazioni radio dell'esercito della marina e dell'aviazione, i grandi invalidi di guerra, infine tutti coloro che possono documentare di avere al loro attivo un lungo periodo di attività radiantistica. Ogni domanda dovrà essere accompagnata dalle copie autentiche o fotografiche dei documenti giustificanti la domanda stessa.

Ecco il fac-simile della domanda per il rilascio della licenza di trasmissione con esonero dagli esami di radio-operatore (su carta da bollo da L. 200).

*On.le Ministero P.P.T.T. - Servizio Radio - Ufficio 1 — Roma.*

*Il sottoscritto ..... nato .....  
il ..... residente a ..... in Via .....  
... fa istanza a codesto On.le Ministero affinché gli sia concessa la  
licenza definitiva di ..... (1) Classe per l'impianto e l'esercizio della  
sua stazione di amatore, situ nella sua abitazione in Via .....  
ai sensi dell'art. 1 del D.P. 14-1-1954 n. 598.*

*Contemporaneamente chiede che, ai sensi dell'ultimo capoverso dell'art. 4 delle norme allegate al Decreto stesso, gli sia concessa, senza esame la patente di (1) ..... classe di radiooperatore.*

*A giustificazione della sua richiesta egli fa presente che .... (esporre i titoli per cui si ritiene di poter ottenere l'esonero dall'esame) ed allega pertanto i seguenti documenti previsti dall'art. 1 delle norme in vigore:*

- a) certificato di nascita legalizzato;
- b) certificato di cittadinanza italiana legalizzato;
- c) certificato generale del casellario giudiziario legalizzato;
- d) certificato di buona condotta legalizzato;
- g) planimetria del luogo ove è installata la stazione;

- g) *descrizione sommaria delle apparecchiature e dell'impianto con l'indicazione della potenza del trasmettitore;*
- i) *ricevuta dell'abbonamento alle radioaudizioni;*
- l) *due fotografie di cui una legalizzata;*
- m) *ricevuta del versamento di L. 5000 sul c/c postale n. 1 206 intestato al Ministero PP.TT. Servizio Radio, Ufficio I, Roma.*
- n) *ricevuta del versamento di . . . . . (1) sul c/c postale n. 1,206, intestato al Ministero PP.TT. Servizio Radio, Ufficio I, Roma, tassa prevista per la classe . . . . . (1).*
- o) *due marche da bollo da L. 100.*

*A documentazione infine della sua richiesta d'esonero dagli esami per la patente di radioperatore, allega i seguenti altri documenti (elen-care i documenti presentati).*

*Il sottoscritto dichiara che si atterrà alle norme di impianto e di esercizio emanate o da emanarsi da codesto On.le Ministero.*

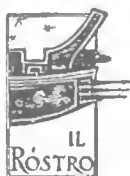
*Con osservanza.*

*Data . . . . .*

*Firma . . . . .*

- 1) 1<sup>a</sup> classe ( 50 W L. 3.000) (40 caratteri al minuto grafia).
- 2<sup>a</sup> classe (150 W L. 4.000) (60 caratteri al minuto grafia).
- 3<sup>a</sup> classe (300 W L. 6.000) (80 caratteri al minuto grafia)





**PREZZO L. 650**

**TRASMISSIONE E RICEZIONE DELLE ONDE CORTE E ULTRACORTE**

**R. WIGAND  
H. GROSSMANN**

**RICEZIONE  
DELLE  
ONDE  
ULTRACORTE**

**PARTE III  
VOL. 1°**



**EDITRICE**

**MILANO**





***TECNICA DELLA RICEZIONE***  
***delle O. U. C.***

1081

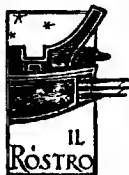
ROLF WIGAND

H. GROSSMANN

ONDE CORTE E ULTRACORTE

*parte terza - Vol. I<sup>o</sup>*

TECNICA DELLA RICEZIONE  
delle O. U. C.



EDITRICE

MILANO

1959

III

Titolo originale dell'opera  
**SENDEN UND EMPFANG**  
Kurzer und ultrakurzer Wellen  
Teil III - Ultrakurzwellen  
Band 1: UKW - Empfangstechnik  
ALBRECHT PHILLER - VERLAG, MINDEN (WESTF)  
Traduzione di **Piero Nucci**

*Tutti i diritti riservati alla  
Editrice il Rostro*

---

Tipografia Edizioni Tecniche - Via Baldo Degli Ubaldi, 6 - Milano

## I N D I C E

### *Prefazione.*

	Pag.
Cap. 1) Il significato pratico e il campo di applicazione delle onde U C . . . . .	1
Cap. 2) Le particolarità della tecnica della ricezione delle onde U C . . . . .	4
2-a) Circuiti oscillanti per onde U C . . . . .	4
2-b) Valvole per onde U C (Tecnica costruttiva)	21
2-c) Amplificazione per onde U C (Accoppiamento delle valvole col circuito) . . . . .	36
Cap. 3) Circuiti per la ricezione di segnali a modulazione di ampiezza e a modulazione di frequenza . .	41
3-I) Cosa si deve particolarmente curare nella costruzione di ricevitori per onde U C . .	41
3-II) Ricevitori a un solo circuito accordato .	49
3-IIa) a reazione regolabile . . . . .	49
3-IIb) a superreazione . . . . .	55
3-III) Ricevitori a cambiamento di frequenza .	64
3-IIIa) Stadio A F nella super per onde U C . .	64
3-IIIb) Problemi dello stadio mescolatore . . .	74
3-IIIc) Amplificatore A F e stadio mescolatore come converter . . . . .	84
3-IIId) L'amplificatore a frequenza intermedia nella super A M - F M . . . . .	86
3-IIIE) Lo stadio demodulatore nella super A M - F M, con particolare riferimento della modulazione di frequenza . . . . .	90
3-IIIf) Blocco per modulazione di frequenza di onde U C . . . . .	100

## ONDE CORTE E ULTRACORTE

La serie di 5 volumi è composta da:

- Parte I - Tecnica della ricezione (951)
- Parte II - Tecnica della trasmissione (1001)
- Parte III - Vol. 1° Ricezione delle onde ultracorte (1081)
- Parte III - Vol. 2° Trasmissione delle onde ultracorte (1082)
- Parte III - Vol. 3° Tecnica delle misure delle onde ultracorte (1084)

## P R E F A Z I O N E

Quando nel 1938 si stampò la 3<sup>a</sup> e la 4<sup>a</sup> edizione della parte « Onde Ultracorte », in Germania sperimentavano con queste onde U C alcuni scienziati e pochi dilettanti, che avevano solo questo campo per un lavoro serio o per un interesse sportivo.

La massima parte delle ricerche e degli sviluppi, però, specialmente per le onde decimetriche e centimetriche, era preclusa dal segreto militare; e i dilettanti avevano a disposizione solo la banda dei 10 m come la più lunga onda U C.

Il lavoro di ricerca fatto prima e durante la guerra e lo sviluppo di adeguate parti staccate, anzitutto delle valvole, dopo la guerra entrò in massa nel settore civile, come beni militari sia nazionali che esteri, giacchè questo settore mostrava un interesse sempre crescente al campo delle altissime frequenze, sino allora escluso.

I dilettanti tedeschi, dopo che fu promulgata la nuova legge sulla distribuzione delle frequenze, accistarono la nuova gamma assegnata sebbene in Germania finora l'onda più corta ammessa per loro sia solo di 2 m (144 MHz).

Intanto anche la massa dei radio ascoltatori, si è familiarizzata col concetto di onde ultracorte (o U C) con le trasmettenti a modulazione di frequenza. È venuta poi la TV, sempre nel campo delle onde U C. Dalle ricerche intense della guerra e del dopoguerra questa tecnica imprime il suo marchio sul nostro tempo così veloce, e affaccia richieste di uomini e di materiali quali mai finora si erano viste così alte. Per il tecnico che vuol tenersi al passo non c'è che una divisa: studiare ancora.

Il dilettante però, segnando la sua attività sportiva, nella nuova banda di frequenza, lo fa per il suo piacere; e questo gli basta.

Questo libretto serve per quelli che vogliono penetrare nella nuova interessante materia per puro piacere; vuol essere aiuto e consigliere. L'enorme varietà di campi rende necessario di approfondire solo quei campi che sono di particolare interesse per il dilettante e per il tecnico.

L'AUTORE





## CAPITOLO I

### 1) Il significato pratico e il campo di applicazione delle onde ultracorte

Ogni radioascoltatore ha in bocca l'espressione « Onde ultracorte (o UC) » e la collega a rappresentazioni più o meno precise in rapporto alla nuova gamma del suo ricevitore

Questo sviluppo u molto vigoroso in Germania, alla quale non bastavano le poche frequenze assegnate nel campo delle onde medie dalla ripartizione delle bande fatta a Copenhagen.

Una volta, diciamo nel 1923, quando non c'erano ancora le vere odierne onde corte, si chiamavano « corte » tutte le onde sotto i mille metri.

Nata la radio-diffusione questo nome fu riservato alle onde sotto i 200 m; oggi chiamiamo corte solo le onde comprese fra 100 e 10 m.

Intanto si vide che, al di sotto di un certo valore, le onde di questa gamma obbedivano a leggi apparentemente diverse da quelle delle onde meno corte. Al principio (anno 1926) si considerò valore di discriminazione l'onda di 15 m poi si scese a 10, chiamando ultracorte tutte le onde inferiori a questa lunghezza.

Infine, imparando a produrre onde sempre più corte, i radiotecnici distinsero le onde ultracorte in metriche ( $10 \div 1$  m) decimetriche ( $1 \div 0.1$  m) e centimetriche (da 10 a 1 cm).

Era tuttavia chiaro a priori che questa classificazione aveva un valore puramente di comodità pratica, e che non si pronunciava sulle caratteristiche di queste onde. Al contrario, non solo i modi di generare e ricevere questi vari gruppi di onde sconfinavano dall'una all'altra sottogamma, ma lo stesso avviene anche nella propagazione delle onde stesse.

Nell'ultima Conferenza Mondiale delle Comunicazioni ad Atlantic City è stata tuttavia fissata una nuova ripartizione, in relazione all'enorme sviluppo verificatosi in questo campo. Le varie sottogamme sono state indicate come segue:

VHF (very high frequency) frequenza altiss.: 30 ÷ 300 MHz  
(10 ÷ 1 m)

UHF (ultra high frequency) frequenza ultra-alta:  
300 ÷ 3.000 MHz (1 ÷ 0.1 m)

SHF (super high frequency) frequenza superalta:  
3.000 ÷ 30.000 MHz (10 ÷ 1 cm)

EHF (extremely high frequency) frequenza estrem. alta:  
30.000 ÷ 300.000 MHz (10 ÷ 1 mm)

Mentre le onde millimetriche a tutt'oggi sono prive di importanza quelle decimetriche e centimetriche si sono molto diffuse, anzitutto per scopi militari; ma anche nel campo civile non si potrebbe più farne a meno. Le onde metriche erano divenute usuali già prima della guerra, per vari scopi; così la prima TV tedesca lavorava su 7 m mentre i dilettanti impegnavano la banda di 5 m.

Riassumiamo in tabella le destinazioni delle varie lunghezze di onda:

Le onde metriche, decimetriche e centimetriche sono già tanto impiegate nei servizi tecnici che è stato necessario fissare questa ripartizione.

TABELLA N° 1

VHF 30 a 300 MHz 10 a 1 m	31,7 a 41	41 MHz 68 »	Servizi fissi generali Radiodiffusione e TV (7,31 a 4,41 m)	
	70 » 75,2	72,8 » 78 »	} Servizi fissi generali	
	80 » 85	83 » 88 »		
	87,5 »	88 »		
	88 » 144	100 » 146 »	} Radiodiffusione (RD) (3,40 a 3 m)	
	156 » 174	174 » 216 »	Dilettanti (2,08 a 2,05 m)	
	174 » 235	216 » 328,6 »	Servizi fissi generali RD, TV (1,72 a 1,39 m)	
			Servizi fissi generali	
	UHF 300 a 3000 MHz (1 a 0,1 m)	335,4 a 420	420 MHz 460 »	Servizi fissi generali Servizi dell'aviaz. ci- vile e dilettanti (75,42 a 6,21 cm)
		460 » 470	470 » 585 »	Servizi fissi generali
470 » 610		585 » 960 »	Radiodiffusione e TV Radiodiffusione e TV (49,18 a 31,25 cm)	
1215 »		1300 »	Dilettanti (24,7 a 23 cm)	
1700 » 2300		2300 » 2450 »	Servizi fissi generli Dilettanti (13 a 12,24 cm)	
2300 » 2450		2450 » 2700 »	Servizi fissi generali	
3000 a 30000 MHz SHF (10 a 1 cm)		3300 » 4400	4200 » 5000 »	Servizi fissi Servizi fissi generali
		4400 » 5600	5000 » 5850 »	Dilettanti (5,30 a 5,12 cm)
			Servizi fissi generali	
	5850 » 10000	8500 » 10500 »	Dilettanti (3 a 2,857)	

N. B. — Servizi fissi generali sono ponti radio per telefonia a più canali, radiodiffusione a onde U C e televisione.

## CAPITOLO II

### 2) Le particolarità della tecnica della ricezione delle onde U C

#### 2a) Circuiti oscillanti per onde U C

Mentre nella gamma di onde fra 10 e 2 m le bobine e i condensatori del circuito oscillante, sebbene più piccole, si presentano ancora secondo caratteristiche note, al di sotto di un metro diventano necessari altri dispositivi per ottenere le sovratensioni di risonanza e l'attitudine a oscillare.

Gli elementi del circuito oscillante a costanti concentrate trovano già il loro limite naturale quando la bobina si riduce a una sola spira di filo e la capacità del circuito è solo quella interelettrodica delle valvole e quella dei collegamenti.

La resistenza di risonanza e il fattore di merito si riducono fortemente col numero delle spire sicchè, per realizzare sufficienti sovratensioni di risonanza, già nel campo da 3 a 2 m si passa a circuiti a induttanza e capacità *distribuite*, che danno luogo a maggiori resistenze di risonanza; esse si usano soprattutto nei circuiti delle valvole, nei circuiti a sfera e a cilindro. Infine per onde decimetriche si usano elementi di risonanza a cavità.

Pertanto è problematico indicare dati precisi per il dimensionamento dei circuiti per 2-3 m giacchè piccole varianti nella realizzazione, l'adozione di valvole diverse, anzi persino la sostituzione di una valvola vecchia, e le tolleranze delle parti staccate che si trovano in commercio possono portare a grandi differenze nelle capacità del circuito.

Poichè le inevitabili capacità di dispersione rappresentano una parte considerevole della capacità totale del circuito oscillante, già variazioni relativamente piccole possono produrre scarti notevoli della frequenza. Parimenti, differenza di lunghezza dei conduttori di collegamento portano con sè diversità nell'autoinduzione, sicchè i valori indicati nella tabella che segue sono solo approssimativi; la taratura definitiva sarà fatta ad apparecchio finito con i metodi di misura che vedremo.

TABELLA n. 2 — Valori dell'autoinduzione per capacità comprese fra 4 e 18 pF e per onde di 2 m e 3 m.

CAPACITÀ (pF)	AUTOINDUZIONE ( $\mu$ H)	
	gamma di 2 m	gamma di 3 m
4	0,28	0,63
6	0,185	0,42
8	0,14	0,31
10	0,11	0,25
12	0,094	0,21
14	0,081	0,18
16	0,07	0,16
18	0,063	0,14

Il calcolo dell'autoinduzione in numero di spire, per un dato sostegno e un dato diametro del filo, si fa secondo l'abaco di fig. 6 nella I parte: *Tecnica della ricezione*.

Le bobine per le gamme 2 m e 3 m, essendo fatte con filo o tubo di diametro maggiore di quelle per onde più lunghe, sono preferibilmente senza supporto, salvo i casi in cui

si richiede una elevata stabilità meccanica, cioè nei circuiti degli oscillatori dai quali dipende la frequenza trasmessa. Vanno molto bene i supporti ceramici con l'avvolgimento in argento depositato direttamente sul supporto, come si vedono in fig. 1.

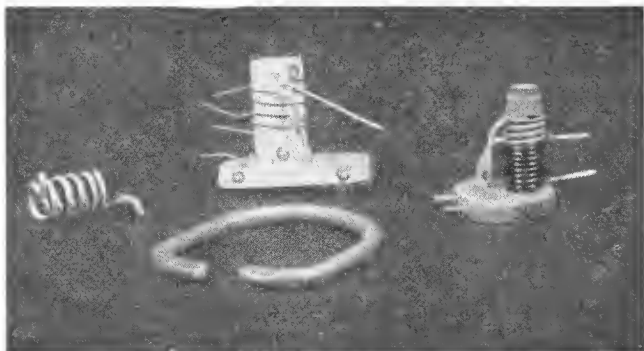


Fig. 1 - Bobine per onde U C. A sinistra: bobine in aria, in filo di rame argentato da 2 mm; al centro, sopra: sostegno ceramico con avvolgimento in deposito di argento; al centro, sotto: una spira di tubo di rame argentato da 5 mm; a destra: una bobina per onde U C in polistirolo, con nucleo in polveri di ferro, per l'accordo (Gorler, F312).

Le bobine in aria non si fanno mai di diametro inferiore ai 2 mm, affinché abbiano una sufficiente rigidezza. Inoltre, per l'effetto pelle, bisogna dare una grande superficie conduttrice onde realizzare elevati fattori di merito delle bobine.

Questi scopi possono realizzarsi con nastri metallici, o con spire intagliate o stampate da una lamiera di rame e con poi saldate una all'altra.

Per queste frequenze la profondità di penetrazione della corrente A F è di circa 0.001 mm; pertanto è già sufficiente

un'argentatura commerciale dei conduttori. Bisogna però badare che le superfici argentate tendono ad annerirsi, in un tempo più o meno lungo, per la trasformazione in solfuro d'argento, a causa dello zolfo che si trova in tracce nell'aria. Questo solfuro non è buon conduttore; alla lunga il conduttore argentato diventa inferiore a quello non argentato. Pertanto bisognerebbe proteggere dall'aria questi conduttori argentati, a mezzo di sottili strati di vernici o di cere.

Ancora qualche avvertimento per la costruzione e la taratura delle bobine. Si avvolgono le bobine in aria a spire serrate su una spina del diametro voluto, abbondando un poco nella lunghezza; successivamente, nella taratura, si toglierà la parte eccedente.

Poichè una bobina, per dare i migliori risultati, deve avere il diametro eguale circa alla lunghezza, l'avvolgimento deve avere un certo allungamento, che si realizza praticamente tirando e allontanando le spire dopo aver eseguito l'avvolgimento. Invece avvolgendo le spire su un supporto conviene avvolgere due fili in spire serrate e poi svolgere uno dei due. Per queste bobine si raccomanda un fissaggio a mezzo di vernice di trolitul (sciolto nel benzolo) per evitare successivi spostamenti.

Gli avvolgimenti su sostegni (come abbiamo già accennato nel vol. I) possono essere portati in taratura, quando è necessario un esatto valore della  $L$ , o a mezzo di un disco di assorbimento (che riduce la  $L$ ) o con un nucleo magnetico (che la accresce).

Nel primo caso, per non incidere troppo sul fattore di merito della bobina, occorre che il margine di taratura venga percorso col solo avvicinamento del disco alla bobina, senza immergervelo. Lo stesso possiamo dire anche per i nuclei magnetici, anche se si adottino nuclei cosiddetti per onde U C, che sono costituiti da una polvere particolarmente fine, annegata in un legante plastico.

Per accertare se la  $L$  di una bobina deve essere ridotta o aumentata ci si può preparare un attrezzo costituito da una sbarretta isolante che porta a una estremità una banderuola di rame o di alluminio, di assorbimento, e all'altra un nu-

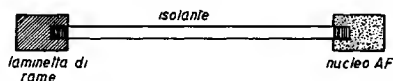


Fig. 2 - Sbarretta di prova per l'accordo.

cleo di ferro (v. fig. 2). Avvicinando l'uno o l'altro si può subito decidere se aumentare o svolgere delle spire e se la  $L$  deve essere aumentata o diminuita.

Nei circuiti oscillanti per onde U C si può risparmiare il condensatore variabile di accordo, piuttosto costoso; soprattutto se la variazione di frequenza richiesta per l'accordo è piccola (gamme ristrette) si è diffuso l'accordo per variazione dell'autoinduzione.

Anche per questo scopo la variazione può ottenersi per assorbimento o con nucleo magnetico. Nel primo caso si può usare un dispositivo americano, detto « ghigliottina », che descriviamo:

La bobina è costituita da due spire, stampate da una lamiera di rame, disposte parallelamente e collegate una all'altra con un conduttore saldato. In fig. 3 a destra si vedono le due spire quadre, collegate.

Esse sono fissate a un blocco in polistirolo; fra le due si può far scendere più o meno una lamiera assorbente. In fig. 3 a destra si vedono le tacche (nei blocchi isolanti) in cui si incastrano i codoli delle due spire; nonchè la scanalatura



in cui scorre l'assorbitore a ghigliottina. Dando a questo una forma opportuna si può avere una curva di accordo quasi lineare.

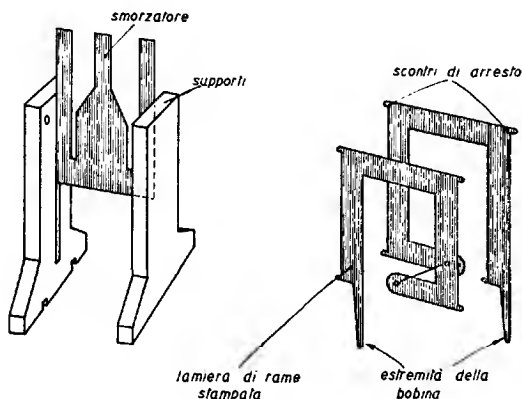


Fig. 3 - Bobina variabile a ghigliottina.

L'accordo a nucleo magnetico si usa talora anche in ricevitori di pregio.

La ditta J.K. Görler di Berlino costruisce queste bobine in un complesso molto ben studiato che si vede in fig. 66 e che è descritto all'ultima pagina del presente volume.

Stabilendo la capacità del circuito non bisogna dimenticare che una buona parte di essa è dovuta alla capacità interelettrodica della valvola e a quella dei collegamenti. In tabella a pag. 40 sono elencate le capacità di entrata e di uscita di varie valvole di uso comune.

Per avere un ampio campo di variazione della frequenza sul variabile bisogna osservare la condizione che il rapporto

fra capacità massima e minima corrisponda alla radice quadrata della gamma voluta di variazione della frequenza. I condensatori variabili per onde U C hanno una capacità residua; si possono usare condensatori a *nastro* purchè i contatti siano ampi, al fine di non aumentare l'autoinduzione. Però oggi si usano essenzialmente condensatori rotanti senza contatti striscianti, noti come condensatori « split stator » (a due statori) o condensatori a farfalla (v. fig. 4).

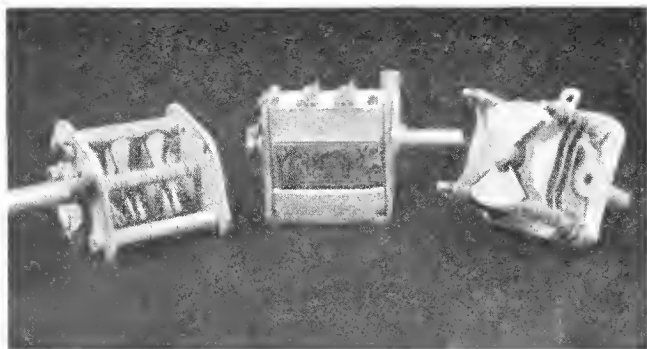


Fig. 4 - Variabili per onde  $\dot{C}$  U. A sinistra: a due statori, split-stator (tipo commerciale); al centro: a due statori da 12 pF (della NSF Nürnberg, n. 270); a destra: condensatore a farfalla (Hopt, Schorzingen,  $2 \times 8$  pF).

Qualunque variabile a rotazione si può usare come « split stator » utilizzando i due blocchetti statorici di lamelle come punti di prelievo dell'A F.

E' essenziale la bontà dei contatti e la rigidità meccanica del condensatore.

Le piastre dovrebbero essere argentate e gli assi esser costituiti in materiale ceramico, o almeno si dovrebbe prolungare l'asse con un tondino ceramico.

Se invece l'accordo si fa per variazione di induttanza e la capacità è fissa, si sceglierà per questa un condensatore fisso o un trimmer di alta qualità. Ottimi sono i trimmer in aria della Philips, a introduzione ( $3 \div 30$  pF) e i trimmer a vite micrometrica.

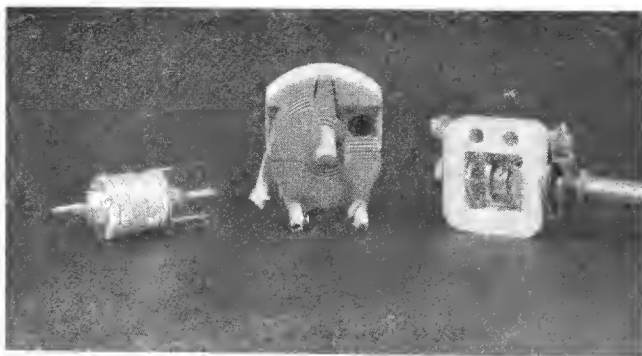


Fig. 5 - Trimmer in aria per onde U C; a sinistra, trimmer Philips  $3 \div 30$  pF, assiale; al centro, trimmer Philips a rotazione; a destra: trimmer ad avanzamento micrometrico.

Si può costruire i trimmer anche da sè, dedicando però particolari cure al lato meccanico. Si possono anche preparare trimmer a filo, in modo assai semplice.

Si prende un filo di rame di due mm circa, verniciato in trolitul e che serve da supporto; e vi si avvolge sopra uno strato di spire fatte con filo piuttosto sottile, isolato in seta o in cotone, fino a realizzare la capacità voluta. E' facile effettuare una correzione, sempre necessaria, svolgendo qualche spira.

Naturalmente si possono adoperare i noti trimmer a disco, in ceramica argentata; anche qui bisogna badare alla trasformazione dell'argento in solfuro.

Se si vuole costituire un circuito di alta qualità con nucleo di polveri di ferro, una parte dell'autoinduzione dovrà esser variabile per realizzare una certa variazione di frequenza. Se la capacità è fissa, la gamma di frequenza coperta è relativamente piccola. In fig. 6 si vede che un terzo

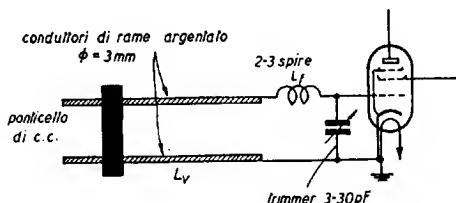


Fig. 6 - Accordo per piccole variazioni di frequenza, col metodo dei fili paralleli (di Lecher).

(circa) della  $L$  è costituito da una coppia di fili paralleli; la variazione di frequenza si realizza spostando il ponticello.  $L_f$  è di circa tre spire per la banda FM dei dilettanti; è di due spire per la banda di 2 m. La capacità si realizza con un trimmer assiale Philips.

Si può pensare di realizzare l'intera autoinduzione con la coppia di fili; questo consentirebbe una maggior campo di variazione; ma il rapporto  $L/C$  diverrebbe sempre peggiore, con l'avvicinarsi del ponticello alla valvola; la bobina stabilisce così la frequenza massima; la minima si realizza invece portando il ponticello all'entrata della coppia di fili.

Nelle onde decimetriche però, è proprio così che si fa; qui tutta la capacità è costituita dalle capacità interelettriche.

Se occorre abbracciare una maggiore gamma si può fare variabile anche il condensatore (Fig. 7). Anche in questo caso è  $L_v$  che determina la frequenza minima, mentre la capacità residua di  $C_v$  stabilisce la frequenza massima raggiungibile.

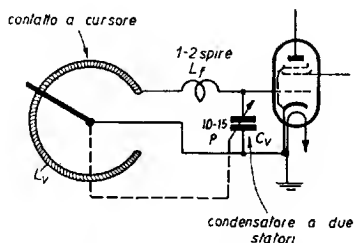


Fig. 7 - Accordo per variazioni maggiori di frequenza, agendo contemporaneamente su  $L$  e  $C$ .

$L_v$  e  $C_v$  devono essere sullo stesso asse in modo che alla minima  $L_v$  corrisponda anche la minima  $C_v$ . Il contatto strisciante deve essere di qualità ottima per non dar luogo a intollerabili rumori; il contatto fisso e quello mobile debbono essere entrambi ampi, e argentati; la pressione deve essere regolata esattamente.

La massima frequenza trova un limite naturale quando  $L$  è costituita da una sola spira e  $C$  dalla capacità interelettrica; ma l'impedenza di risonanza diviene bassa e la sovratensione di risonanza è poca cosa. E' interessante vedere su quali valori dell'impedenza si può contare nel campo di  $75 \div 150$  MHz. Essa è data dalla:

$$Z = \frac{L}{CR}$$

in cui  $L$  e  $C$  sono l'induttanza e la capacità complessiva e

in  $R$  sono raccolte tutte le perdite del circuito. Alle maggiori frequenze  $Z$  diminuisce già perchè  $L$  diviene sempre più piccola; ma la  $Z$  peggiora ulteriormente per il crescere delle perdite proprie del circuito, che dipendono dalla resistenza effettiva in  $A F$  della bobina e dalle perdite dielettriche del condensatore. Di qui la necessità di adottare dielettrici a bassa perdita.

Nella tabella 1 della II parte sono elencati gli isolanti più noti, con l'angolo di perdita riferito a 1 MHz. Occorre adottare quelli a piccolo angolo di perdita, come le ceramiche Rosalt 15, Tempa S e R, Diacond O e i polistiroli organici (Trolitul ecc.). Quando è possibile, l'isolamento in aria è sempre quello che dà minime perdite dielettriche.

Non si può praticamente calcolare la resistenza di risonanza perchè non si può valutare la grandezza delle perdite; non c'è che da misurare detta resistenza.

Sui 3 m si raggiungono ancora impedenze (o resistenze) di 900  $\Omega$ , che a 2 m scendono già alla metà; per le onde decimetriche non si superano le centinaia di ohm.

Al contrario, il fattore di merito  $Q$  (da cui dipende l'acutezza di sintonia) è molto buono. Esso è dato da  $Q = \frac{2\pi fL}{R}$ .

Al crescere della frequenza  $L$  si riduce come  $R$  sicchè  $Q$  resta, entro certi limiti, indipendente dalla frequenza. Mediamente la  $Q$  è di circa 40, ciò che dà ancora una buona acutezza di risonanza.

Nel campo delle onde decimetriche usando una  $L$  e una  $C$  concentrata si avrebbero perdite enormi; si ricorre quindi a induttanze e capacità distribuite. Questa espressione fa capire che la  $L$  e la  $C$  non sono più nettamente distinte. Riferiamoci alle figure per comprendere la distribuzione dei campi.

In fig. 8 si vede un circuito costituito da una sola spira.

Le linee di forza elettrica, (cioè la capacità) si addensano alle estremità della spira; le linee di campo magnetico circondano invece il conduttore.

Si può ragionare fisicamente nello stesso modo per tutti i circuiti a costanti distribuite (figg. 9 e 10). Se infatti si

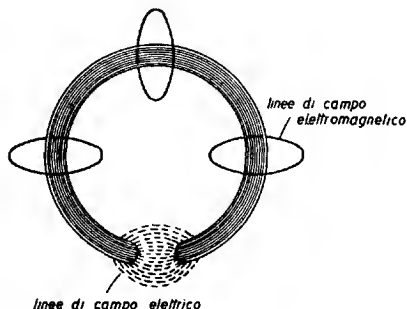
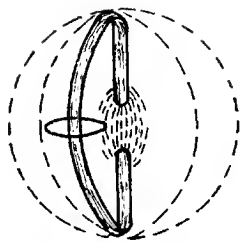


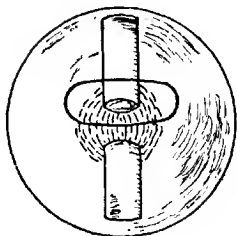
Fig. 8 - Campo elettrico e magnetico di un circuito oscillante costituito da una sola spira.

pensa a una spira semicircolare, semichiusa su un diametro, e si immagina di farla ruotare attorno a quel diametro descrivendo una sfera, il campo elettrico si concentra al centro della sfera e quello magnetico lo circonda. Al limite, accorciando fino a zero i due semidiametri si ha la configurazione di campo mostrata in fig. 9c; risulta uno spazio sferico cavo; nelle onde centimetriche ci si serve spesso di questi dispositivi.

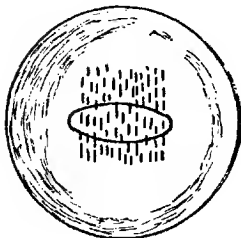
Analogamente da un circuito rettangolare (10a) si giunge a un risonatore cavo cilindrico.



a)

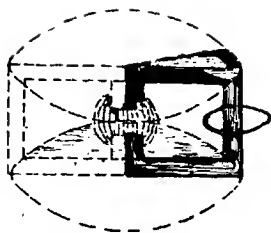


b)

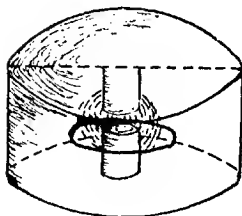


c)

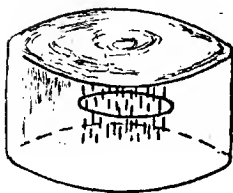
Fig. 9 - Formazione di un circuito sferico in uno spazio cavo.



a)



b)



c)

Fig. 10 - Formazione di un circuito « cilindrico » e di uno spazio a cilindro cavo.



Aprendo invece la spira di fig. 8 pag. 15 fino a renderla rettilinea si ha la distribuzione uniforme del campo elettrico e magnetico mostrata in fig. 11.

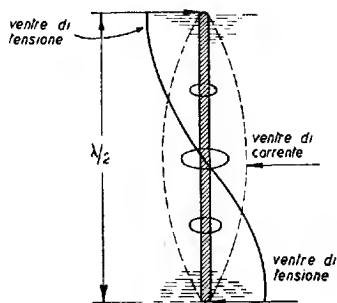


Fig. 11 - Distribuzione del campo elettrico e magnetico di un conduttore rettilineo, oscillante su mezza onda.

Il campo elettrico e il campo magnetico sono distribuiti uniformemente sul conduttore raddrizzato. Mentre la spira è da considerarsi come un circuito chiuso, il tratto rettilineo ha le caratteristiche di un circuito aperto, a induttanza e capacità distribuite lungo l'intera lunghezza. E poichè un circuito aperto irradia fortemente, esso costituisce la più semplice forma di antenna, accordata su mezza lunghezza d'onda.

Collocando vicini e paralleli due conduttori rettilinei del genere si ha il noto doppino o coppia di fili di Lecher, sulla quale pure si formano onde stazionarie e che perciò pure irradia fortemente; però ciò avviene solo quando il doppino sia accordato sulla frequenza di alimentazione come circuito risonante in parallelo, ciò che si realizza spostando un ponticello fra i due fili.

Pensiamo al cilindro che si genera tenendo fermo uno dei fili, come asse, e facendogli rotare attorno l'altro; si realizza così una coppia di fili di Lecher concentrica, o cavo coassiale, se un estremo è chiuso in corto circuito.

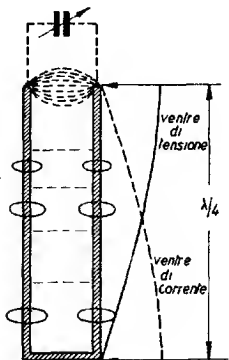


Fig. 12 - Fili di Lecher funzionanti come circuito risonante in parallelo.

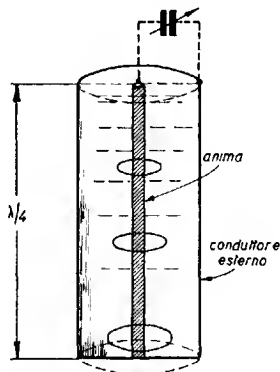


Fig. 13 - Linea di Lecher concentrica (cavo coassiale).

Data però la forma concentrica, non si ha radiazione (se non dall'estremità aperta); l'attenuazione è quindi bassa, e la impedenza di risonanza è elevata.

Questo dispositivo si chiama anche circuito tubolare e deve, come i fili di Lecher, essere accordato sulla frequenza di alimentazione.

Praticamente questi circuiti lavorano circa su un quarto d'onda; si può però ridurre l'ingombro, in lunghezza, caricandoli con un condensatore di accordo.

Nel 2° volume (tecnica della trasmissione delle onde UC)

ritroveremo questi circuiti risonanti; là verranno date notizie pratiche sul proporzionamento e sull'accoppiamento.

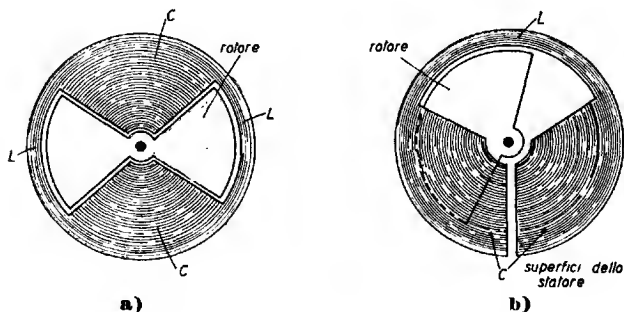


Fig. 14 - Circuiti a farfalla: a) simmetrico; b) dissimmetrico.

Per le onde decimetriche si usano altri due tipi di circuiti oscillanti a costanti distribuite, che hanno il pregio di permettere grandi variazioni di frequenza: il circuito a farfalla (fig. 14) e il recentissimo circuito a cilindro (fig. 15).

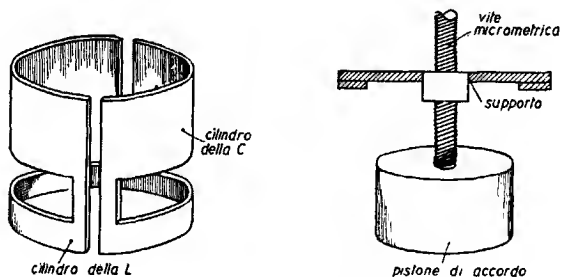


Fig. 15 - Circuiti a cilindro.

Il dispositivo a farfalla è la combinazione di un semplice condensatore a lamina (come si vede bene, soprattutto nella forma asimmetrica di fig. 14*b*) e di una spira; questa è conformata come una larga superficie che costituisce l'armatura di statore del variabile.

Se il rotore si trova in posizione tale da esser coperto dalle due superfici si ha la massima capacità ma anche la massima autoinduzione.

Nel caso opposto, il bordo circolare del rotore è fronteggiato dalla induttanza effettiva, che viene così chiusa capacitivamente in corto circuito; contemporaneamente si ha la minima capacità, giacchè in questa posizione essa è formata solo dalla sottile fenditura tra le due piastre statoriche.

Dunque  $L$  e  $C$  aumentano o diminuiscono insieme, cosicchè il rapporto  $L/C$  e la resistenza di risonanza restano praticamente costanti.

In fig. 14*a*) si vede il dispositivo a farfalla simmetrico (a cui il circuito deve il suo nome); la posizione del rotore corrisponde a capacità e induttanza minima e quindi alla massima frequenza di risonanza.

Un circuito analogo alla farfalla dissimetrica, cilindrico anzichè piano, si vede in fig. 15; i due semicilindri  $C$  costituiscono la capacità; sono collegati a una estremità da un anello chiuso e basso che costituisce la  $L$ .

Come nel circuito simmetrico a farfalla la variazione di  $L$  e  $C$  si realizza con la rotazione del pezzo semicircolare qui si ottiene lo scopo con uno stantuffo che avanza metricamente nel cilindro, a breve distanza da esso.

Quando lo stantuffo (che è alto quanto i due semicilindri) si trova di fronte a questi, si ha il massimo di capacità e di induttanza; quando esso avanza verso il cerchio della  $L$ , diminuiscono tanto  $L$  quanto  $C$  giacchè  $L$  risulta shuntato capacitivamente.

Nelle gamme delle onde centimetriche trovano applicazione risonatori cavi, a forma circolare o rettangolare.

## 2b) Valvole per onde U C

(tecnica costruttiva)

Guardando indietro allo sviluppo delle valvole elettroniche avvenuto negli ultimi quindici anni e confrontando i tipi successivamente messi sul mercato colpisce intanto, guardando solo dall'esterno, la riduzione delle dimensioni. Si vede chiaro in che direzione ha agito il progresso delle valvole e anche quale processo faticoso è stato compiuto per venire incontro alle esigenze della tecnica delle onde U C.

A quali caratteristiche deve soddisfare una valvola per poter rispondere ai compiti che le onde U C le richiedono?

A colpo d'occhio si vede, dalla riduzione delle dimensioni, che il progresso ha richiesto un graduale impiccolimento degli elettrodi, per diminuire le capacità interelettrodiche e l'induttanza dei conduttori, relativamente alte, che limitano l'amplificazione alle più alte frequenze.

In fig. 16 vediamo la capacità fra griglia e catodo,  $C_{gk}$ , fra griglia e anodo,  $C_{ga}$ , e fra anodo e catodo  $C_{ak}$ ; e l'induttanza dei conduttori che vanno rispettivamente al catodo ( $L_k$ ) alla griglia ( $L_g$ ) e all'anodo ( $L_a$ ).

Tutti questi hanno un certo effetto, solitamente di attenuazione, quando si va nella gamma delle onde U C.

E' opportuno quindi esaminare un pò a fondo queste influenze, pur nei limiti della presente trattazione, anzitutto per familiarizzarci con le esigenze che si pongono alla tecnica costruttiva delle valvole prima di entrare nella teoria dell'amplificazione a onde U C la quale, insieme al problema

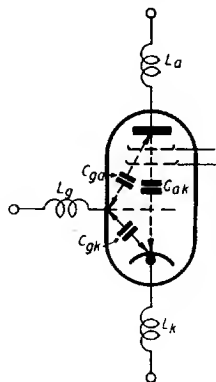


Fig. 16 - Capacità interelettrodica e induttanza dei collegamenti delle valvole

della sensibilità, costituisce l'essenza della ricezione delle onde U C.

Con un sufficiente numero di valvole non c'è alcuna difficoltà a raggiungere l'amplificazione desiderata. L'amplificazione di un pentodo è data dal prodotto  $S \cdot R_a$  dove  $S$  è la conduttanza mutua (mA/volt) o trasconduttanza e  $R_a$  la resistenza anodica esterna di carico.

Nell'amplificazione A F la resistenza di carico è costituita da un circuito a risonanza in parallelo; e poichè nelle onde U C la resistenza di un tal circuito è bassa, per il piccolo numero di spire della bobina, si debbono usare più stadi e più valvole onde raggiungere l'amplificazione necessaria.

Pertanto l'amplificazione necessaria si raggiunge sempre, anche se essa è più costosa che per le onde meno corte; il numero di stadi però, si riduce fortemente usando valvole a grande trasconduttanza. Il vero problema della ricezione delle onde UC comincia dove comincia e finisce l'amplificazione utilizzabile, a causa del disturbo. Facciamo un paragone. Accendiamo una super per onde medie, con sufficiente amplificazione A F e I F, ma staccata dall'antenna e dalla terra.

Dando il pieno volume e girando il variabile si sente un disturbo o crepitio caratteristico, che aumenta sempre più quando ci avviciniamo alle onde più corte. Ma il disturbo si abbassa decisamente se ci accordiamo su un trasmettitore la cui intensità di campo, al ricevitore, è maggiore del disturbo proprio di questo; accordandoci sulla stazione locale, il disturbo addirittura scompare.

Il disturbo aumenta se eliminiamo la valvola preamplificatrice A F sicchè l'amplificazione A F cominci al mescolatore.

Se rimettiamo a posto la valvola preamplificatrice il disturbo si riduce sebbene, aumentando il numero comples-

sivo delle valvole, l'amplificazione sia aumentata. Guardando i dati della preamplificatrice rileviamo che questa è una valvola a basso disturbo proprio; il fattore di disturbo è assai più piccolo di quello del mescolatore, e può giungere fino a 1/100 di questo.

Poichè ciò che conta per tutto il ricevitore è il fattore di disturbo del primo stadio, e quindi della prima valvola, troviamo data, in tabella, l'indicazione relativa solo per le valvole amplificatrici AF (che si usano nella preamplificazione.) I vari tipi di valvole sono stati costruttivamente curati in modo da dar loro appunto questa caratteristica. Abbiamo già visto che, ricevendo la stazione locale, il disturbo si riduce moltissimo; ricevendo stazioni lontane bisogna che l'antenna dia al ricevitore la massima tensione possibile per tenere, così, basso il disturbo del ricevitore; e ciò anche se lo stadio preamplificatore di entrata è dotato di una valvola a basso disturbo.

Analoghe cose possono dirsi per la supereterodina a onde UC, però la situazione è assai meno felice, anzitutto perchè la resistenza di risonanza dei circuiti è più bassa di quella dei circuiti a onde medie. Se la tensione che l'antenna rende al ricevitore, a seguito della più alta resistenza di risonanza realizzata nei circuiti a onde medie, è sufficiente a ridurre il rumore di fondo proprio del ricevitore, passando alle onde UC le condizioni cambiano in peggio poichè questi circuiti, avendo bobine di poche spire, raggiungono valori di resistenza assai più modesti. La sovratensione di risonanza è pertanto esigua, e quindi lascia entrare nel ricevitore la tensione di disturbo, sebbene l'adozione di valvole ad alta pendenza ne riduca l'ampiezza relativa.

Inoltre in onde UC il campo elettromagnetico alla ricezione è di solito assai debole e dipende dalla distanza e dalle circostanze locali della ricezione; il segnale è quindi

molto basso, e non c'è da agire sul livello proprio di disturbo del ricevitore.

Abbiamo detto che è decisivo il livello di disturbo del primo stadio; esso è dovuto essenzialmente alla valvola.

Studiando bene le cause, dobbiamo anzitutto considerare la capacità di emissione del catodo a temperatura normale di esercizio. L'uscita degli elettroni dallo strato emittente, nell'unità di tempo, è sempre variabile; una volta si ha eccesso un'altra volta difetto (rispetto alla media) degli elettroni che abbandonano la superficie emittente. Queste variazioni di velocità corrispondono a una fluttuazione della corrente catodica la quale si sovrappone alla corrente media o, rispettivamente, alla corrente ad alta frequenza. E poichè questa fluttuazione copre uno spettro assai ampio, dalle più basse alle più alte frequenze, essa dopo esser stata demodulata compare su tutta la gamma come tensione di disturbo la quale, se l'amplificazione è forte, produce un crepitio insopportabile, come una grandinata sui vetri.

Nei triodi c'è solo questo effetto (schotefect).

Nel caso di valvole a molte griglie, polarizzate positivamente, si ha una seconda causa di disturbo, detto effetto di distribuzione della corrente; esso dipende dalle irregolarità di distribuzione degli elettroni fra le varie griglie e la placca, dovute a variazioni sia della velocità che della direzione degli elettroni. Poichè questo fatto aumenta col numero delle griglie a potenziale positivo, si intende che i mescolatori debbano avere un alto fattore di disturbo, determinato quasi esclusivamente da questo ultimo effetto. Al contrario, i più silenziosi sono i triodi, il cui disturbo è anche cento volte inferiore.

Quanto ai pentodi, che hanno un disturbo da 10 a 20 volte quello dei triodi, si ottiene un miglioramento con l'ac-



corgimento costruttivo di collocare la griglia schermo *nell'ombra* della griglia controllo, che è negativa; e aumentando il passo di avvolgimento a spirale che costituisce la griglia. La conseguenza è che un minor numero di elettroni raggiunge la griglia schermo, accrescendo così il rapporto « corrente anodica/corrente di schermo ».

Questi pentodi si chiamano a basso livello di rumore e si usano come preamplificatori.

Il disturbo consta dunque dello schoteffect e dell'eventuale effetto di distribuzione della corrente. Con ciò risultano determinate anche le cause.

Per ricavare ora una possibilità di confronto delle varie valvole dal punto di vista del livello del disturbo è stato necessario introdurre una nuova grandezza, la cosiddetta « resistenza equivalente di disturbo » (abbreviato in  $R_{e,q}$ ), che oggi, per i pentodi A F, viene data quasi sempre in tabella, fra le caratteristiche. Se una valvola ha una  $R_{e,q}$  di 1000  $\Omega$ , ciò vuol dire che, se la valvola non avesse disturbo proprio, la resistenza di mille ohm collegata alla griglia controllo darebbe luogo a un disturbo entrante equivalente a quello che si ha nella vera valvola, col suo disturbo e con la griglia a massa.

Bisogna premettere che ogni resistenza ohmica è una fonte di rumore, poichè gli elettroni liberi che si muovono fra gli spazi intermolecolari, al crescere della temperatura e del valore della resistenza, aumentano di velocità e danno luogo a un moto disordinato (movimento molecolare browniano) al quale si deve attribuire una nuova causa di rumore, il cui spettro è, al pari dell'altro, ampissimo.

Per trovare il valore medio bisogna fare la media quadratica, sommando i quadrati di tutte le tensioni. Ma a noi interessa solo la resistenza equivalente come riferimento, che risulta dal confronto del rumore della valvola col rumore

della resistenza, dato che entrambi si estendono su un ampio spettro e entrambi sono dovuti a irregolarità del movimento degli elettroni.

Stabilito questo termine per confrontare le varie valvole esamineremo ora le più usuali valvole da questo punto di vista e diremo della formula approssimata per il calcolo di  $R_{eq}$ .

Per i pentodi, detti  $I_a$ ,  $I_{g2}$  e  $I_k = I_a + I_{g2}$  rispettivamente la corrente continua anodica, di schermo e catodica (somma delle due, tutte in mA) e detta  $S$  la trasconduttanza (mA/V) si ha: ]

$$R_{eq} \text{ (k}\Omega\text{)} = \frac{3}{S} \frac{I_a}{I_k} + \frac{20 I_a}{S^2} \frac{I_{g2}}{I_k} \quad (I)$$

Si vede quindi che la  $R_{eq}$  è tanto più piccola quanto minori sono i rapporti  $\frac{I_a}{S^2}$  e  $\frac{I_{g2}}{I_k}$  quanto più piccola è quindi la corrente anodica rispetto alla trasconduttanza e quanto minore è l'aliquota di corrente di schermo rispetto alla corrente totale emessa dal catodo.

Prendiamo p. es. il pentodo A F tipo A F 100; in esso:

$$S = 10.5 \text{ mA/V};$$

$$I_a = 15 \text{ mA};$$

$$I_{g2} = 1.65 \text{ mA};$$

$$I_k = 16.65 \text{ mA}; \text{ risulta allora;}$$

$$R_{eq} = \frac{3}{10 \cdot 5} \times \frac{15}{16 \cdot 65} + 20 \frac{15}{10 \cdot 5^2} =$$

$$= \frac{45}{175} + \frac{495}{1846} = 0.527 \text{ arrotondato a } 0.5 \text{ k}\Omega.$$

In tabella 3 troviamo le resistenze equivalenti delle valvole che ci interessano.

Per le valvole mescolatrici invece, in cui la resistenza equivalente, a causa del doppio pilotaggio, dipende essenzialmente dalla distribuzione della corrente, si ha:

$$R_{eq} \simeq 10 \frac{I_a}{S_M^2} \quad (\text{II})$$

in cui  $S_M$  è la conduttanza mutua di conversione (mA/V);  $R_{eq}$  di riduce dunque al crescere di  $S_M$ . A tal fine si usano spesso pentodi ad alta pendenza in circuiti mescolatori additivi; questo tipo di circuito conviene soprattutto se lo stadio mescolatore è stadio di ingresso del ricevitore.

Per i triodi la (I) si riduce a:

$$R_{eq} = \frac{3}{S} \quad (\text{III})$$

poichè  $I_a/I_k = 1$  e  $I_{g2}/I_k = 0$ .

Si vede che  $R_{eq}$  è tanto più piccola quanto maggiore è la conduttanza mutua. Pertanto si usano a volte pentodi a bassa tensione di disturbo come triodi, collegando lo schermo e l'anodo fra loro.

Nel quadro che segue si confrontano le resistenze equivalenti di triodi-esodi in collegamento moltiplicativo e di pentodi in collegamento additivo come mescolatori: si vedono bene le differenze:

TABELLA n. 3.

	$S$ (mA/V)	$S_M$ (mA/V)	$R_{eq}$ (k $\Omega$ )	$R_{cq}$ (k $\Omega$ )
ECH11	—	0.65	—	60 (Moltiplicat.)
ECH42	—	0.75	—	70 (Moltiplicat.)
AF100	10	3.3°	0.5	2 Pentodi in
EF14	7	3°	0.7	3 } mescola-
EF42	9.5	3.2°	0.75	3.1 } zione
P2000	1.5	0.7°	4.5	23 } additiva.

*N. B.* — Il contrassegno ° sta a indicare circuiti mescolatori additivi di pentodi.

Da tutte le equazioni per calcolare  $R_{eq}$  si vede che questo valore dipende solo dai dati della valvola cioè che dipende dalle sue caratteristiche costruttive. Però il problema della tensione di rumore dello stadio di entrata non si esaurisce con ciò, giacchè bisogna anche tener conto della parte di disturbo rappresentata dalla resistenza di entrata. Essa si compone a sua volta di vari elementi in parallelo, che qui esaminiamo.

A prima vista sembra che ci sia solo la resistenza di risonanza del circuito di entrata, poichè solo le resistenze ohmiche producono rumore e qui si tratta appunto di una resistenza ohmica. La tensione di rumore è dovuta alle perdite del circuito risonante, cioè essenzialmente alle perdite della bobina.

Ora la resistenza di rumore del circuito oscillante di entrata deve esser tale, rispetto alla resistenza di rumore della

prima valvola, che all'uscita del ricevitore la tensione di disturbo del circuito sia circa doppia di quella dovuta alla sola valvola. Questa condizione si prova, in collaudi di grandi serie, mettendo a massa la griglia della valvola e verificando se il disturbo si riduce a metà. Per ottenere ciò la resistenza di disturbo del circuito di entrata deve essere almeno quadruplo di quella equivalente del tubo. Ma mentre è facile soddisfare questa condizione alle frequenze più basse, nel campo delle onde U C la resistenza di risonanza del circuito è bassa, per la ragione già detta che le spire della bobina sono poche; in buoni circuiti si realizzano a 100 MHz resistenze di  $6 \Omega$ , e a 150 MHz di soli  $3 \Omega$ . Pure, queste resistenze soddisferebbero la condizione detta se esse fossero davvero verificate; ma la resistenza di entrata della valvola in onde U C non dipende solo dal circuito. Bisogna considerare la cosiddetta resistenza « elettronica » il cui ordine di grandezza è notevolmente minore; essa si riduce, poi, sempre più al crescere della frequenza.

Da che dipende essa? Alle frequenze basse è noto che il tratto griglia-catodo presenta un'elevata resistenza di isolamento (dell'ordine di  $1000 M\Omega$ ); ma essa si riduce al crescere della frequenza e nel campo delle onde U C è appena di poche centinaia o poche migliaia di ohm. Essa si compone di due parti: una deriva dal tempo di transito degli elettroni, l'altra dalla autoinduzione dei collegamenti del catodo.

Per comprendere l'effetto del tempo di transito raffiguriamoci il tratto griglia-catodo; intorno al catodo si è formato una nube di carica spaziale, dovuta agli elettroni emessi del catodo; la griglia sia ancora a potenziale zero. Inviando sulla griglia una tensione alternata, nel semiperiodo positivo questa attirerà la detta nube e catturerà degli elettroni. Se il semiperiodo dura a lungo rispetto al tempo che gli elettroni impiegano ad arrivare alla griglia del catodo, non si

ha nessuno smorzamento, cioè la resistenza di entrata resta alta; ma al crescere della frequenza le cose cambiano, quando la durata del semiperiodo diventa paragonabile come ordine di grandezza, o addirittura inferiore, al tempo di transito; gli elettroni allora hanno difficoltà a raggiungere la griglia in tempo utile; alla fine una parte degli elettroni già avviati durante la semionda positiva debbono tornare indietro perchè all'arrivo trovano la griglia già a potenziale negativo, e quindi ne vengono respinti.

Ne segue che la tensione di griglia non esercita più interamente la sua azione di controllo sugli elettroni. Questa riduzione si può considerare come una resistenza derivata fra griglia e catodo, che è una delle componenti della resistenza di entrata della valvola.

L'altra parte di questa è dovuta alla autoinduzione dei collegamenti e alla capacità griglia-catodo  $C_{gk}$ . Alle frequenze più alte si ha una caduta di tensione per questa autoinduzione, la quale (come ogni caduta) agisce contro la tensione di controllo e la riduce. E' una controeazione A F per corrente, tanto più sensibile quanto maggiore è la conduttanza mutua e quindi la corrente A F di catodo della valvola.

E poichè le valvole ad alta trasconduttanza hanno la griglia controllo a spire strette, e avvolte molto vicino al catodo, e nè deriva quindi una elevata capacità fra griglia e catodo, la caduta di tensione induttiva produce, attraverso questa bassa induttanza capacitiva, una maggiore corrente del circuito di griglia.

Lo spostamento di fase (e quindi l'influenza contraria alla corrente anodica) cresce con la frequenza.

In confronto all'influsso sulla fase dovuto all'induttanza del catodo,  $L_k$ , l'influenza della  $L_g$ , la induttanza dei conduttori di griglia e anodo, e le perdite dielettriche negli isolanti sono secondarie; eppure nella gamma delle onde deci-

metriche non vanno trascurate giacchè la loro resistenza apparente si abbassa al crescere della frequenza.

Al contrario di  $L_g$  e  $L_a$  l'autoinduzione del collegamento di griglia schermo  $L_{g2}$  riduce lo smorzamento, come ora vedremo.

Le attenuazioni dovute al tempo di transito degli elettroni e a  $L_k$  e  $C_{gk}$  danno luogo alla resistenza risultante di attenuazione,  $R_e$ , alla quale si deve addebitare la riduzione di amplificazione e la nociva influenza sul rumore della valvola. Si ha un ben tener alta la resistenza di risonanza del circuito; è decisiva la resistenza di entrata che risulta in parallelo a quella.

Per ottenere che il disturbo del primo stadio sia doppio di quello della sola valvola è necessario fare in modo che la  $R_e$  sia elevata rispetto alla  $R_{eq}$  (resistenza di rumore).

Deve esser possibile ottenere questo risultato con accorgimenti costruttivi, in base agli elementi che abbiamo esaminati. Per ridurre il tempo di transito bisogna collocare la griglia molto vicino al catodo; ma non si può andare molto al di là di 0.15 mm. D'altronde in tal modo si aumenta la capacità griglia-catodo, che vogliamo tener bassa. Per ridurre  $L_k$  terremo molto corti i collegamenti del catodo; ma non si può eliminare il tratto interno dai piedini allo strato emittente catodico. Però si può separare il ritorno al catodo del circuito di griglia dal ritorno del circuito di placca, come si vede in fig. 17; allora la caduta di tensione sul collegamento del catodo percorso dalla corrente A F anodica non incide più sulla tensione della griglia, come avviene quando invece il conduttore è unico.

Pertanto tutte le valvole per onde U C hanno doppio conduttore di catodo. Ma anche quando questo non è il caso, sono possibili vari artifici per compensare dall'esterno, almeno in parte, l'effetto della autoinduzione  $L_k$ .

Naturalmente permane l'inconveniente del tratto di  $L_k$

comune ai due circuiti di placca e di griglia; ma si può collegare il ritorno del circuito di griglia immediatamente al piedino del catodo e prolungare invece di circa 20 mm il collegamento di ritorno del circuito anodico (fig. 18) come

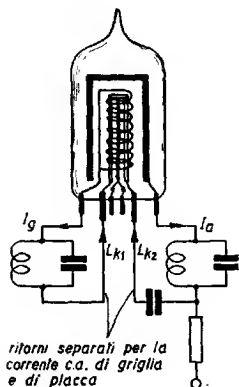


Fig. 17 - Catodo a doppio collegamento per elevare la resistenza elettronica d'entrata.

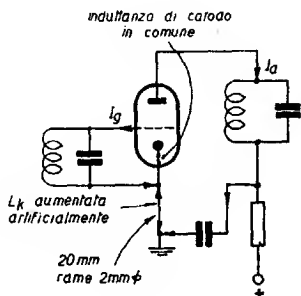


Fig. 18 - Accrescimento della resistenza d'entrata a mezzo di prolungamento del conduttore del catodo.

anche dei circuiti delle eventuali altre griglie, accrescendo così artificialmente  $L_k$ . In sostanza si realizza una reazione che in parte compensa la controreazione di corrente dovuta al tratto comune. Lo stesso risultato si ottiene (fig. 19) aggiungendo al catodo un circuito risonante la cui frequenza propria sia inferiore alla frequenza di lavoro; o più semplicemente un resistore a filo, la cui capacità sia quella delle cappe di estremità e quella propria della spirale, e che abbia pure una frequenza più bassa di quella di lavoro. Da queste condizioni deriva una reattanza capacitiva, che con l'induttanza



catodica forma un circuito risonante in serie; e così elimina parzialmente la controreazione di corrente.

Con un opportuno rapporto di capacità si può realizzare un sistema antiattenuante a mezzo di un partitore di tensione capacitivo (reazione Colpitts).

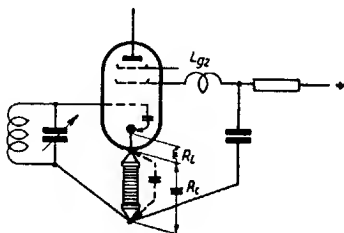


Fig. 19 - Circuito catodico di assorbimento per eliminare l'induttanza del conduttore di catodo.

La controreazione indesiderata può essere compensata, almeno in parte; con valvole ad alta pendenza e buoni circuiti, in certe circostanze si può addirittura avere reazione. Un ultimo sistema, per ridurre l'attenuazione di entrata coi pentodi, è quello di introdurre una piccola reattanza induttiva ( $0.1 \mu\text{H}$ ) sul collegamento di griglia schermo, accrescendo volutamente la  $L_{g2}$ . Il condensatore di fuga per l'alta frequenza deve naturalmente esser collegato dopo la bobinetta, come si vede in fig. 19.

Con le varianti indicate sul circuito del catodo per elevare la resistenza d'entrata elettronica si ha anche l'interessante risultato di ridurre lo schott effect; mentre aumentando  $L_{g2}$  si riduce il rumore dovuto alla ripartizione fra schermo e placca.

Ricapitoliamo le nostre considerazioni sull'entrata.

Per realizzare un più basso rumore di fondo nello stadio di entrata conviene scegliere una valvola a resistenza di

rumore proprio *bassa* in confronto alla resistenza del circuito di entrata, che risulta dal parallelo della resistenza del circuito risonante e della resistenza elettronica di entrata della valvola.

Poichè in circuiti per onde U C la resistenza elettronica di entrata della valvola è sensibilmente inferiore a quella del circuito, è essa che determina la resistenza di entrata complessiva. Perciò  $R_e$  deve essere piccola di fronte a  $R_{eq}$ . Col rapporto fra  $R_e$  e  $R_{eq}$  siamo giunti al concetto di sensibilità di entrata.

E poichè la sensibilità del ricevitore è la sensibilità dello stadio di entrata, importa solo il rapporto  $R_e : R_{eq}$  della prima valvola; è dunque una questione di valvole.

Bisogna comunque riflettere che  $R_e$ , di fronte a  $R_{eq}$ , è una grandezza che dipende dalla frequenza, cioè diminuisce col quadrato della lunghezza d'onda, e quindi diventa sempre più piccolo alle più alte frequenze: quindi anche il rapporto  $R_e : R_{eq}$  diventa sempre più sfavorevole sicchè, per le onde decimetriche, uno stadio preamplificatore A F con valvole comuni è quasi inutile.

Di solito, allora, è lo stadio mescolatore che funziona da stadio di entrata, sebbene si adottino diversi tipi di circuiti mescolatori, anche per tener conto del rumore.

Mentre nelle onde per radiodiffusione la sensibilità è la tensione di entrata capace di dare 50 mW all'uscita del ricevitore, nelle onde U C questa definizione è insufficiente perchè non tiene conto alcuno del disturbo.

Bisogna allora considerare come sensibilità quella potenza A F di entrata che, riferita a un certo punto della gamma delle frequenze (nel caso effettivo si considera 1 Hz) in uscita dà un segnale uguale al disturbo (rapporto 1 : 1). Ne deriva che lo stadio d'entrata è tanto più sensibile quanto più piccola è la potenza necessaria a soddisfare questa con-

dizione. La potenza di entrata si misura in unità kTo ( $= 2,1 \times 10 = 21$  W).

La valvola più adatta è dunque quella che ha il massimo rapporto  $R_e : R_{eq}$  a una stessa frequenza di riferimento per  $R_e$ . Troviamo come più adatte per onde U C le valvole seguenti:

Tipi di valvole	$R_e$ a 145 MHz (k $\Omega$ )	$R_{eq}$ (k $\Omega$ )	$R_e/R_{eq}$
6AK5	3.6	1.85	1.94
EF80	1.35	1	1.35
ECC81	2.1	0.5	4.2
6J6	2.2	0.46	4.78
6AK5 in triodo	3.6	0.37	9.73

I pentodi 6AK5 e EF80 sono i migliori pentodi per gli stadi di entrata; mentre i pentodi RV12 e P2000 sono assai meno consigliabili. Per i triodi la situazione è naturalmente migliore; e meglio di tutto sono certi pentodi (come il 6AK5) collegati a triodi.

### 2 c) Amplificazione per onde ultra corte - accoppiamento delle valvole col circuito

Se il rapporto  $R_e/R_{eq}$  di una valvola è determinante per la sensibilità dello stadio di entrata di tutto il ricevitore, d'altronde considerando l'amplificazione in alta frequenza sulle onde U C abbiamo a che fare soltanto con il valore di  $R_e$  e con la conduttanza mutua  $S$ , poichè la resistenza esterna efficace  $R_a$  viene prevalentemente determinata da  $R_e$  ( $R_a$  deve essere circa il decuplo quando le resistenze del circuito siano sensibilmente più grandi di  $R_a$ ).

La  $R_a$  risultante è composta dalla resistenza interna della valvola  $R_i$  e della resistenza del circuito oscillante  $R_{sk}$ , in parallelo; (e la resistenza della valvola, a causa del suo piccolo valore mette in ombra la resistenza del circuito) cosicchè per l'amplificazione  $V$  si ha la formula:

$$V = S \frac{R_i \times R_{sk}}{R_i + R_{sk}} .$$

Il rapporto fra la tensione alternata di griglia  $U_g$  e la tensione alternata anodica  $U_a$  dà il fattore di amplificazione della valvola (vedi figura 20).

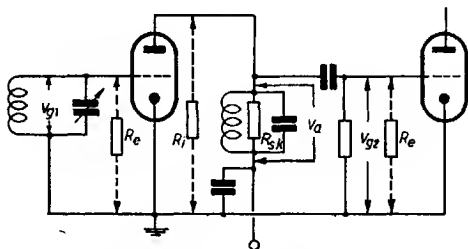


Fig. 20 - Amplificazione diretta.

Se a questo stadio ne segue un secondo, se cioè la resistenza di uscita dello stadio,  $R_a$ , è caricata dalla resistenza di entrata dello stadio successivo,  $R_e$ , aumenta anche lo smorzamento per l'influenza di questa ultima.

In questo caso l'amplificazione risulta dal rapporto delle tensioni alternate di griglia dei due stadi, cioè:

$$V = S \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_{s_k}} + \frac{1}{R_e}$$

dove  $R_a$  è anche ora sensibilmente più grande di  $R_e$ .

Poichè  $R_e$  determina tutti le relazioni, si ha che l'amplificazione è:

$$V \simeq SR_e$$

Questa amplificazione si chiama amplificazione diretta.

Se è questo che si vuole ottenere, bisogna che la resistenza di entrata dello stadio successivo si adatti alla resistenza di uscita dello stadio precedente.

L'adattamento avviene in modo che la resistenza di

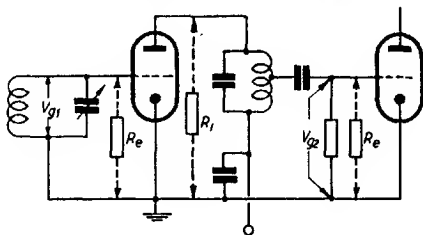


Fig. 21 - Amplificazione a più stadi A F accordati.

entrata (che è minore della resistenza di uscita), venga collegata ad una presa del circuito oscillante, come si vede in figura 21.

Per realizzare l'adattamento vale la relazione:

$$R_a = 1/2 S \sqrt{R_i R_e}$$

Questa grandezza dipende dalla frequenza; cioè l'amplificazione ottenibile diminuisce rapidamente col quadrato della lunghezza d'onda.

Alle frequenze più alte, l'amplificazione dello stadio dipende esclusivamente da  $R_e$ , sicchè la relazione precedente si semplifica nella:

$$R_a = \frac{1}{2} S \sqrt{R_e}$$

Questo valore è di nuovo una costante della valvola e stabilisce la possibilità di amplificazione della valvola sulle onde ultra corte.

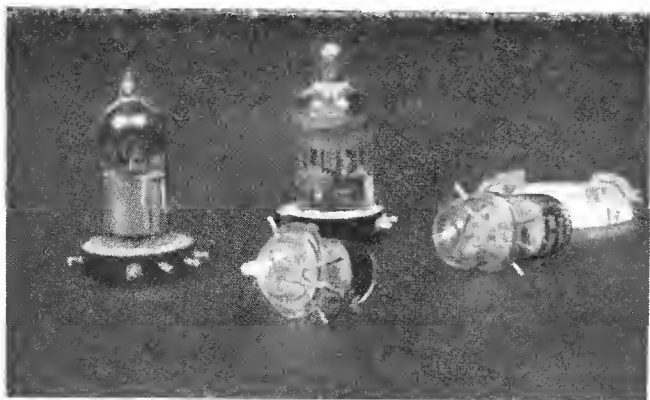


Fig. 22 - Valvole per onde U C di tipo commerciale; a sinistra: RL 12T1; in centro, in alto: 4671 (EIC); al centro in basso: RV12P2000; a destra: DS311 (DS310).

Dalla relazione risulta chiaro che una valvola dà una buona amplificazione sulle onde ultracorte quando la sua pendenza e la sua resistenza di entrata sono le più grandi possibile.



Fig. 23 - Le valvole per O U C più moderne: a sinistra: 6AK5 (miniatura); a destra: 12AT7 = ECC81 (Noval) con i rispettivi zoccoli ceramici.

Nelle tabelle seguenti sono indicati i valori di  $R_e$  alla frequenza di circa 144 MHz, i valori di  $S$  e quelli dell'amplificazione per le valvole più adatte alle onde U C.

Di nuovo il pentodo 6AK5 si dimostra il migliore, mentre per esempio le note valvole a ghianda, la valvola a bottone RV12 P2000, la RV 2,4 P700, mostrano bensì delle elevate resistenze di ingresso ma in compenso hanno bassa pendenza.

Tipo della valvola	$R_e$ a 145 MHz (k $\Omega$ )	S (mA/V)	$\frac{1}{2} S \sqrt{R_e}$
6AK5	3,9	5,1	4,9
EF80	1,4	7,2	4,3
4672	7	1,4	1,8
R.V. 12 P2000	3	1,5	1,3
R.V. 2,4 P700	4	0,95	0,95
ECC81/12AT7	2	6	4,2
6J6	2,1	5,3	3,8

**Tabella della resistenza di ingresso elettronica, della resistenza equivalente di rumore, delle capacità e della pendenza di valvole moderne e più antiche per onde U C come anche di valvole commerciali**

Tipo della valvola	$R_e$ (k $\Omega$ )		S (mA/V)	$R_{eq}$ (k $\Omega$ )	$C_{gk}$ (pF)	$C_{ga}$ (pF)	$C_{ak}$ (nF)	$R_f$ (k $\Omega$ )
	a 100 MHz	a 150 MHz						
6AK5	8,5	3,9	5,1	1,9	4	0,02	2,8	700
EF80	3	1,4	7,2	1	7,2	0,007	3,4	400
EF42	1,5	0,6	9,5	0,75	9,5	0,005	4,5	500
ECC81	4,5	2	6	0,5	2,5	1,45	0,15	10
ECH42	1,8	0,8	2,2	7	3,5	0,1	9,2	1000
EF14	0,5	0,25	7	0,7	9,5			500
EF50	1	0,45	8	1,4	10		5,3	
RV12P2000	7	3,4	1,5	4,5	3,5	0,005		1500
RV2,4P700	9	4	0,9	8	3	0,01		1200
AF100	0,5	0,25	10	0,5	9,5	0,035		300
LD2	0,35		9		3,5	3,5	1,3	3
4671	18	7	2		1,1	1,5	0,6	12,5



## CAPITOLO III.

### **3) Circuiti per la ricezione di segnali a modulazione di ampiezza e a modulazione di frequenza**

#### **3-1) Che cosa si deve particolarmente curare nella costruzione dei ricevitori per onde ultracorte**

Accanto alla trattazione teorica sulla tecnica costruttiva delle valvole e sull'accoppiamento delle valvole col circuito, occorre esaminare l'aspetto pratico della tecnica ricevente delle onde ultracorte.

Prima però di approfondire i circuiti che praticamente hanno dato la migliore prova ci sembra necessario di indicare le particolarità della pratica delle onde UC per eliminare sin dal principio dei possibili errori. Anzitutto nel campo delle onde ultracorte, si sceglieranno i singoli componenti col criterio dell'alta qualità, e si disporranno le parti e si faranno i collegamenti con le cure necessarie.

La scelta delle parti componenti deve avvenire tenendo presenti parecchi punti di vista.

Prima nel riflettere sullo schema, e successivamente nel realizzarlo, bisogna sempre domandarsi se il pezzo impiegato svolge alle alte frequenze il compito che noi desideriamo assegnargli.

Per questa ragione è opportuno di esaminare subito le parti più importanti dei circuiti, cioè le resistenze e i condensatori, in vista del loro comportamento alle alte e altissime frequenze.

Per le resistenze è necessario distinguere le resistenze a filo e quelle a strato conduttore.

Le resistenze a filo solo fino a 10 MHz si possono considerare resistenze pure mentre alle frequenze più alte si com-

portano induttivamente, essendo avvolte; questo avviene non solo a causa dell'induttanza ma anche della capacità dell'avvolgimento e delle capacità dei terminali ne segue che il comportamento è quello di un circuito oscillatorio fortemente smorzato; lo smorzamento deriva dalla componente ohmica.

Le resistenze avvolte, quindi, nei circuiti per onde U.C., trovano spesso applicazione appunto dove si desidera l'equivalente di un circuito oscillante smorzato, per esempio nel circuito catodico già visto (fig. 19) nelle valvole amplificatrici ad alta frequenza o per bloccare la componente ad alta frequenza nei collegamenti a corrente continua.

Le resistenze a strato conduttore si comportano in modo simile.

Anche qui  $v_i$  è la capacità dello strato, anche qui lo strato presenta una certa induttanza e c'è poi l'influenza delle cappe terminali.

Verso le frequenze più alte dei 2 MHz la resistenza effettiva si riduce.

Per esempio la resistenza risultante di un resistore di tipo comune, da 1/2 W, può ridursi da 1 M $\Omega$  a circa 80 k $\Omega$  alla frequenza di 100 MHz.

L'applicazione pratica ci dice quindi che usando le resistenze di tipo commerciale, specialmente se di valori ohmici elevati, bisogna avere cure particolari sopra tutto se si utilizzano al posto delle bobine di blocco della alta frequenza o come organo di accoppiamento.

Ovviamente lo stesso vale anche per le resistenze variabili cioè per i potenziometri.

Questi, a causa della vicinanza dei morsetti e della schermatura da ogni lato, presentano una capacità propria ancora maggiore sicchè p. es. non possono più servire come esatti partitori di tensione.

Ma un comportamento ancora più diverso da quello usuale lo presentano i condensatori, alle frequenze delle onde UC. Un condensatore, infatti, si comporta staticamente solo alle frequenze più basse mentre, man mano che la frequenza cresce, diventa apprezzabile l'induttanza sia dell'avvolgimento sia se stesso delle armature del condensatore, sia dei conduttori di collegamento. Infatti ogni tratto di conduttore ha una sua autoinduzione, quindi è così anche per le armature dei condensatori, prescindendo dai collegamenti che naturalmente ne hanno la parte maggiore.

Crescendo l'estensione delle armature con la capacità, anche la autoinduzione cresce, se pure si prendono delle misure per tener bassa questa autoinduzione.

Anche i condensatori « antinduttivi » sono dunque a bassa induttanza ma mai a induttanza nulla. Alle frequenze più alte un condensatore si deve sempre considerare in serie a un'induttanza; si aggiunge poi la componente di perdita  $R$ , col suo carattere ohmico. Ma questo aspetto possiamo tralasciarlo, non essendo necessario alla comprensione di ciò che segue.

Capacità e autoinduzione costituiscono un circuito risonante in serie, che a una determinata frequenza, quella di risonanza, presenta la minima resistenza.

Il condensatore dunque alle alte frequenze si comporta come una capacità ridotta, e la riduzione è tanto maggiore quanto più ci si avvicina alla frequenza di risonanza (per frequenze minori di quella). Alla frequenza di risonanza, la impedenza è minima ed è resistiva. A frequenze più alte, prevale l'induttanza; non è più un condensatore, ma un reattore.

Un condensatore quindi può essere usato come tale solo parecchio al di sotto della sua frequenza di risonanza.

Come si misura la frequenza di risonanza di un condensatore? Il meglio sarebbe rilevare la curva di risonanza con

un generatore di segnali campione e un voltmetro a valvola; ma ci sono metodi empirici che servono egualmente bene.

E' noto che la frequenza di risonanza è data da:

$$f_{res} \text{ (MHz)} = \frac{159}{\sqrt{C_{(pF)} L_{\mu H}}}$$

Per determinare  $L$  basta tener presente la regola pratica che, per condensatori i cui conduttori siano sensibilmente più corti dell'intero cilindro, approssimativamente dà  $L = 0.0066 l$  ( $\mu H$ ) dove  $l$  è la lunghezza del cilindro in cm.

Così un condensatore ceramico da 100 pF, la cui lunghezza sia di 3.5 cm (o di 2.5) ha la frequenza di risonanza di 105 (o 125) MHz.

Si vede il vantaggio dei condensatori piccoli. Come per le resistenze, si debbono scegliere i tipi in base al carico, ma senza eccedere, giacchè tipi a forte carico presentano maggiore induttanza.

Con questi calcoli di grossolano orientamento si può adattare ogni condensatore al campo di frequenza che gli è proprio. In altri casi si può determinare quanta deve essere la capacità per realizzare la minima impedenza ad una certa frequenza, quando si conosca, almeno approssimativamente la  $L$ . Cerchiamo dunque la capacità per una certa lunghezza di ingombro.

Consideriamo un condensatore ceramico lungo 2.5 cm; secondo la formula data l'induttanza è di circa:

$$0.0066 \times 2.5 = 0.0165 \mu H$$

purchè i collegamenti non superino 2.5 mm ciascuno.

Quale deve essere ora la capacità di un condensatore che presenta questa induttanza, per funzionare da fuga alla frequenza di 145 MHz.?

Dalla formula della risonanza, data più sopra, ricaviamo:

$$C_{(\text{pF})} = \frac{25350}{f^2(\text{MHz}) \times L(\mu\text{H})}$$

Introducendo i valori numerici:

$$C = \frac{25350}{145^2 \times 0.0165} = 73 \text{ pF}.$$

Quanto più piccolo è  $L$  tanto maggiore risulta  $C$  e quindi  $Z_L$  in rapporto a  $Z_e$  e alla  $Z$  totale.

Bisogna cercare di tenere  $Z_C$  quanto più grande è possibile di fronte a  $Z_L$ , cioè fare in modo che l'autoinduzione sia la più ridotta possibile.

Questi condensatori di fuga sono usati sotto forma di condensatori passanti, costruttivamente simili a quanto si

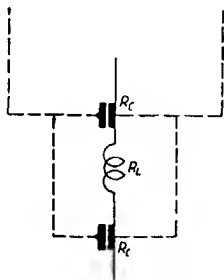


Fig. 24 - Condensatore passante tubolare.

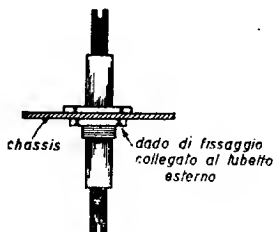


Fig. 25 - «Scambio» elettrico con condensatore passante.

vede in fig. 26. L'armatura esterna è in buon contatto elettrico a flangia, sicchè la linea di fuga risulta la più breve possibile. L'armatura interna ha due linguette di estremità, sicchè può anche servire per far entrare una linea; di qui il nome.

Questi condensatori servono a « ripulire » un collegamento di alimentazione dalla componente A F, e occorrono quando si portano le tensioni di alimentazione in una apparecchiatura schermata; mentre l'armatura interna serve da conduttore c. c., l'alta frequenza va a massa attraverso la capacità. Il funzionamento può essere migliorato da una piccola bobina di autoinduzione che oppone una impedenza elevata alla A F e quindi ne facilita la fuga a massa (fig. 25). Questi filtri trovano spesso impiego sulle apparecchiature per OUC e si chiamano anche « scambi elettrici ».

L'effetto è quello di un partitore di tensione per A F di cui la  $L$  è un ramo ad alta impedenza e la  $C$  è invece un ramo a bassa impedenza; naturalmente deve essere  $Z_L$  molto maggiore di  $Z_C$ . Una formula empirica dice che per

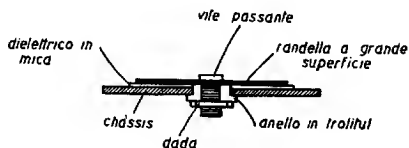


Fig. 26 - Condensatore passante piatto.

avere il massimo effetto la lunghezza dell'avvolgimento deve corrispondere a un quarto d'onda (50 cm per l'onda di 2 m); il diametro di avvolgimento deve essere circa 1 mm. Spesso si avvolge la spirale su una resistenza.

Dalla fig. 24 si vede che la forma tubolare del condensatore è sfavorevole, giacchè la  $L$  cresce con la lunghezza; è preferibile un condensatore piano, costituito da un disco dielettrico ricoperto dalle armature metalliche (fig. 26).

Come dielettrico si usa mica o polistirolo in fogli. Questo tipo si presta assai meglio dei condensatori tubolari.

### *Avvertenze varie.*

a) Diciamo anche qualche cosa sugli schermi e sull'attraversamento di essi da parte di alberelli di comando meccanico. Quanto maggiore è la frequenza tanto più cresce l'irradiazione e tanto più « impermeabile » all'AF deve essere lo schermo.

Se si deve portare fuori un pezzo, il passante deve essere tubolare; p. es. il condensatore già visto a fig. 24 va bene perchè l'armatura esterna è equipotenziale e al potenziale fisso di terra e quindi schermo l'elemento passante.

Analogamente si deve fare per portare dentro un alberello ceramico; il tubo metallico, che è schermo e supporto in questo caso, deve essere abbastanza lungo da proteggere l'apertura di uscita.

b) I collegamenti del circuito, come già detto, debbono essere il più corti possibile e senza perdite; questo non si ripeterà mai abbastanza, quando si tratti di onde U C. Terremo bene a mente che ogni pezzetto metallico ha una induttanza che può produrre effetti indesiderabili. L'induttanza si riduce usando nastri invece di fili; bisogna però curare che questi non causino aumenti di capacità. Con tale artificio si migliora anche la conduttività in relazione all'effetto pelle.

Si raccomanda pure di argentare la superficie dei conduttori per uno spessore pari alla penetrazione dell'alta frequenza che a 100 MHz, p. es., per il rame, è appena 0.003 mm. Si vede dunque che basta un'argentatura sottile. Per evitare la solfurazione, verniciare con uno strato impermeabile all'aria; p. es. vernice alla nitro o al trolitul.

[c] Sui collegamenti di terra abbiamo già detto abbastanza; più è alta la frequenza, più essi sono critici; le valvole per onde UC hanno un collegamento di massa al centro dello zoccolo, concentrico agli altri collegamenti e che rende possibile un collegamento di massa molto corta. Quando

non si tratta di collegamenti critici si userà filo di rame argentato; ma è bene disporre le parti in modo che già siano sufficienti per i collegamenti le uscite delle resistenze e dei condensatori, sicchè resti solo da collegare i fili di alimentazione.

Un progetto accurato della disposizione delle parti ripaga sempre del tempo speso.

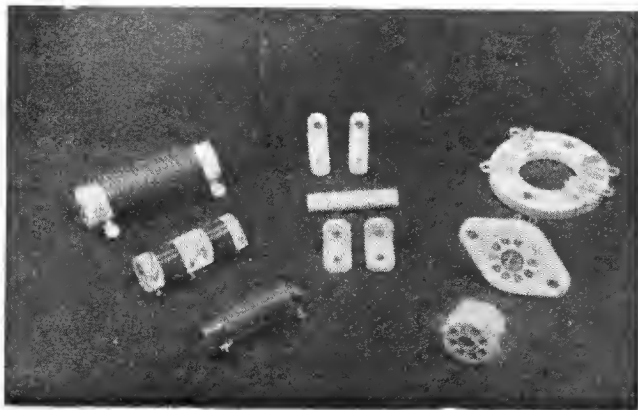


Fig. 27 - Pezzi ceramici di sostegno per bobine.

d) Diciamo infine due parole sugli isolanti per O U C. Anzitutto, evitare gli isolanti solidi sempre che si può; il migliore isolante è l'aria. Ogni dielettrico solido ha qualità sempre peggiori, man mano che la frequenza aumenta. Questo è indicato dall'angolo di perdita; i più bassi angoli sono quelli della mica e del trolitul. Quanto più grande è questo angolo, tanto più energia A F va perduta in calore. Si badi che il trolitul fonde facilmente. Naturalmente l'isolante deve essere pulito, altrimenti le sue proprietà vengono meno.

Infine, come punti di ancoraggio si usino pezzi ceramici, quali si vedono in fig. 27.



### 3-II) Ricevitori a un solo circuito accordato

#### 3-IIa) Ricevitori a un circuito con reazione regolabile

A chi non abbia esperienza profonda nel campo della costruzione degli apparecchi per onde ultracorte, o addirittura accosti questo campo per la prima volta, consigliamo di iniziare le prime costruzioni partendo da circuiti semplici; e soltanto dopo, per gradi, abordar la costruzione di una super per onde ultracorte, la quale è la sola che sia veramente un ricevitore completo, purchè, beninteso, sia fatta funzionare nel miglior modo possibile. L'apparecchio più apprezzabile per la ricezione di segnali modulati in ampiezza come

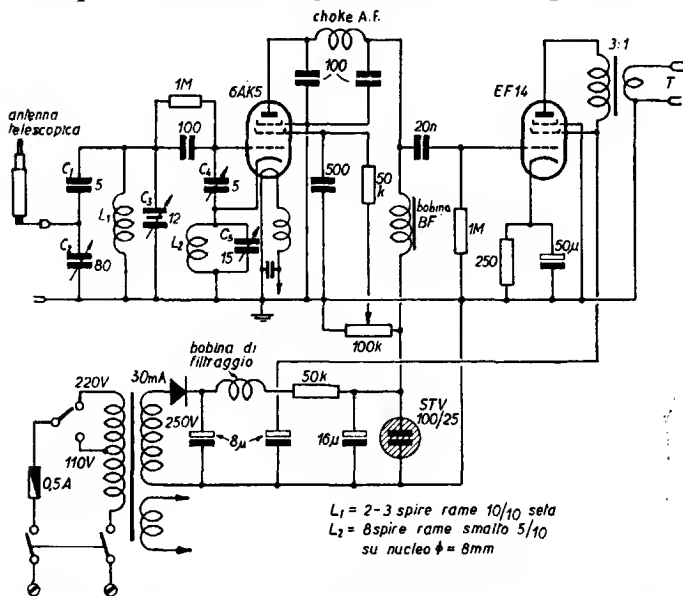


Fig. 28 - Ricevitore a reazione regolabile (Colpitts), e stadio amplificatore BF.

in frequenza nel campo d'onda fra 2 e 3 metri, è un semplice ricevitore a reazione (audion) secondo la figura 28, al quale, volendo, si può far seguire uno stadio amplificatore a bassa frequenza, che è ancora più semplice. Come antenna si userà un'antenna telescopica, come si vede in figura 29 e come vediamo montata sui ricevitori per auto. Di solito queste antenne sono lunghe più di un metro, quindi si prestano per esempio, nel campo delle onde di 2 metri, a lavorare su mezza onda, accordandola con la regolazione della lunghezza, estraendola più o meno. Nello schema di figura 28 questo tipo di antenna è collegato ad un partitore capacitivo  $C_7 - C_2$  all'ingresso dell'apparecchio. A mezzo di  $C_2$  qualunque antenna può essere adattata alla resistenza di entrata del ricevitore,  $R_e$  cosicchè si abbiano le condizioni migliori.

Il circuito oscillante,  $L_1 - C_3$ , ha un variabile da circa 12 pF. Si devono usare soltanto tipi di variabili a farfalla oppure splitstator.

Per la banda di 3 metri, di radio Fig. 29 - Antenna telescopica.  
diffusione o a modulazione di frequenza,  $L_1$  è costituita da circa 3 spire, mentre per la banda di 2 m dei dilettanti bastano circa 2 spire di filo di rame da 2 mm argentato, libero in aria, dopo essere stato avvolto su una spina di 8 o 10 mm di diametro.

L'innesco delle oscillazioni si ottiene regolando la tensione di schermo. Lo schermo funziona da anodo e le oscillazioni vengono realizzate secondo lo schema Colpitts, usando il partitore capacitivo  $C_4 - C_5$ . Il catodo è a potenziale ad alta frequenza.



Per variare il grado di reazione si collega in parallelo alla capacità di ingresso della valvola,  $C_{gk}$  (la quale normalmente è sufficiente a mantenere le oscillazioni), un piccolo trimmer  $C_4$ , della capacità massima di 5 pF. Il circuito risonante del catodo,  $L_2 - C_5$ , blocca l'alta frequenza. E' opportuno che anche  $C_5$  sia variabile, allo scopo di poter variare l'effetto bloccante su un'ampia banda di frequenza.

$L_2$  va fatto per tentativi ed ha circa 6 a 8 spire di filo da 0,5-0,8 mm avvolto su un nucleo isolante del  $\varnothing$  di 8-10 mm. Il disaccoppiamento del segnale demodolato av-

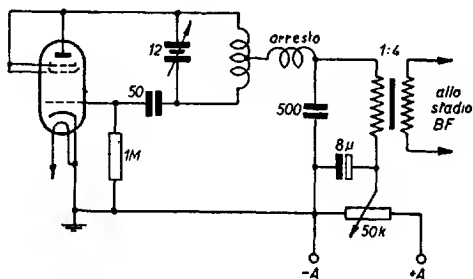


Fig. 30 - Ultraaudion o circuito a reazione induttiva (su tre punti).

viene sul flusso elettronico. Come valvole sono adatte anche i tipi EAF 42 e RV12 P2000. La reazione e la conseguente riduzione dello smorzamento avviene nello schema indicato capacitivamente su tre punti; si può però anche realizzarla con un circuito a 3 punti a reazione induttiva. Questo collegamento viene chiamato comunemente « Ultraaudion » o Hartley e viene usato molto spesso. In questo caso il circuito oscillante è collegato fra griglia e placca (vedi figura 30).

La reazione si regola variando il punto di presa dell'alimentazione sulla bobina, punto che bisogna trovare per

tentativi. L'innesco si realizza variando la tensione anodica col potenziometro  $p$ . Dopo la demodulazione il segnale viene inviato alla bobina  $D_f$  di blocco portata all'uscita col trasformatore e amplificato nello stadio a bassa frequenza.

Come valvole si usano o dei triodi speciali per onde UC, anche di tipo commerciale, come la RL12T1, TS311, SD1A,

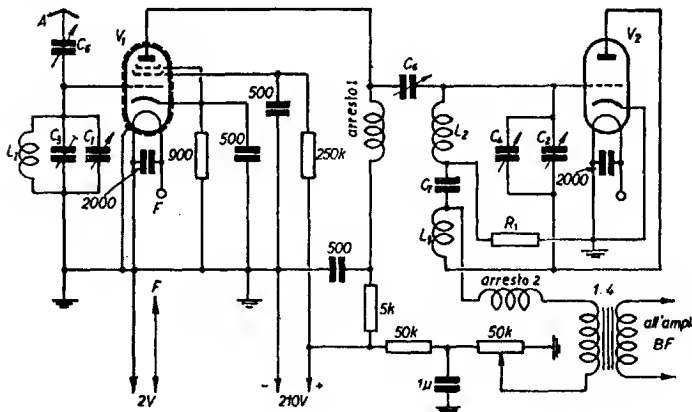


Fig. 31 - Variante dell'ultraudion con amplificatore A F preliminare.

le valvole a ghianda, la 4371 e 954 (vedi fig. 22) e anche pentodi collegati in triodi, come per esempio RV12 P2000 ovvero EAF42.

Per le frequenze fino a 100 MHz (onde di 3 m) può valere la pena di adottare uno stadio preliminare amplificatore ad alta frequenza.

Il circuito è un po' diverso da quello di fig. 30; l'induttanza è divisa in due metà  $L_2$  e  $L_3$ , fra le quali è intercalato il condensatore  $C_7$ . Se  $L_2$  e  $L_3$  sono state costituite ciascuna

da mezza spira, come si vede in fig. 32, e se vengono aboliti  $C_2$  e  $C_4$ , allora  $C_7$  (che è di circa 100 pF) si trova in serie con la capacità della valvola  $C_{ga}$  e, scegliendo una valvola adatta, si giunge nel campo delle onde decimetriche. Lo

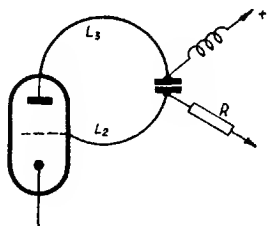


Fig. 32 - Ricevitore in reazione per onde decimetriche.

stadio ad alta frequenza è accoppiato attraverso  $C_6$  (30 pF al massimo) e  $D_1$  (un quarto di lunghezza d'onda) e lavora con entrata di antenna capacitiva. Mentre per la reazione si possono usare le valvole già indicate, illustrate in fig. 30, per la preamplificatrice c'è una scelta ancora più ampia.

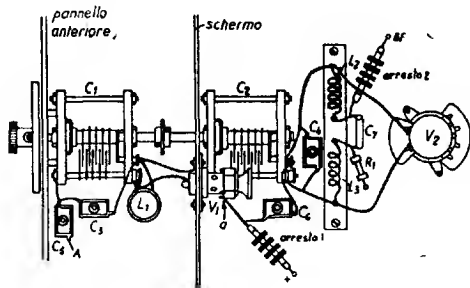


Fig 33 - Disposizione costruttiva dello schema di fig. 31 con valvola nano.

Fra i tipi commerciali e meno recenti citiamo la SF1A, la 4672, la RV12 P2000, la EF50 e la EF14; fra le valvole più moderne per onde ultracorte sono la 6AK5, la EF80 e la EF42: in figura 33 si vede una disposizione costruttiva conveniente, con l'adozione di valvole a bottone tipo SF1A e SV1A ovvero RV12 P2000.

Tutti gli chemi indicati si prestano sia per demodulare segnali modulati in ampiezza che per segnali modulati in frequenza, solo che in questo caso, realizzando l'accordo, bisogna avere cura di non accordarsi al centro della curva

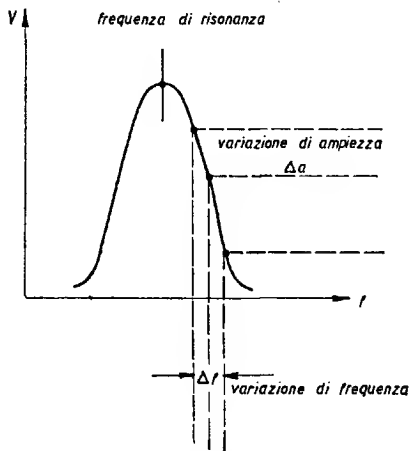


Fig. 34 - Un segnale a modulazione di frequenza applicato a un lato della curva di risonanza si traduce in modulazione di ampiezza.

di risonanza (come si fa per i segnali modulati in ampiezza) ma invece su uno dei fianchi (vedi fig. 34); in questo modo il segnale FM viene tradotto in segnale AM; di là deriva l'espressione di « raddrizzamento laterale ».

### 3-IIb) Ricevitori a superreazione

E' sempre piuttosto difficile di conservare costante l'oscillazione di reazione per un tempo abbastanza lungo, specialmente sulle frequenze più alte, persino se le tensioni sono stabilizzate.

Se ora con un ricevitore si deve lavorare non solo in telefonia (parola e musica) ma anche in telegrafia modulata, si apre un'altra via per raggiungere il punto di massima sensibilità, con una regolazione elettrica automatica dello smorzamento. E ciò si consegue con una oscillazione ausiliaria che viene sovrapposta alla corrente continua di alimentazione anodica e che continuamente oscilla al di qua e al di là del punto di massima sensibilità. La sua frequenza è al di sopra della gamma acustica. Esso può essere prodotta in due modi diversi cioè o con la stessa valvola ricevitrice o con uno stadio oscillante separato, che invia poi la frequenza ausiliaria sulla griglia o sulla placca della ricevitrice a mezzo di un trasformatore o di altro organo di accoppiamento. Uno svantaggio di questi circuiti a superreazione è che la frequenza ausiliaria viene fortemente irradiata e disturba i ricevitori intorno. Per questa ragione la si va lentamente abbandonando. In ogni caso questa superreazione dev'essere preceduta da uno stadio aperiodico ad alta frequenza (vedi figg. 35 e 38) per impedire alla frequenza disturbante di raggiungere l'antenna.

Per i ricevitori a superreazione, che si usano anche per la radiodiffusione FM su onde ultracorte quali blocchi FM che utilizzano gli stadi a bassa frequenza di un qualsiasi radioricevitore, è particolarmente indicata la valvola ECF12, che consente un ottimo disaccoppiamento del sistema. In

figura 35 si vede lo schema di un ricevitore con valvola ECF12 la quale genera così la frequenza ausiliaria. Il dispositivo ausiliario, che ne consente il collegamento a qualsiasi ricevitore sul principio della super, collegandosi all'entrata del pick-up, consiste in triodo-pentodo accoppiati. Mentre il triodo funziona su un circuito a 3 punti con reazione induttiva e genera la frequenza ultraacustica per la superreazione, lo stadio preamplificatore ad alta frequenza serve

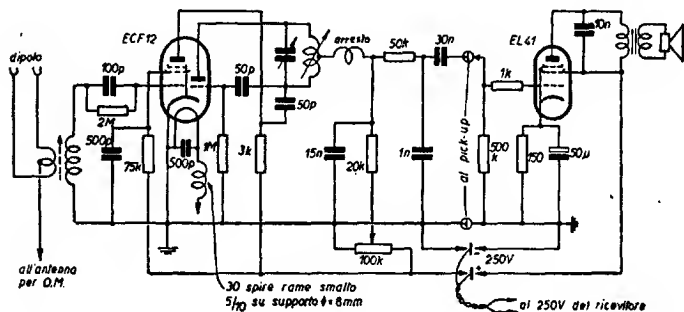


Fig. 35 - Ricevitore a superreazione e con circuito F.I. aperiodico (Blocco F M per radiodiffusione su onde U C).

sia ad elevare il livello del segnale sia a ridurre fortemente la irradiazione dell'antenna. Perciò i due sistemi nell'interno della valvola sono molto ben schermati dal punto di vista dell'accoppiamento capacitivo. Le tensioni di alimentazione si possono prelevare dallo stesso ricevitore, sicchè l'ingombro del blocco risulta molto ridotto. Per la stessa ragione l'accordo del circuito si fa ineluttabilmente, ciò che elimina la necessità del condensatore variabile, ingombrante e caro. La capacità del circuito oscillante si realizza con un trimmer. In questo caso si presta molto bene il com-



plesso autoinduttivo per onde UC della ditta Görler di Berlino, come si vede in figura 66. All'uscita della bassa frequenza, dopo la bobina di blocco, per la ricezione delle onde a modulazione di frequenza è incluso un gruppo «deenfascizzatore» (50 k $\Omega$ , 1000 pF) per migliorare la qualità della riproduzione. Naturalmente questo gruppo si può includere anche in un ricevitore FM per onde ultracorte, prima dello stadio a bassa frequenza. Nello stadio finale va molto bene una EL41 ad alta pendenza.

Nell'apparecchio descritto la frequenza di superreazione è generata nella stessa valvola in reazione. Per comprendere bene l'essenza di questa superreazione (ciò che è molto importante per il proporzionamento dell'apparecchio e per la regolazione di esso) e per mettere in evidenza le differenze fra questo schema e quello seguente, esaminiamo anzitutto brevemente le particolarità della superreazione, nella quale è da curare, come abbiamo detto, sia il proporzionamento che l'accordo, in modo un pò diverso per i due casi di autogenerazione e eterogenerazione della frequenza ultracustica di superreazione.

La superreazione a eterogenerazione fu ideata dall'americano Armstrong, mentre quella ad autogenerazione fu creata da Flewelling. E' evidente che la seconda è più semplice e più comoda, in quanto si risparmia una valvola: è da considerare però lo svantaggio di non poter dosare l'ampiezza di oscillazione, adattandola volta a volta alla tensione d'entrata dell'antenna, cosa che conduce alle condizioni migliori di ricezione. Vediamo il perchè.

La grande qualità della superreazione sta nel fatto di poter realizzare con un solo stadio una grandissima amplificazione dalla tensione in arrivo sull'antenna (alcuni  $\mu$ V) fino alla griglia della valvola finale (alcuni volt), mentre normalmente sono necessari a ciò parecchi stadi. L'idea essenziale consiste nel provocare uno stato di elevatissima

sensibilità riducendo lo smorzamento, ciò che non si può fare in misura così spinta con una valvola in reazione normale; e ciò a mezzo di una oscillazione ausiliaria ultraacustica di frequenza ed ampiezza determinate che automaticamente, volta a volta, supera la soglia di innesco della autooscillazione e la spegne di nuovo, col ritorno della propria frequenza.

Naturalmente la frequenza di questo cambiamento di condizioni, che è fissata dalla frequenza dell'oscillazione ausiliaria, deve essere così alta da risultare impercettibile all'orecchio; pertanto non deve essere inferiore ai 20 kHz.

In figura 35 il funzionamento avviene così: producendosi l'oscillazione ultraacustica, il circuito di ricezione entra in oscillazione sicchè ora sono presenti due oscillazioni, quella proveniente dall'antenna e quella di autoeccitazione. La autooscillazione varia secondo una legge esponenziale analogamente ma al contrario di un'oscillazione smorzata; ciò significa che l'ampiezza raddoppia ad ogni passare di un certo intervallo costante di tempo (finchè, naturalmente, non si raggiunge la saturazione).

E' evidente che se la tensione di entrata è piccola occorre un maggior tempo per raggiungere la saturazione; d'altra parte questo tempo ha una funzione essenziale nel procedimento di superreazione. Esso può essere così lungo che, anche per tensioni deboli, si raggiunga la saturazione, la quale corrisponde ovviamente alla massima amplificazione possibile; ma può anche essere così breve che nemmeno con le massime tensioni di ingresso la saturazione venga raggiunta. E' determinante in questo caso la frequenza delle oscillazioni ausiliarie. Vale la pena di approfondire ulteriormente questo funzionamento, in vista dell'esatta applicazione e della utilizzazione dei suoi vantaggi. Da un certo valore in su della tensione la griglia diventa positiva e la corrente di griglia carica il condensatore, sicchè la polarizzazione ne-

gativa della griglia cresce e l'oscillazione propria si spegne. Intanto il condensatore si scarica sulla resistenza di fuga, la ripidità della caratteristica di amplificazione cresce di nuovo e le oscillazioni riprendono. Si ha quindi l'innescarsi e l'estinguersi di esse, come in una oscillazione di rilassamento.

La frequenza, la cui scelta è molto importante, è data all'incirca dai valori di  $R_g$  e  $C_g$  e dalle proprietà della valvola. Questa frequenza deve essere così grande da risultare al di sopra della gamma acustica, ma anche abbastanza piccola che durante il periodo di autooscillazione l'ampiezza possa diventare sufficientemente grande.

E' evidente che a tal fine occorre un tempo per realizzare l'ampiezza massima tanto minore quanto maggiore è la frequenza di ricezione; è per questo che la superreazione è interessante esclusivamente nel campo delle onde ultracorte.

E poichè questo funzionamento dipende anche dallo smorzamento del circuito, cioè dal suo fattore di merito, e dalla pendenza della valvola nel punto di lavoro scelto, vale la seguente relazione:

$$f_e = \frac{\tau f_e}{2G l_n V}$$

dove  $G$  è il fattore di merito,  $V$  è l'amplificazione e  $l_n$  è il logaritmo naturale;  $f_e$  e  $f_p$  sono rispettivamente la frequenza del segnale in arrivo ( $f_e$ ) e la frequenza ultraacustica ( $f_p$ ).

Per le proprietà di questo funzionamento, oltrechè la frequenza, è pure importante la forma della curva delle oscillazioni proprie, in quanto essa incide sulla selettività raggiungibile con la massima amplificazione. Risulta che con un'oscillazione ausiliaria di forma sinusoidale si ha una selettività maggiore che con forme rettangolari o a denti di sega. Se ne deduce che la tensione sinusoidale

(quale si può generare con un oscillatore separato) dà una selettività migliore di quella autogenerata che è del tipo di rilassamento.

La migliore forma di curva si vede in fig. 36 dove l'intervallo a smorzamento ridotto è grande di fronte all'intervallo a smorzamento elevato, in cui cioè la carica raggiunge rapidamente il suo massimo valore e in un tempo parimente breve si scarica. Si hanno allora delle curve di risonanza assai strette e delle selettività ottime.

La forma della curva dipende dalla reazione più o meno stretta, dalla pendenza della valvola nel punto di lavoro e dalla scelta della frequenza.

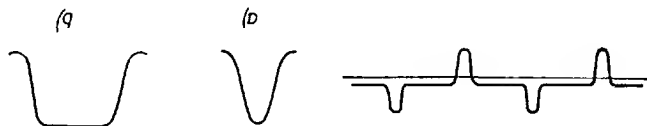


Fig. 36 - La migliore forma di curva in una superreazione

Fig. 37  
Curva di selettività lineare. Curva di selettività logaritmica.

Nella ricezione si può lavorare in due modi: a mescolamento logaritmico o a mescolamento lineare. I valori massimi si raggiungono in entrambi i casi, sia con tensioni di ingresso grandi che piccole, ma il controllo logaritmico introduce notevolissime distorsioni e anche un peggioramento della selettività sui segnali modulati in ampiezza e quindi non deve usarsi per la ricezione in fonìa.

Nel controllo lineare di segnali modulati in ampiezza bisogna avere l'avvertenza di non raggiungere la saturazione, scegliendo opportunamente la frequenza propria e regolando l'ampiezza di entrata.

Se dunque un ricevitore a superreazione deve servire indifferentemente a ricevere modulazione sia in ampiezza

che in frequenza si devono rendere possibili entrambi queste eventualità.

Un oscilloscopio ci permette di vedere se il controllo è lineare o logaritmico. La forma della curva si ottiene portando la frequenza locale alle placchette orizzontali dell'oscilloscopio e la tensione oscillante raddrizzata alle placchette verticali (fig. 37); la ricezione logaritmica si rileva anche dal fatto che dai due lati di una portante si vedono i caratteristici segnali di disturbo; esso corrisponde ad una larga curva di risonanza e facilita quindi la ricerca delle stazioni emittenti; ricevendo però la stazione locale, specialmente con onde modulate in ampiezza, bisogna tornare al controllo lineare coi suoi vantaggi di bassa distorsione ed elevata selettività.

Un circuito che da questo punto di vista soddisfa tutte le richieste e consente l'adattamento delle diverse ampiezze di segnali si vede in fig. 38. L'apparecchio è ideato per ricezione in cuffia ed ha 3 valvole, delle quali l'ultima è un doppio triodo ECC40; una metà serve da amplificatore a bassa frequenza, sufficiente per alimentare una cuffia; l'altra metà è il generatore della frequenza ausiliaria. Nello stadio amplificatore aperiodico ad alta frequenza, in cui è stata adottata una valvola EF42 ad alta pendenza, si ha una amplificazione modesta che può essere regolata all'ingresso del secondo stadio (secondo il valore della capacità di accoppiamento). Nella ricezione delle onde AM la tensione di ingresso deve avere solo l'ampiezza appena giusta per non raggiungere la saturazione e quindi non introdurre distorsioni.

Inoltre l'acutezza di risonanza si riduce col ridursi dell'ampiezza. Quindi la regolazione esatta si ha facendo in modo da non introdurre disturbi, col chè non vi è distorsione e si ha una sufficiente acutezza di risonanza.

Naturalmente è compito importante di questo stadio la riduzione dell'irradiazione della frequenza ausiliaria. Que-

sta viene introdotta fra griglia e schermo, in modo da disaccoppiare la bassa frequenza (accoppiata per via elettronica) dalla frequenza ausiliaria e da dare sulla griglia dello stadio finale una più alta tensione alternata. Il potenziometro  $P_1$  serve a regolare la reazione e quindi l'oscillazione pro-

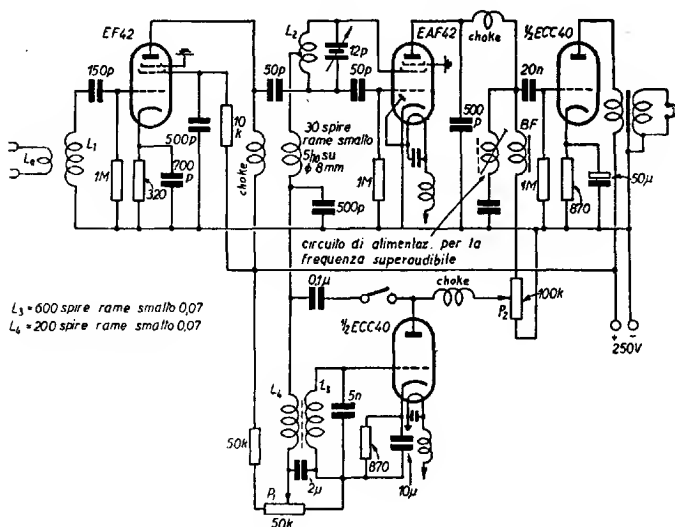


Fig. 38 - Superreazione con oscillatore separato.

pria; il potenziometro  $P_2$  serve a regolare l'ampiezza della oscillazione, per adattarla all'ampiezza dell'onda in arrivo.

In ogni caso bisogna assicurarsi anzitutto che il ricevitore funzioni correttamente su tutta la gamma senza frequenza ausiliaria (potrebbe infatti avvenire che con un proporzionamento non esatto della bobina di blocco si ab-

biano dei buchi di frequenza. In questo caso o bisogna variarne il numero delle spire o bisogna adottare un avvolgimento periodico). Solo se l'apparecchio oscilla in modo perfetto su tutta la gamma, ci si può attendere un funzionamento perfetto anche in superreazione. La frequenza dell'oscillazione ausiliaria è data in questo caso dagli elementi  $L_3$  e  $C_p$ .  $L_4$  determina il grado di reazione ed è proporzionato in modo tale che, insieme a  $P_2$ , dia una sufficiente possibilità di regolare l'ampiezza. In figura 39 diamo ancora

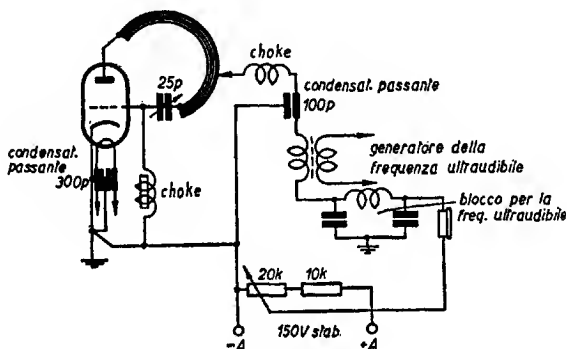


Fig. 39 - Superreazione per onde decimetriche, con la frequenza di superreazione generata esternamente.

lo schema di una superreazione per onde decimetriche con frequenza ausiliaria eterogenerata. E' proprio su queste onde così corte che si hanno i massimi vantaggi della superreazione.

### 3-III) Ricevitore a cambiamento di frequenza

#### 3-IIIa) Lo stadio preliminare preamplificatore AF nella super per onde UC

Lo stadio preliminare dell'amplificatore A F nella super per onde ultracorte deve complessivamente soddisfare tre condizioni, ciascuna delle quali assume un'importanza prevalente secondo lo schema adottato. Esse sono:

- 1) Elevazione del livello del segnale di entrata al disopra del disturbo proprio della prima valvola;
- 2) Eliminazione dell'irradiazione dell'oscillazione locale verso l'antenna;
- 3) Creazione di un segnale sufficiente per la griglia della mescolatrice.

Le questioni relative al primo punto che caratterizzano la sensibilità di entrata, sono state completamente trattate teoricamente; mentre il punto due viene soddisfatto qui essenzialmente dal punto di vista pratico. Questo capitolo deve quindi trattare essenzialmente la pratica delle particolarità costruttive dello stadio ad alta frequenza. E' la stessa cosa se si tratta di ricevere segnali modulati in ampiezza o in frequenza, giacchè la separazione dei due tipi di segnali avviene soltanto nella frequenza intermedia e nello stadio demodulatore. Abbiamo già visto nella trattazione teorica del problema che per la sensibilità di entrata è decisivo il rapporto  $R_e/R_{e,q}$  della prima valvola; e che d'altronde  $R_e$  diminuisce quadraticamente con la lunghezza d'onda, cosicchè si incontra un limite per il quale il detto rapporto diventa uguale e poi inferiore a 1, cioè con il segnale di entrata assume un livello inferiore a quello del disturbo.

Consideriamo le resistenze equivalenti al disturbo dei nostri migliori pentodi per onde UC, EF80 e 6AK5 e supponiamo che siano rispettivamente di 1000 e di 1900  $\Omega$ .



Se ora portiamo in conto le resistenze elettroniche di entrata troviamo 3000 e 13500  $\Omega$  per la EF80 rispettivamente a 100 e a 150 MHz; e per la 6AK5 troviamo 8000 e 3500 rispettivamente alle sue frequenze. Il rapporto  $R_c/R_{eq}$  diventa quindi 3 e 4,2 a 100 MHz; e 1,35 e 1,8 a 150 MHz.

Vediamo quindi che a 150 MHz si comincia già a delimitare il detto limite, oltre il quale i pentodi diventano praticamente inutili come amplificatori A F. E' questo che bisogna considerare quando un pentodo viene utilizzato come mescolatore autooscillatore e contemporaneamente amplificatore A F.

Per il caso dell'amplificatore preliminare A F la sensibilità di entrata si può migliorare collegando un pentodo ad alta pendenza come triodo, o addirittura utilizzando un triodo.

Consideriamo per esempio la 6AK5: essa ha una pendenza media di 5 mA/V come pentodo e di 6,5 come triodo. La resistenza di entrata vale 8000  $\Omega$  a 100 MHz e 3500 a 150 MHz. Ma ora viene la cosa interessante e decisiva; mentre la resistenza disturbo come pentodo è di 1900  $\Omega$ , facendo il collegamento a triodo essa discende a 380  $\Omega$ ; questo ci porta al rapporto  $R_e/R_{eq}$  di 21 invece di 4,2 a 100 MHz e di 9,2 invece di 1,8 a 150 MHz.

La sensibilità di entrata è migliorata di 5 volte.

Per questa ragione nel campo delle onde ultracorte vengono usate come amplificatori quasi esclusivamente triodi, fino alla frequenza alla quale è ancora efficace un'amplificazione in alta frequenza; questo è possibile fino alle onde di 1 m circa con i triodi speciali ECC81 (12AT7) oppure EC80-EC81, valvole speciali per la TV; purchè beninteso siano state rispettate tutte le altre condizioni.

Nella tecnica delle altissime frequenze occorre dedicare una particolare attenzione ai collegamenti. In fig. 40 si

vede un usuale stadio preamplificatore AF fino a 100 MHz; esso usa valvole EF80 oppure 6AK5 con uscite catodiche separate. I valori delle resistenze, indicati nello schema, valgono per la 6AK5.

Si realizza un aumento della resistenza di ingresso separando il circuito AF di griglia dal circuito anodico. La se-

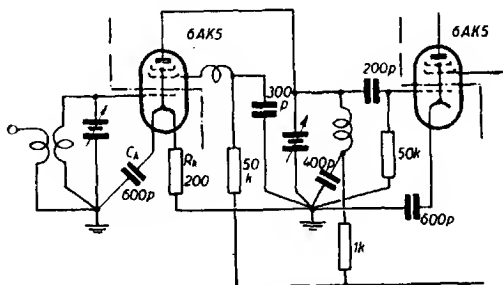


Fig. 40 - Preamplificazione AF a 100MHz con l'uso di pentodi ad alta pendenza.

parazione deve avvenire anche a mezzo di pareti schermanti (indicate nello schema con linee a tratti e punti). Nell'amplificatore a due stadi, l'uscita del primo e l'entrata del secondo sono collocati nello stesso scompartimento schermante. E' opportuno comandare solidalmente i due condensatori splitstator collegandone gli assi, e prolungandoli con barrette ceramiche di tanto che non influisca la capacità della mano.

Le resistenze di risonanza dei due circuiti devono essere circa decuple di  $R_e$ . Ciò si realizza con circuiti tubolari o circuiti accordati su un quarto di onda. L'accoppiamento di antenna deve essere molto rigido, perciò si raccomanda un accoppiamento con « autotrafo » ovvero l'avvolgimento

rigido della bobina di antenna sopra la bobina di griglia. Il disturbo per ripartizione di corrente si riduce con una bobinetta immediatamente collegata allo schermo. In ogni caso la messa a punto è critica.

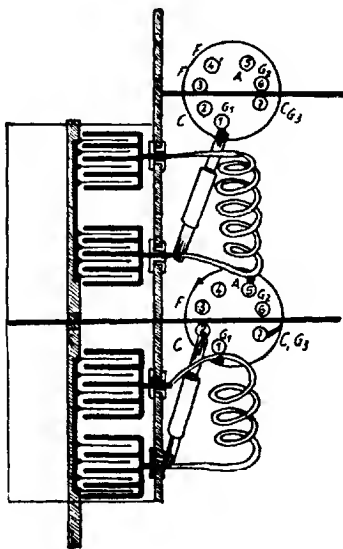


Fig. 41 - Schizzo costruttivo e dei collegamenti.

Uno schizzo orientativo per la costruzione si vede in fig. 41. Alle frequenze più alte di 100 MHz è preferibile usare triodi per il loro basso disturbo. Una buona soluzione è quella dell'amplificatore in controfase della fig. 42; la costruzione di esso però non è facile, a causa della elevata

simmetria necessaria, ciò che presuppone una esecuzione perfetta del lavoro e una buona dotazione di apparecchi di misura; è un caso piuttosto raro.

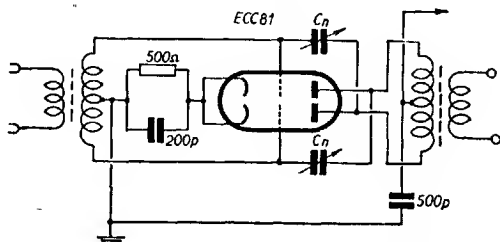


Fig. 42 - Amplificatore A F in controfase.

E' pertanto preferibile, pur usando ancora un doppio triodo, usare lo schema a cascode di fig. 43, combinazione di un normale amplificatore a triodo e di una amplificatrice con griglia a massa ed entrata dal catodo. In genere

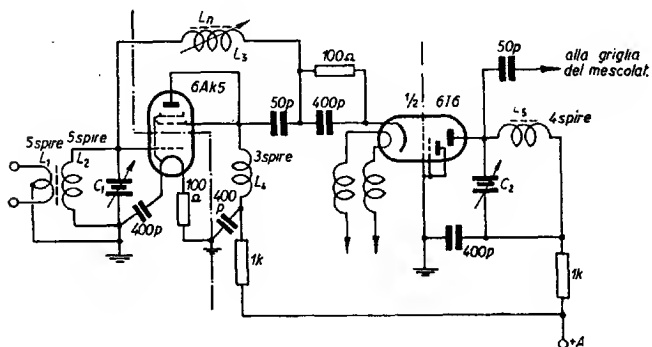


Fig. 43 - Amplificatore cascode (Wallmann).

gli amplificatori ad accoppiamento catodico hanno una notevolissima importanza nel campo delle onde ultracorte e negli amplificatori a larga banda. Il catodo è a tensione A F mentre la griglia o l'anodo sono a massa rispetto all'A F. Il primo schema con griglia a massa si trova spesso, perchè riduce fortemente il livello del disturbo; in ogni caso l'amplificazione realizzata è piccola, ciò che implica l'adozione di parecchi stadi uno dopo l'altro.

L'amplificatore cascode unisce ora i vantaggi del basso livello di disturbo del triodo con griglia a massa con l'alto fattore di amplificazione del pentodo che è  $V = S \times R_a$ . L'amplificazione totale risulta dall'amplificazione dei due triodi che corrisponde all'amplificazione di un pentodo ma ha il vantaggio che il livello di disturbo viene fissato a mezzo della griglia a massa ed assume così il suo valore più basso.

Per la gamma di circa 150 MHz (due metri) si è dimostrato particolarmente adatto lo schema cascode di Wallmann (fig. 43). All'entrata troviamo il pentodo 6AK5 collegato a triodo date le sue caratteristiche particolarmente adatte per onde U C.

Si può eliminare il condensatore variabile ed accordare  $L_2$  al centro banda sulla capacità di ingresso della valvola. Dopo, basta la regolazione fine della frequenza dell'oscillatore e quella grossolana del circuito di entrata a mezzo del trimmer. Per 144 MHz la bobina  $L_1$  deve avere 2 o 3 spire di filo di rame da 0,2 o 0,3-2 seta, che saranno avvolte rigidamente sopra  $L_2$ , costituita anch'essa da 2 o 3 spire ma in filo di rame da 0,6 o 0,8-2 seta; il nucleo di avvolgimento sarà del diametro di circa 10 mm. I collegamenti delle due entrate catodiche, nonchè la disposizione delle pareti schermanti, si vede chiaramente dallo schema 43; il circuito risonante anodico  $L_4$  è costituito con 2 o 3 spire di filo rame da 0,8-seta, avvolto su un isolante del diametro da 8 mm. La griglia è costituita dalla capacità di uscita dalle 6AK5

(circa 3 pF) e dalla capacità di entrata della 6J6, entrambe non trascurabili; pertanto la curva di risonanza non è molto acuta e spesso basta la resistenza di 1000  $\Omega$  per funzionare da elemento di accoppiamento. Naturalmente collegando la 6AK5 a triodo bisogna neutralizzarla per evitare autooscillazioni. La neutralizzazione viene fatta a mezzo di  $L_3$ , che è costituita da 10 a 11 spire di filo di rame smalto da 0,8 a 1 mm avvolto su un nucleo del diametro da 6 a 8 mm e della lunghezza di 20 mm circa. La regolazione della bobina di neutralizzazione si fa togliendo la corrente di filamento, accoppiando al circuito di griglia del ricevitore

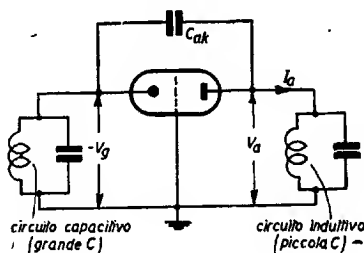


Fig. 44 - Circuito con griglia a massa: schema di principio.

un generatore di segnali campione, regolato a 145 MHz, e variando la autoinduzione fino ad avere sull'uscita del ricevitore il minimo segnale. I conduttori di filamento della 6AK5 devono essere bloccati verso massa con due bobinette immediatamente collegate allo zoccolo. A questo amplificatore neutralizzato segue un amplificatore ad entrata catica con griglia a massa, del quale diciamo qualche cosa di più dato che lo si usa spesso al di sopra dei 100 MHz. Lo schema si vede in fig. 44. Avendo la griglia a massa, si ha una efficace separazione fra circuito di entrata e circuito di uscita.

La tensione d'ingresso compare fra catodo e griglia a massa. Essa varia il potenziale del catodo rispetto alla griglia, controllando così la corrente anodica.

Si può pensare la griglia a massa come identica alla seconda griglia di un tetrodo, che provochi la stessa azione A F fra catodo ed anodo. Mentre da un punto di vista generale non si potrebbe avere amplificazione con la griglia a massa, la riduzione di amplificazione proviene dal fatto che la corrente A F anodica,  $i_a$ , circola attraverso il circuito

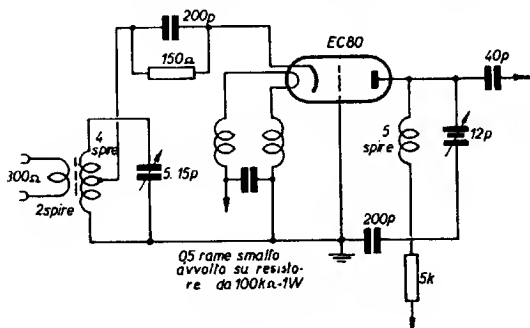


Fig. 45 - Circuito con griglia a massa per la EC80.

di entrata e quello di uscita, e avendo la stessa fase di  $U_g$  provoca un assorbimento di potenza nel circuito di griglia; pertanto è possibile con opportuno adattamento, una amplificazione di tensione e di potenza.

A 300 MHz si può avere ancora una amplificazione di  $5 \div 6$ , usando triodi speciali per griglia a massa (fig. 45), come EC80 (LD12), nei quali la griglia è grossa e a maglie fini, sicchè si aumenta l'effetto schermante e si riduce al minimo la capacità di uscita  $C_{ak}$ .

Secondo lo stesso schema di principio il circuito catodico, a grande  $C$ , è prevalentemente capacitivo mentre quello

anodico, a basso  $C$ , lavora come induttivo. Regolando le due capacità con i trimmer si variano sia la frequenza che il grado di reazione, trovando il valore ottimo di questa.

Questo schema con griglia a massa ha un funzionamento assai stabile; e presenta, oltre il vantaggio di un basso disturbo, l'altro che l'influenza della induttanza catodica è assai minore di quella di altri schemi; anche l'influenza dell'accoppiamento dell'antenna è ridotto. Viceversa la resistenza effettiva di entrata è piccola, e vale  $\frac{1}{S}$ , cioè circa 100  $\Omega$ ; sicchè il circuito d'ingresso presenta una banda larghissima ( $> 100$  MHz) senza peggioramento del rapporto segnale - disturbo.

In questo circuito è importante che i conduttori dell'alimentazione di filamento siano disaccoppiati con reattanze immediatamente alle linguette dello zoccolo, altrimenti la elevata capacità fra filamento e catodo produce una forte perdita A F. Le reattanze di blocco vengono avvolte con filo lungo circa un quarto d'onda, del diametro di 0.5 mm.

L'accoppiamento di antenna, con presa in autotrasformatore, è più stretto di quel che compete al valore ottimo di adattamento. Mentre l'entrata è a bassa impedenza (100  $\Omega$ ) e rende facile l'adattamento a una antenna e l'amplificazione su larga banda, l'impedenza di uscita è piuttosto alta (10 k $\Omega$  circa) data la piccola capacità  $C_{ak}$ ; lo schema quindi è un ideale accoppiatore, con buon livello di disturbo, nel campo 100-300 MHz; e ha ancora una piccola riserva di amplificazione, se l'adattamento è esatto.

Tornando al punto di arrivo delle nostre considerazioni sul circuito cascode di Wallmann osserviamo che alle alte frequenze (sopra i 50 MHz) si elimina lo svantaggio delle alte capacità di accoppiamento, che influenzano più oltre il suo funzionamento, sicchè verso i 200 MHz (quali



sono raggiunti dalla TV) si passa a un altro schema a cascode (fig. 46). In esso si usano pure triodi speciali sviluppati per la TV (ECC81, 12AT7 o 6BQ7). La caratteristica è il collegamento diretto fra l'anodo del primo sistema e il catodo del secondo e la regolazione del punto di lavoro alla griglia del secondo sistema a mezzo del partitore  $R_1 R_2$ . La griglia

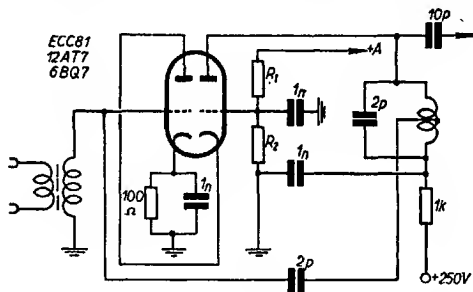


Fig. 46 - Amplificatore cascode fino a 200 MHz.

è a massa per l'A F a mezzo di un condensatore da 100 pF. La tensione di neutralizzazione si preleva a una presa del circuito oscillante anodico. I vantaggi sono evidenti.

Il circuito funziona fino a onde di 1.25 m per aver eliminato col cascode di Wallmann la dannosa capacità di accoppiamento e per la possibilità di trovare il migliore punto di lavoro; e il circuito è molto semplice a costruirsi. Esso si presta molto bene all'adozione di circuiti oscillanti a costanti distribuite, cioè circuiti oscillanti tubolari, cilindrici o sferici. L'alta impedenza realizzabile con questi elementi permette di utilizzare esattamente l'alta amplificazione propria del circuito cascode, che vale  $S \times R_{res}$  del circuito anodico del secondo sistema. La neutralizzazione si regola rispetto al minimo disturbo, come prima.

Per la costruzione pratica di tutti questi amplificatori A F diremo che la stabilità meccanica deve essere molto curata. E' adatto l'alluminio ricotto da 3 mm, che si lavora ancora bene alla morsa. La costruzione non deve essere troppo affollata; ci si deve distanziare alquanto dallo châssis per non dar luogo a capacità. I componenti si devono scegliere piccoli il più possibile, appena compatibilmente con il carico. I collegamenti, se non possono essere evitati, vanno fatti in filo di rame da 2 mm, fissato a più ancoraggi isolanti.

L'entrata e l'uscita di ogni stadio debbono essere separati da pareti schermanti, perfettamente stagne (scatole di lamiera di rame piegata e saldata).

Disaccoppiando le bobine e costruendo parte da un lato e parte dall'altro dello châssis si possono risparmiare alcuni schermi. Le bobine si disporranno ortogonalmente fra loro per evitare accoppiamenti. Le alimentazioni saranno munite di passanti a condensatore di fuga a massa, onde non portare fuori l'alta frequenza.

### **3-IIIb) Problemi dello stadio mescolatore**

Dopo aver esaminato le particolarità dello schema dello stadio amplificatore preliminare A F, vediamo i problemi del mescolatore nella super a onde U C nella gamma di radiodiffusione F M di 3 m. E' adottato generalmente il mescolatore autooscillante (fig. 47) noto anche con il nome di tropadine: lo si trova, in molte varianti, in quasi tutti gli stadi mescolatori della super a onde U C con l'adozione di pentodi ad alta pendenza EF42 e EF80. Questi mescolatori autooscillanti a pentodi funzionano tutti a mescolazione additiva: infatti con una mescolazione moltiplicativa, quale si ha negli esodi, si avrebbe un livello di disturbo assai maggiore che bisogna assolutamente evitare, poichè il mescola-

tore nella massima parte dei casi è anche stadio di entrata. Per queste ragioni questi schemi sono equipaggiati con pentodi ad alta pendenza e a basso rumore o anche (alle frequenze più alte) con triodi ad alta pendenza. Nello schema di fig. 47, che mostra un mescolatore con EF42, il circuito oscillante è collegato alla griglia controllo e allo schermo e l'autoeccitazione avviene per la capacità interna della valvola. Il grado di reazione viene inoltre aumentato con il

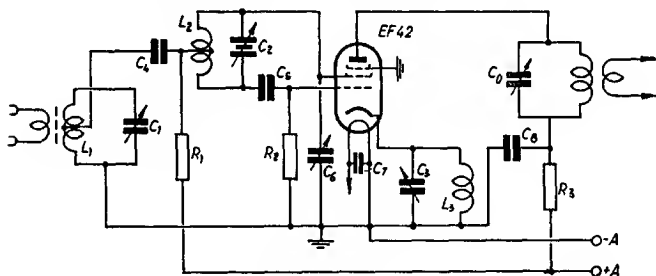


Fig. 47 - Stadio mescolatore autoeccitato.

circuito risonante catodico  $L_3 - C_3$ . Per la banda di 3 m,  $L_3$  ha circa un  $\mu\text{H}$  e  $C_3$  ha circa 20 pF.

La tensione di ingresso, dopo essere stata aumentata per risonanza nel primo circuito  $L_1 - C_1$ , viene portata simmetricamente al centro del circuito oscillatorio.  $C_4$  ha solo lo scopo di separare la tensione continua, giacchè in  $L_2$  vi è la tensione di schermo che arriva tramite  $R_1$ . Il collegamento esattamente al centro di  $L_2$  è molto importante giacchè deve evitare che una tensione oscillante ritorni all'antenna attraverso  $L_1 - C_1$ . E' evidente che questa esigenza deve essere assolutamente soddisfatta per non disturbare i ricevitori vicini: pertanto questo centro elettrico al quale la tensione oscillante è nulla, dev'essere trovato sulla bobina con la massima cura e realizzato con una presa.

A questo scopo serve  $C_6$  il quale realizza la regolazione fine. Naturalmente bisogna del pari evitare con una accurata schermatura che la tensione oscillante raggiunga l'antenna per vie incontrollabili, tuttavia è ancora tollerabile una irradiazione disturbo fino al massimo di  $\mu V$ .

Con  $R_2 - C_5$  si fissa il punto di lavoro della mescolazione, giacchè la valvola mescolatrice in questo caso lavora come raddrizzatrice con tensione negativa di griglia.

La mescolazione avviene quindi per la curvatura della caratteristica della valvola. Le due tensioni da mescolare, una di segnale e l'altra dell'oscillatore, danno uno spettro completo di frequenze somma e differenza, che vengono amplificate tutte insieme dal pentodo. Il circuito a frequenza intermedia seleziona poi una sola di queste frequenze.

Nella realizzazione del circuito bisogna curare particolarmente alcuni punti, e cioè anzitutto l'esatta simmetria rispetto al centro elettrico, come già si è detto, perchè da ciò dipende non solo la possibilità di irradiazione, ma anche l'esatto equilibrio del primo circuito. Si evita così la tendenza al trascinamento dell'oscillatore.

L'attitudine dell'oscillatore a tre punti a oscillare fra griglia, schermo e catodo è piccola se mettiamo il catodo direttamente a massa, senza circuito risonante. In questo caso il circuito oscillante deve avere un alto fattore di merito, altrimenti non oscilla su tutta la gamma. Però conviene conservare il circuito sul catodo, anche perchè esso ci dà la possibilità di regolare l'ampiezza di oscillazione su tutta la gamma, possibilità desiderabile per due ragioni. Si adotta la mescolazione additiva perchè essa produce una più alta amplificazione e anche un più basso disturbo della mescolazione moltiplicativa a esodo, purchè si adottino pentodi o triodi a basso disturbo. I due vantaggi essenziali di questo schema sono garantiti però solo se l'ampiezza dell'oscillazione locale (che dev'essere di 1 a 2 V efficaci)

non cambi sostanzialmente lungo tutta la gamma e soprattutto non scenda al di sotto del livello necessario.

Si ha in tal modo la mescolazione più efficace quando si applicano 2 V alla griglia della valvola mescolatrice. Col trimmer  $C_3$  del circuito risonante  $L_3 - C_3$  è ora possibile di regolare entro certi limiti l'ampiezza dell'oscillazione locale e con ciò, realizzando una tensione oscillante esatta, si ha contemporaneamente la massima amplificazione di mescolazione e il minimo disturbo; questo fatto è perfettamente udibile regolando il trimmer, perchè spostandolo sopra o sotto il punto ottimo il disturbo aumenta notevolmente.

Dalla costanza dell'ampiezza dell'oscillazione locale dipende un'altra esigenza importante, perchè se la frequenza ocale varia il ricevitore deve continuamente essere riaccordato.

Per soddisfare queste necessità bisogna richiamare le cure già sottolineate precedentemente. La dissipazione del calore della valvola oscillatrice deve avvenire in modo che nessuna delle parti sia collegata in modo da riscaldarsi. La tensione anodica dell'oscillatore deve assolutamente essere stabilizzata. Non vi deve assolutamente essere umidità che ha per effetto sempre una attenuazione. Per evitarla è bene ricoprire le singole parti con un sottile strato di cera, prima di saldare i collegamenti.

Un'altra soluzione per evitare che nel circuito di ingresso arrivi l'oscillazione locale si ottiene realizzando lo schema di fig. 48; la correzione si fa ancora col trimmer del circuito oscillante da 6 a 20 pF, che produce una neutralizzazione delle tensioni fra griglia e schermo, sfasate di  $180^\circ$  cioè aventi segno contrario, che quindi in pratica si eliminano mutuamente.

L'applicazione di questi mescolatori autoeccitati a pentodi è limitata a circa 100 MHz a causa delle note influenze

sulla gamma di frequenza. Nel campo fino a 250 MHz si effettua la mescolazione con doppi triodi, nei quali un triodo funziona come mescolatore e l'altro come oscillatore separato. Si ha ancora mescolazione addittiva ma si migliora di molto

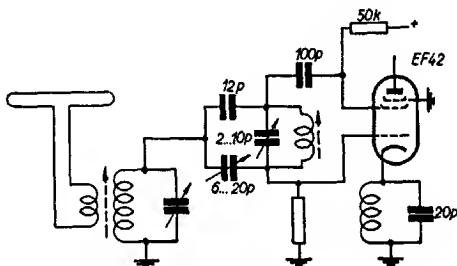


Fig. 48 -Altro mescolatore autoeccitato.

la costanza dell'ampiezza dell'oscillazione e la bassa irradiazione dell'oscillazione stessa.

In questo campo si possono usare solo i doppi triodi creati per la TV, ECC81 = 12AT7 (vedi fig. 49). La ECC81 adottata in questo schema ha una pendenza di 6 mA/V e una resistenza equivalente di 500  $\Omega$ . Con la tensione anodica di 200 V la pendenza di mescolazione è di 2 mA/V purchè l'ampiezza della oscillazione locale sia di circa 2 V efficaci. Poichè la resistenza interna è di circa 18.000  $\Omega$  non occorre alcuna presa sul circuito FI. La ECC81 a 150 MHz possiede ancora una resistenza di entrata elettronica di 2.000  $\Omega$ .

Lo schema mostrato non ha alcuna particolarità. Il gruppo RC nel circuito di griglia serve a migliorare la pre-selezione in quanto assorbe le punte della corrente di griglia. Il punto di lavoro viene regolato agendo sulla corrente continua di griglia a mezzo della resistenza di catodo. E'

ancora importante di regolare esattamente l'ampiezza dell'oscillazione locale, a mezzo del trimmer da 1 a 3 pF, affinché la tensione oscillante non sia inferiore al valore ottimo in nessun punto della gamma.

L'accoppiamento della frequenza locale si può anche fare da griglia a griglia a mezzo di un trimmer; in questo

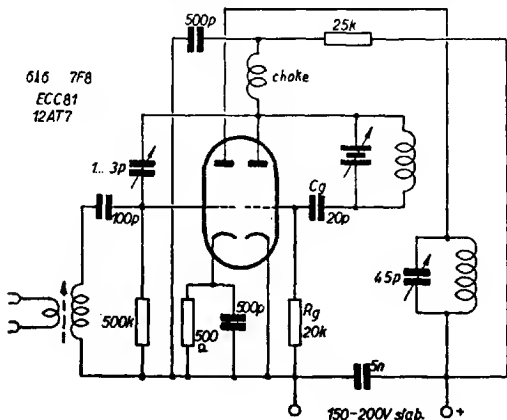


Fig. 49 - Mescolatore a doppio triodo.

caso si deve regolare questo trimmer inviando all'entrata dell'apparecchio un segnale campione della frequenza voluta e dell'ampiezza di circa 50  $\mu$ V e facendola mescolare con l'oscillazione locale.

La posizione migliore del trimmer ed il valore più adatto della resistenza catodica (che fissa il punto di lavoro) sono quelle che danno luogo alla massima ampiezza della frequenza intermedia misurata con un voltmetro a valvola.

Praticamente conviene eliminare provvisoriamente la resistenza catodica, trovare il punto ottimo di lavoro

con una batteria che dia la migliore tensione di griglia e, determinata questa, nonchè la corrente anodica, fissare la resistenza catodica.

Anche il gruppo  $R_g C_g$  influisce sull'ampiezza di oscillazione. Eventualmente se la gamma di frequenza è ampia, il dosaggio di questa ampiezza deve essere realizzato altrimenti. Per accoppiare l'oscillazione locale alla valvola mescolatrice si possono adottare delle varianti. Si può realiz-

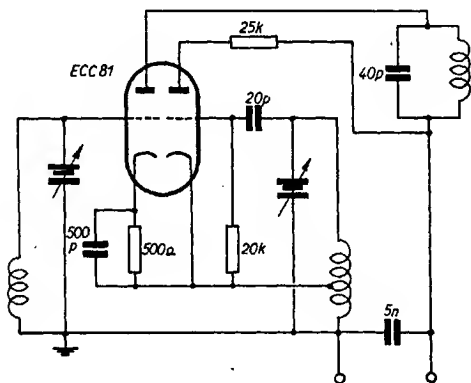


Fig. 50 - Mescolatore a doppio triodo con accoppiamento catodico.

zarla con una resistenza catodica senza condensatore, comune alle due oscillazioni: questo è un semplice accoppiamento catodico. Si può far funzionare l'oscillatore con accoppiamento elettronico (Electronic - Coupled Oscillator o E.C.O.) e tenere entrambi i catodi a tensione A F, realizzando ancora un accoppiamento catodico; questo si vede in fig. 50. Alla lunghezza d'onda di un metro anche la valvola ECC81 trova il suo limite. Fino a 60 cm si possono usare solo i triodi EC80 e EC81, speciali per griglia a massa, con lo schema di mescolazione mostrato in fig. 51. La EC80 la-



vora come mescolatrice con griglia a massa; l'oscillazione locale viene portata sul suo catodo con un trimmer: naturalmente il catodo è a tensione A F. Il circuito di ingresso a risonanza di tensione è realizzato con un circuito a cilindro o con una coppia di fili di Lecher.

Andando a frequenze ancora più alte il tempo di transito degli elettroni nella valvola non è più trascurabile, sicché la mescolazione funziona in modo incompleto. Pertanto

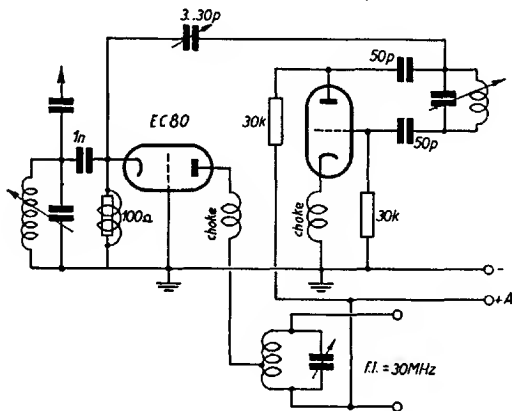


Fig. 51 - Mescolatore realizzato usando speciali triodi per circuito con griglia a massa.

bisogna passare alla mescolazione a diodo, elettronico o a cristallo. La diffusione dei diodi a cristallo ha tolto il posto ai diodi a valvola, e tuttavia nel campo delle onde decimetriche bisogna sempre ristudiare la cosa. Il principio della mescolazione a diodo si vede in fig. 52; la tensione di segnale  $V_{fe}$  e la tensione locale  $V_{f_0}$  sono applicate alla resi-

stenza di risonanza  $R_{fz}$  dalla quale si ricava la tensione a frequenza intermedia, più bassa, per l'ulteriore amplificazione;  $V_v$  serve a stabilire il migliore punto di lavoro.

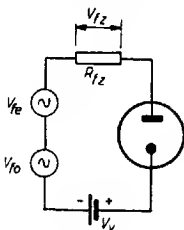


Fig. 52 - Schema di principio del mescolatore a diodo.

Uno schema pratico di mescolazione, a due diodi in controfase, si vede a fig. 53. L'oscillazione locale è debol-

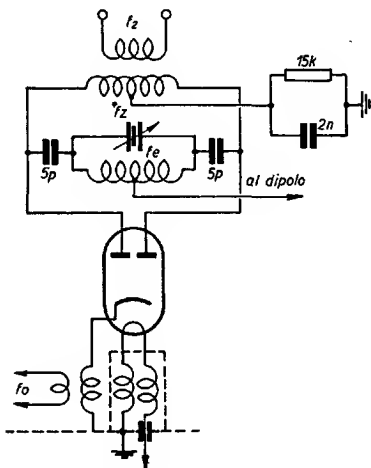


Fig. 53 - Mescolatore a doppio diodo in controfase.

mente accoppiata al circuito ricevente attraverso il catodo, così anche l'irradiazione dell'antenna resta bassa mentre la tensione oscillante applicata all'anodo è sufficiente per la mescolazione.

Attraverso l'accoppiamento catodico, quindi, sia il circuito di ricezione  $f_e$  che il circuito a frequenza intermedia sono applicati all'anodo: la separazione delle frequenze è facile, data la considerevole differenza. Infatti il circuito F I costituisce, per la frequenza in arrivo, soltanto una piccola impedenza capacitiva e viceversa. Anche qui si usano preferibilmente circuiti oscillanti a cilindri o a fili di Lecher. La resistenza di  $15.000 \Omega$  serve a generare la tensione di polarizzazione, che fissa il punto di lavoro della mescolazione.

Il condensatore da  $2 \text{ nF}$  ( $2000 \text{ pF}$ ) serve da fuga a massa per le alte frequenze. Come valvole si usano i diodi speciali LG12 o RD12 Ga. L'uso di diodi a valvola per la mescolazione trova il suo limite alla lunghezza d'onda di circa  $20 \text{ cm}$ . A frequenze più alte, cioè nel campo delle onde centimetriche, si prestano solo i diodi a cristallo, di silicio o di germanio.

Il diodo a cristallo lavora bene persino nel campo delle onde millimetriche, poichè nel diodo non c'è tempo di transito degli elettroni e perchè la sua capacità costruttiva è piccola (dell'ordine di  $1 \text{ pF}$  o meno). D'altronde la piccola resistenza interna, di circa  $100 \Omega$ , dà delle perdite di mescolazione estremamente piccole; infine si risparmia il riscaldamento e (vantaggio ancora maggiore) con ciò si migliora il livello di disturbo. Riassumendo con la mescolazione a diodi a cristallo si realizza un considerevole aumento della sensibilità: in fig. 54 si vede uno schema con diodi in controfase. Però in ogni mescolazione in controfase bisogna badare con la massima attenzione che i due diodi ricevano effettivamente le tensioni in esatta opposizione di fase, altrimenti non si realizza una corretta mescolazione. Per la mescolazione di onde decimetriche e centimetriche si prestano ot-

timamente i diodi a cristallo a larga banda, della ditta Proton di Monaco, che sono efficienti sull'intero spettro da 50 Hz fino a 10.000 MHz, poichè la loro massima capacità è appena di 0,2 pF.

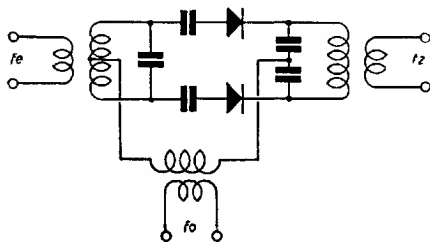


Fig. 54 - Mescolatore in controfase con diodi a cristallo.

Per evitare ogni danno effettuando le saldature, con questi diodi si forniscono insieme dei supporti a striscia, sui quali si montano i diodi dopo avere saldato i supporti.

Vi sono sul mercato vari tipi con diverse tensioni inverse, caratterizzate dalle sigle da BN6 a BH60.

### 3-IIIc) Amplificazione A F e stadio mescolatore come convertitore

In tutti i casi visti prima, si può sempre far precedere da uno stadio mescolatore (a doppio triodo) una supereterodina normale a onde corte, dalla quale si possa prelevare la frequenza intermedia, realizzando così una doppia conversione di frequenza; pertanto si trasforma una super per onde corte in un ricevitore per onde U C con modesta spesa.

Tuttavia, sia per evitare che l'antenna irradia la frequenza locale che per elevare la sensibilità, si suol far precedere

una amplificazione preliminare ad alta frequenza. Questo blocco A F si può fare per qualsiasi frequenza, utilizzando lo stadio a onde corte del ricevitore come una frequenza intermedia. E' utile, sia come preamplificatore che come mescolatore, usare doppi triodi, specie per andare a frequenze di 250 MHz; uno schema del genere si vede in fig. 55.

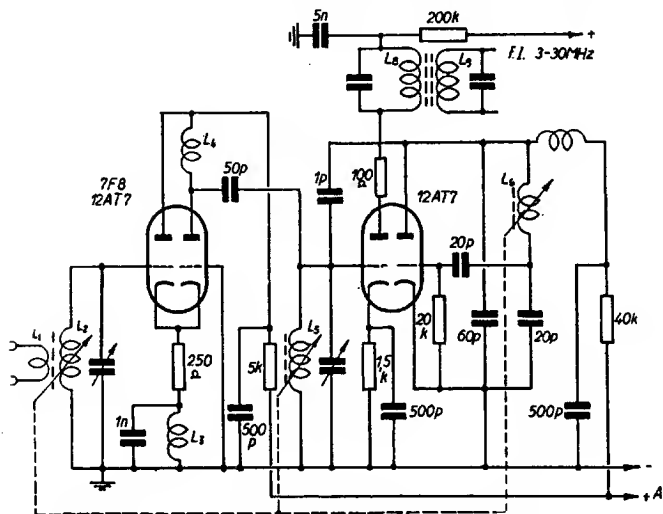


Fig. 55 - Schema di converter con due doppi triodi.

L'alta transconduttanza (6 mA/V) e l'alta resistenza interna (18 k $\Omega$ ) della valvola dà una tale preamplificazione che il livello di rumore, già basso di per sè, diventa impercettibile. Per realizzare un circuito accordato con curva di risonanza acuta si realizza l'accordo induttivamente; in tal modo si ha un rapporto L/C favorevole e si risparmia un variabile.

Nello schema mostrato si tratta di una variante del circuito cascode con griglia a massa. Lo stadio mescolatore corrisponde allo schema noto, con doppi triodi. L'ampiezza della oscillazione locale si regola agendo sulla tensione di placca dell'oscillatore, dato che l'accoppiamento è fisso; la tensione di griglia si calcola collegando un microamperometro fra resistenza di fuga della griglia e massa e moltiplicando la corrente misurata per la resistenza. Nella ricezione sull'onda di due metri si regolano le bobine sulla frequenza di centro banda, accordandole con la capacità della valvola, e si agisce solo sull'oscillatore per la regolazione fine.

Nella realizzazione pratica conviene collocare l'oscillatore e i collegamenti sopra lo châssis e il preamplificatore A F sotto. Le tensioni di alimentazione si portano attraverso lo châssis con condensatori passanti. In tal modo si realizza una separazione efficiente fra amplificatore A F e mescolatore; si evita un trascinamento dell'alta frequenza e l'accoppiamento della frequenza locale avviene chiaramente solo attraverso il trimmer.

Richiamiamo l'attenzione su un punto importante. E' chiaro che l'amplificazione del converter deve essere tale da far scomparire il livello di disturbo del ricevitore a onde corte usato come stadio a frequenza intermedia; a che servirebbe un converter a basso livello di rumore se il suo segnale a F I è inferiore al livello di rumore dello stadio di entrata del ricevitore?

Pertanto il ricevitore a O C deve avere già di per sè un basso livello di rumore sullo stadio preamplificatore.

### **3-IIId) L'amplificatore a F I nella super A M - F M**

Mentre per un amplificatore a frequenza intermedia di una super per onde U C modulate in ampiezza valgono punti di vista diversi (secondo la frequenza intermedia adot-

tata) ma consueti, per la super per onde U C modulata in frequenza vi sono altre prestazioni da soddisfare, soprattutto per ciò che concerne l'ampiezza di banda.

Per eliminare la frequenza immagine e per adeguarsi alle Norme internazionali solitamente la F I è di 10.7 MHz. La frequenza doppia (21.4 MHz) deve essere fuori della banda da ricevere. Nella radio-diffusione FM, fra 88 e 108 MHz, cioè in una larghezza di banda di 20 MHz, la condizione viene soddisfatta.

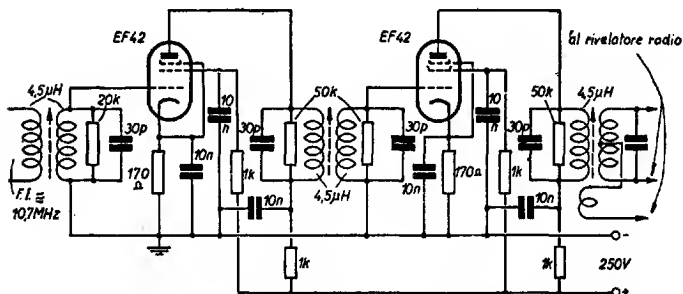


Fig. 56 - Amplificatore F I a due stadi con EF42.

Negli stadi a F I, ai quali compete la massima amplificazione, si usano pentodi ad altissima pendenza; i più moderni sono l'EF42 e i EF80; ma anche l'EF14, la 6AC7 e l'EF50 servono bene.

In fig. 56 abbiamo lo schema di un amplificatore F I a due stadi, con valvola EF42; esso è previsto per la banda di radio diffusione. Il filtro corrispondente deve avere ampiezza eguale al doppio della variazione di frequenza, con un pò di margine ( $= 2 \times 75 = 150$  kHz). Ma per avere un trasferimento indistorto della modulazione si usa un'ampiezza di banda di 200 kHz; i tubi usati si prestano per larga

banda, cioè hanno un alto rapporto fra pendenza e capacità, come appunto è delle valvole EF42 e EF80.

Il fattore di merito dei circuiti, con la massima capacità di 40 pF e la massima induttanza di  $5.5 \mu\text{H}$ , è di circa 40; dei 40 pF, 30 sono aggiunti mentre 10 circa si possono considerare come capacità della valvola e del circuito.

La resistenza di risonanza di ognuno dei due circuiti accoppiati è di  $15 \div 20.000 \Omega$ , sicchè, all'accoppiamento critico, la resistenza complessiva è di  $10.000 \Omega$  circa.

Se si vuole costruire da sè il trasformatore accordato, esso richiede grande cura. La bobina sarà cilindrica a nucleo regolabile, per O U C, della « Görler »; sul diametro di 8 mm sono avvolte 21 spire di filo rame smalto da 0.2 mm in strato unico;  $C = 30 \text{ pF}$ ; l'accoppiamento deve stringersi fino al valore critico o un poco oltre.

La distanza fra le mezzerie delle due bobine è di  $10 \div 15$  mm. La larghezza di banda di 200 kHz si realizza, oltre che con lo smorzamento proprio della valvola, con uno smorzamento supplementare a mezzo di resistenze. Vi sono soluzioni più eleganti e che non implicano riduzione nella amplificazione; però sono piuttosto delicate a realizzarsi. P. es. una soluzione è di stringere l'accoppiamento di un filtro molto al di là di quello critico, collocandolo fra due filtri ad accoppiamento, invece, più lasco; la curva risultante dà la voluta ampiezza di banda. Un'altra soluzione è quella di accordare i filtri su frequenze un pò diverse, p. es. 10.6, 10.7 e 10.8 MHz; la differenza di frequenza fra le due estreme (10.8 - 10.6) dà ancora 0.2 MHz.

Anche nella realizzazione bisogna stare molto attenti, evitando le capacità parassite che (data l'elevata amplificazione in giuoco) provocherebbero l'innescò di oscillazioni. I circuiti di griglia e di placca devono essere ben separati. Si raccomanda di collegare immediatamente a massa i catodi, e di usare separate tensioni di polarizzazione per le



griglie. L'alimentazione c.c. all'anodo e alla griglia si devono disaccoppiare fortemente con filtri a R e C.

Se ciononostante si verifica l'autoeccitazione non c'è che da ricorrere alla neutralizzazione delle tensioni di reazione, che raggiungono la griglia in parte attraverso la capacità  $C_{ga}$ . Si tratta dunque di portare sulla griglia una tensione eguale ma sfasata di  $180^\circ$

Ciò si consegue con metodo elegante, con un condensatore di disaccoppiamento, comune ai circuiti di schermo e di placca, che provoca una tensione più o meno grande dall'anodo allo schermo e di qua, per la capacità fra griglia

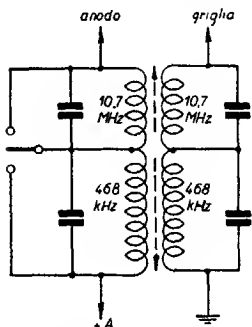


Fig. 57 - Filtri di banda a F I combinati per A M e F M.

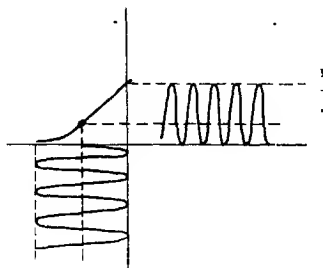


Fig. 58 -Caratteristica del limitatore.

e schermo, sulla griglia controllo, neutralizzando così la tensione di reazione. Nelle super AM - FM si usano di solito, per la amplificazione a frequenza intermedia, le stesse valvole e un filtro di banda combinato (v. fig. 57).

Non è necessario di commutare tutte le bobine di filtro a frequenza intermedia col commutatore d'onda; basta commutare il primo filtro a F I sull'anodo della mescolatrice, come appunto si vede col deviatore situato a sinistra, nella

fig. 57. Infatti per la F I di 10.7 MHz l'altro circuito, a risonanza parallela, rappresenta soltanto una piccola reattanza capacitiva aggiunta; mentre per la F I di 468 KHz il circuito a 10.7 MHz dà luogo soltanto a un piccolo disaccordo, che viene compensato con la regolazione. Per i disaccoppiamenti però può essere necessario ricorrere a distinti condensatori di fuga, ciascuno efficiente per una sola delle due frequenze.

L'allineamento della F I si fa, come di solito, per massima amplificazione, utilizzando un voltmetro a valvola e un generatore di segnali campione; in mancanza di voltmetro a valvola si può pure inserire un microamperometro fra massa e resistenza di fuga della griglia della valvola a F I.

### **3-IIIe) Lo stadio modulatore della super A M - F M con particolare riferimento alla modulazione di frequenza**

Mentre per demodulare segnali modulati in ampiezza si possono applicare i noti schemi a raddrizzatori, per i segnali modulati in frequenza bisogna adottare schemi speciali che sono diventati noti coi nomi di discriminatore di fase e radio detector.

Per utilizzare i principali vantaggi della modulazione di frequenza, anzitutto la riduzione del disturbo, il demodulatore FM non deve trasformarsi in un variatore di ampiezza, cioè il segnale FM deve prima essere depurato da tutte le tensioni di disturbo e limitato in ampiezza. Mentre però il discriminatore di fase richiede assolutamente il limitatore separato invece il radio detector compie esso stesso una certa limitazione di ampiezza, sicchè non richiede un apposito stadio limitatore. La semplice costruzione del radio-detector ha quindi contribuito sensibilmente alla sua

diffusione ed attualmente esso è il più usato demodulatore FM. Recentemente si è anche parlato del demodulatore detto ad angolo di fase, il quale presenta il vantaggio che nella stessa valvola EQ80 si ha limitazione, demodulazione e una buona preamplificazione B F, cosicché la realizzazione dello schema risulta ulteriormente semplificata. Esamineremo qui di seguito i vari demodulatori citati.

Abbiamo già visto che si può avere una ricezione senza disturbi solo quando il ricevitore funziona con uno stadio limitatore ovvero con un demodulatore F M agente da

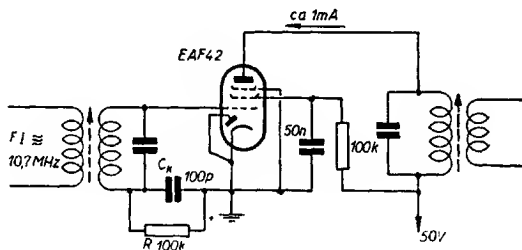


Fig. 59 - Stadio limitatore.

limitatore, perchè le tensioni ad alta frequenza dopo il limitatore risultano libere da disturbi, i quali sono appunto contenuti nelle punte dell'ampiezza.

Naturalmente è necessaria al limitatore una tensione F I di un certo valore, se vogliamo che tutte le punte vengano tagliate: la tensione di ingresso deve quindi avere un corrispondente livello.

La limitazione si può fare in modo molto semplice nell'ultimo stadio dell'amplificatore F I spostando il punto di lavoro della valvola al ginocchio inferiore, come si vede in fig. 58. La fig. 59 mostra lo schema dello stadio limitatore. L'ultimo stadio a frequenza intermedia fa uso di una EAF42

secondo il principio del raddrizzamento di griglia di una valvola a reazione sovraccaricata. Il gruppo *RC* può essere inserito immediatamente sulla griglia o al piede del circuito di griglia e ha una piccola costante di tempo (2 a 10  $\mu$ s). Da questa costante di tempo e dalla tensione di entrata dipende il livello della tensione di polarizzazione di griglia, la quale è causa dello spostamento del punto di lavoro sul ginocchio inferiore, entro la gamma delle tensioni negative.

Le tensioni di placca e di schermo (che sono prelevate da un partitore che porti almeno 5 mA di corrente diretta) sono tenute molto basse, sicchè al piede della caratteristica resta un piccolo campo di variazione. Dalla fig. 58 si vede che le semionde negative, per questo fatto, vengono limitate tutte alla stessa ampiezza.

Secondo il valore della tensione continua di placca e di schermo la caratteristica risulta più o meno ripida verso il suo estremo superiore, il quale si conclude in un brusco ginocchio, sicchè da una certa ampiezza in poi anche le semionde positive vengono limitate.

Questo avviene tanto più presto quanto meno pendente è la caratteristica, e cioè quanto minori sono le tensioni anodiche; peraltro la tensione *A F* in uscita è, naturalmente, piccola in correlazione.

La corrente di griglia che risulta è causa in ogni caso di uno smorzamento nel circuito di griglia *F I*.

Secondo il principio della modulazione di frequenza, ad ogni valore momentaneo della tensione di modulazione corrisponde una diversa frequenza, mentre l'ampiezza è costante. Il campo di frequenza passante è fissabile a piacere; tuttavia, per avere il minimo disturbo, esso dev'essere sensibilmente maggiore della massima frequenza di modulazione.

Nella radiodiffusione FM esso è stato fissato a  $\pm 75$  kHz. I demodulatori di frequenza hanno la capacità di trasformare in una variazione di ampiezza le variazioni di frequenza che avvengono intorno al valore nominale di 10,7 MHz. Se ora consideriamo lo schema del discriminatore di fase in fig. 60 vediamo che, come ci dice la caratteristica, per la trasformazione delle variazioni di frequenza in variazioni

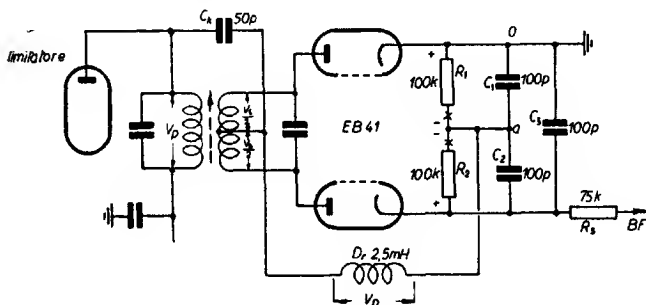


Fig. 60 - Discriminatore di fase.

di ampiezza si utilizza la variazione della fase, la quale ha per risultato uno scarto di frequenza di un circuito accordato sulla frequenza portante.

Questo filtro di banda fra lo stadio limitatore e le due placche del discriminatore è accordato su 10,7 MHz. Poichè il filtro di banda ha una presa al centro, i due anodi ricevono una tensione metà. Con uno spostamento di frequenza nullo, le resistenze  $R_1 - R_2$ , a causa della tensione indotta nel secondario (che è in fase con quella primaria) vengono percorse da due correnti eguali ma opposte, cosicchè la tensione ai capi di  $C_1$  e  $C_2$  è nulla.

Se ora la tensione ricevuta scarta dalla frequenza di risonanza, come avviene in modulazione, la corrente nel se-

condario anticipa o ritarda in dipendenza dello scarto di frequenza (ricordiamo che a risonanza lo sfasamento tra tensione primaria e secondaria è di  $90^\circ$ ). Essa si compone con la tensione primaria, trasmessa capacitivamente attraverso  $C_k$ . Essa ha il suo pieno valore alla bobina di sbarramento  $D_r$  e si trova in serie alle tensioni secondarie dimezzate, le quali hanno fasi opposte, sicchè le due tensioni si sommano come segue:

$$V_p + \frac{V_s}{2} .$$

I due diodi raddrizzano queste tensioni, sicchè su  $R_1 - R_2$  si hanno le tensioni raddrizzate che, a causa della variazione di fase, oscillano col periodo della frequenza di modulazione.

Secondo lo spostamento di frequenza il diodo riceve maggiore o minore tensione. Alla uscita compare quindi la differenza delle due tensioni, la quale assume valori negativi per scarti di frequenza in più e positivi per scarti di frequenza in meno.

Il gruppo  $R_3 - C_3$  all'uscita a bassa frequenza del discriminatore, serve a eliminare le distorsioni, precauzione necessaria poichè si ha in trasmissione un aumento di livello delle frequenze di modulazione più alte, le quali quindi devono essere ridotte.

Sul dimensionamento del discriminatore di fase diremo che le due metà del secondario devono avere autoinduzioni esattamente eguali ed anche l'accoppiamento deve essere esattamente simmetrico.

Il fattore di merito della bobina è:

$$Q = \left( \frac{10,7 \text{ MHz}}{200 \text{ kHz}} \right) = 50 .$$

L'accoppiamento fra le bobine del filtro di banda deve essere un po' minore del critico (il fattore d'accoppiamento è  $k = 1,5/Q$ ) e il rapporto spire del primario al secondario dev'essere circa di  $1 : 2 + 2$ . L'induttanza della bobina primaria è fra 3 e  $10 \mu\text{H}$ .

L'equilibramento del discriminatore di fase si fa praticamente così: dopo aver incluso in circuito due microamperometri (portata circa  $250 \mu\text{A}$ ) si collega un generatore di segnali campione all'entrata del ricevitore e si manda una frequenza di  $10,7 \text{ MHz}$  con un'ampiezza tale che il limitatore funzioni e che il primario funzioni al massimo. Il secondario dovrà essere regolato in modo tale che le correnti dei due diodi siano eguali: se ciò non avviene bisogna variare l'accoppiamento.

Facendo la regolazione a mezzo di un voltmetro elettronico, il polo positivo sarà collegato a massa, il polo negativo al punto indicato con  $a$  del circuito primario; e si regolerà il primario sul massimo. Dopo si collega il polo negativo in  $b$  e si regola il secondario per tensione di uscita nulla (vedi fig. 60). Invertendo la polarità si deve ottenere di nuovo tensione nulla. Col polo positivo a massa e il polo negativo al punto  $a$ , effettuando una variazione di frequenza maggiore della frequenza intermedia, le tensioni al voltmetro elettronico crescono.

Lo stesso deve avvenire quando colleghiamo il polo negativo  $ab$  e la variazione di frequenza è una diminuzione. A pari variazione di frequenza in più o in meno l'indicazione del voltmetro elettronico dev'essere uguale. Una volta realizzato l'equilibrio anche aumentando la tensione di uscita del generatore di segnale campione, le correnti dei diodi non devono più variare.

La massima parte dei demodulatori FM è costituita da un radio detector o da un raddrizzatore a rapporto

il quale può essere collegato a un radio demodulatore squilibrato o equilibrato; il primo si vede in fig. 61, il secondo in fig. 62.

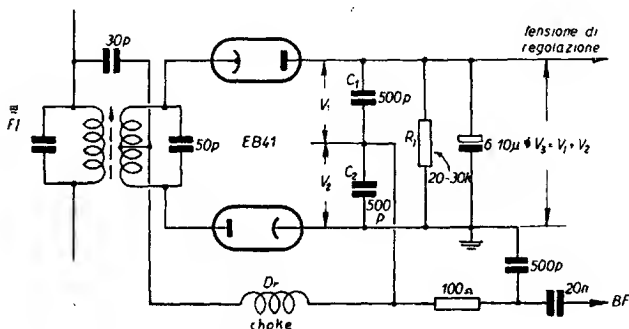


Fig. 61 - Rivelatore a rapporto; squilibrato.

A differenza del discriminatore di fase nel radio detector, i due diodi sono collocati in maniera opposta: fra catodo e anodo di ogni diodo nello stesso istante vi sono le

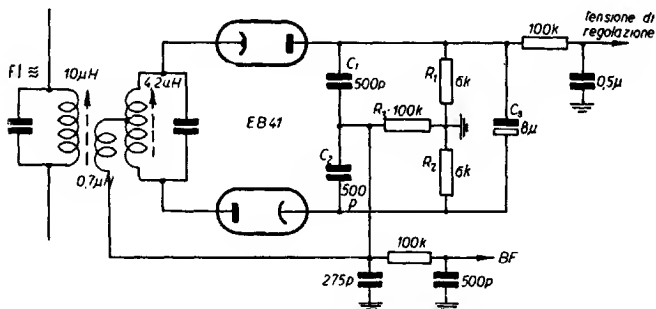


Fig. 62 - Rivelatore a rapporto; equilibrato.



stesse tensioni, sicchè le correnti raddrizzate non sono più contrarie ma concordi, e si sommano.

I rapporti di tensione nella parte ad alta frequenza del radio detector sono uguali a quelle del discriminatore di fase. Se la tensione ai due diodi è positiva, le ampiezze positive vengono tagliate quasi totalmente, mentre nel caso opposto la variazione negativa viene raddrizzata e l'elettrolitico si carica.

La tensione continua media che ne risulta dipende dall'ampiezza dell'alta frequenza e dalla costante di tempo del gruppo  $RC$  ed è determinante per la limitazione delle semionde negative. Mentre le tensioni raddrizzate su  $R_1-R_2$  variano, la tensione somma resta costante entro il valore dato dalla costante di tempo di  $R_1 - C_3$ .

Tutte le variazioni di ampiezza che si hanno in questo tempo non compaiono quasi per niente. Così col raddrizzatore a rapporto si ha una riduzione dei disturbi, mai una eliminazione di essi. Vale la pena di notare che quando il raddrizzatore a rapporto è squilibrato si ha una forte tensione di regolazione sull'elettrolitico  $C_3$ , la quale viene riportata alla prima valvola a frequenza intermedia.

Con il radio-detector della figura 62, equilibrato, l'ampiezza della bassa frequenza è la metà di quella squilibrato.

L'accoppiamento del secondario al primario della FI nel radio-detector equilibrato, che si vede in figura 62, si realizza a mezzo di una piccola bobina di circa 4 spire di filo di rame smaltato da 1 mm e ha per scopo un esatto adattamento.

La bobina del secondario ha circa 18 spire di filo di rame da 0,5 mm 2 cotone (1) e una capacità risultante di circa 60 pF.

---

(1) Lo spessore dell'isolante ha importanza (vetro, due cotone, smalto, ecc.) perchè, assieme alla sua natura, determina la capacità propria della bobina.

Per concludere esaminiamo brevemente il demodulatore ad angolo di fase con la valvola EQ40 o EQ80. Queste valvole concorrono essenzialmente alla semplificazione dello schema perchè compiono, in una sola valvola, le tre funzioni di limitazione, demodulazione ed amplificazione BF. Esse hanno 9 elettrodi, fra i quali 7 griglie. Le griglie 2, 4, 6 sono schermi che separano le griglie 3 e 5 fra loro e dagli altri elettrodi; le tre griglie schermo sono collegate fra loro (internamente alla valvola) e funzionano ad una bassa tensione continua, di circa 20 V. I demodulatori ad angolo di fase raddrizzano le variazioni di angolo che avvengono fra il primario ed il secondario di un filtro di banda, quando la frequenza si scosta dal valore di risonanza.

Abbiamo già visto che, a risonanza, fra il primario ed il secondario di un filtro di banda c'è uno spostamento di fase di  $90^\circ$ . Lo scostamento dalla frequenza di risonanza per modulazione dà una corrispondente variazione dell'angolo di fase fra  $45^\circ$  e  $135^\circ$ , la quale viene immediatamente trasformata dalla valvola in variazioni di tensioni.

In fig. 63 si vede lo schema corrispondente.

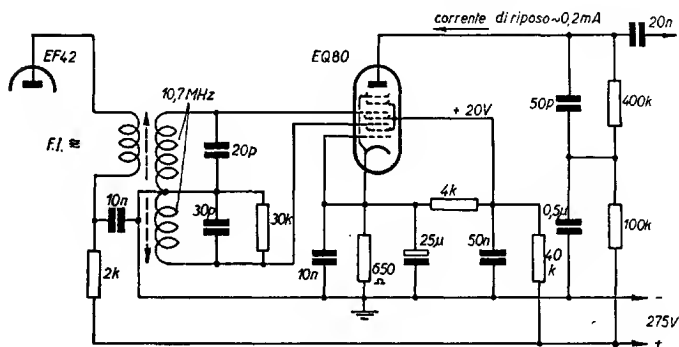


Fig.63 - Demodulatore a angolo di fase, con EQ80.

La griglia 1 è a potenziale di catodo e funziona come limitatore; la griglia frenante o soppressore è collegata al catodo internamente alla valvola. Le griglie 3 e 5 sono le vere griglie controllo. Esse influenzano la corrente anodica come griglie di ripartizione indipendentemente l'una dall'altra. La griglia schermo  $G_2$  che precede la griglia controllo  $G_3$  funziona come catodo virtuale. La placca è collegata ad un'alta tensione positiva attraverso ad una elevata resistenza.

La tensione primaria e la secondaria spostata di fase sono portate alle griglie 3 e 5 rispettivamente: ad ognuna di queste due griglie si ha una tensione sinusoidale, ma

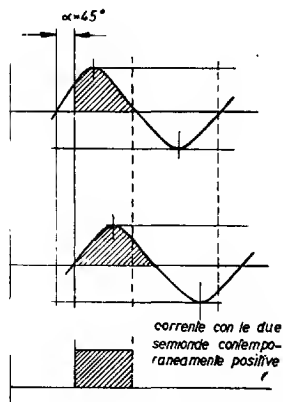


Fig. 64 - Caratteristica della EQ80.

con differenza di fase. Si ha dunque corrente anodica soltanto allorchè ad entrambe le griglie vi sono valori momentanei positivi di tensioni: in questo caso si hanno degli impulsi di corrente quasi rettangolari, di ampiezza dipendente dallo sfasamento, come si vede in fig. 64.

La caduta di tensione sulla resistenza esterna ha un valore medio che segue le oscillazioni a bassa frequenza; queste seguono a loro volta le variazioni di frequenza dovute alla modulazione. Il demodulatore ad angolo di fase ha in ogni caso bisogno di un'adeguata preamplificazione perchè si ha una sufficiente limitazione di ampiezza soltanto quando all'entrata vi sono circa 8 V.

La bobina primaria è costituita da circa 16 spire di filo da 0,1 mm. L'accoppiamento avviene alla estremità « fredda » ed è stretto. La bobina di accoppiamento può essere opportunamente avvolta sopra la bobina del circuito oscillante, la cui induttanza è di circa  $5\mu\text{H}$ .

### 3-III(f) Blocco aggiuntivo per onde U C a modulazione di frequenza

Con lo stadio mescolatore, l'amplificatore a frequenza intermedia e il demodulatore F M si può realizzare un blocco per onde ultracorte, come si vede anche nello schema di fig. 65, della ditta Gorler, il quale è qui dato perchè le parti

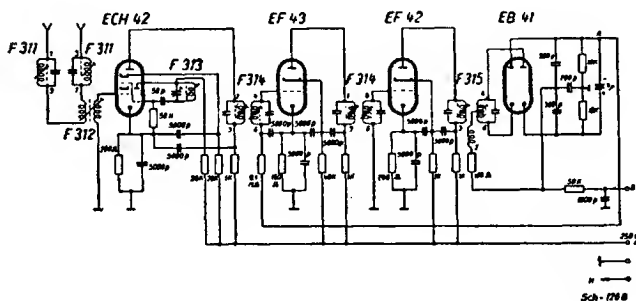


Fig. 65 - Blocco super per onde U C a F M.

componenti sono già costruite dalla ditta, sicchè la costruzione del dilettante ne risulta assai semplificata. Il blocco consiste di uno stadio mescolatore moltiplicativo, due stadi F I e un radio detector.

La frequenza intermedia è di 10,7 MHz. I due circuiti di arresto F311, nei rami dell'antenna, servono ad eliminare i disturbi. Il trasformatore di entrata F312 viene accordato al centro banda con la capacità di entrata della ECH42. L'oscillatore lavora con lo schema ultra-audion o Hartley; la regolazione fine avviene spostando il nucleo. La variazione di frequenza, con una capacità in parallelo di circa 10 pF, abbraccia la gamma da 87 a 102 MHz. Nell'amplificatore FI, dotato di valvole EF43 - EF42, si usano i filtri di banda F314 che non hanno bisogno di ulteriore smorza-

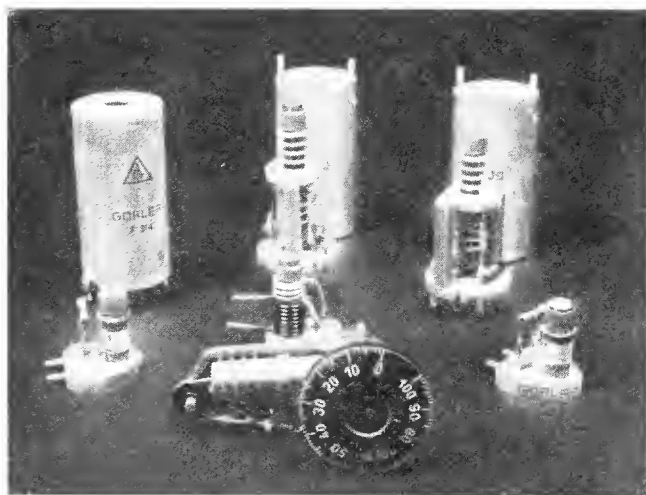


Fig. 66 - Parti costruttive di Gorler per il blocco di fig. 65 per onde U C

mento. Il primo stadio F I riceve dal radio-detector una tensione di regolazione che gli impedisce di sovraccaricare. Il regolatore a rapporto è costruito con il filtro F315 e viene regolato in corrispondenza. Tutte le parti occorrenti, bobine ad alta e a media frequenza e circuiti, si vedono in fig. 66. L'uscita a bassa frequenza si può fare con qualsiasi ricevitore, il quale fornisce anche le tensioni di alimentazione del blocco se ha sufficiente margine di alimentazione.





**PREZZO L**

350



TRASMISSIONE E RICEZIONE DELLE ONDE CORTE E ULTRACORTE

R. WIGAND  
H. GROSSMANN

# TRASMISSIONE DELLE ONDE ULTRACORTE

PARTE III  
VOL. 2°



EDITRICE **IL ROSTRO** MILANO



*TECNICA DELLA TRASMISSIONE*

1082

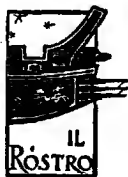
*ROLF WIGAND*

H. GROSSMANN

*ONDE CORTE E ULTRACORTE*

*parte terza - Vol. 2<sup>o</sup>*

**TECNICA**  
**DELLA TRASMISSIONE**  
delle O. U. C.



EDITRICE

MILANO

1959

III

Titolo originale dell'opera  
**SENDEN UND EMPFANG**  
Kurzer und ultrakurzer Wellen  
Teil III Ultrakurzwellen  
Band 2 - UKW - Sendetechnik

ALBRECHT PHILLER - VERLAG, MINDEN (WESTF)

Traduzione di **Piero Nucci**

*Tutti i diritti riservati alla  
Editrice il Rostro*

---

Tipografia Edizioni Tecniche - Via Baldo Degli Ubaldi, 6 - Milano

## I N D I C E

	<i>Pag.</i>
1a) Significato e applicazione delle onde ultracorte .....	1
1b) Condizioni di propagazione e fenomeni delle onde ultracorte .....	6
2) Tecnica della trasmissione delle onde ultracorte .....	15
2a) Valvole per onde ultracorte .....	15
2b) L'oscillatore pilota senza cristallo .....	35
2c) L'oscillatore a cristallo .....	50
2d) Duplicatore di frequenza e amplificatore finale (di potenza)	57
2e) Modulazione di frequenza e modulazione di frequenza a banda ristretta nei trasmettitori per dilettanti .....	70
2f) Rice-trasmettitore portatile. Rice-trasmettitore radiofonico portatile .....	84
2g) Propagazione e radiazione delle onde ultracorte - Forme e dimensioni delle antenne .....	94





## ONDE CORTE E ULTRACORTE

La serie di 5 volumi è composta da:

- Parte I - Tecnica della ricezione (951)
- Parte II - Tecnica della trasmissione (1001)
- Parte III - Vol. 1<sup>o</sup> Ricezione delle onde ultracorte (1081)
- Parte III - Vol. 2<sup>o</sup> Trasmissione delle onde ultracorte (1082)
- Parte III - Vol. 3<sup>o</sup> Tecnica delle misure delle onde ultracorte (1084)



## Cap. 1a) Significato ed applicazione delle onde ultracorte

Collegandoci a quello che abbiamo detto nel 1° Volume di questa Parte sulla importanza e sulle applicazioni delle onde U C e nella tabella data ivi sulla distribuzione delle gamme di frequenza, ricordiamo che è stata data anche una distribuzione delle frequenze per i vari campi di applicazione.

Nel campo civile generico, le onde metriche hanno anzitutto applicazioni per radiodiffusione a modulazione di frequenza (F M) per televisione e per telefonia a breve distanza fra stazioni fisse e fra stazioni fisse e mobili; mentre le onde decimetriche e centimetriche servono per servizi di misura (radar) e della navigazione marittima ed aerea civile, ed anche per comunicazioni commerciali (telefonia a più canali su ponti radio) e per servizi della televisione.

Inoltre la radiodiffusione ed i servizi di televisione utilizzano molto bene sia le onde metriche (V H F very high frequency) come quelle decimetriche (U H F o ultra high frequency); mentre p. es. in Germania sia la radio che la televisione usa soltanto onde metriche, negli Stati Uniti i progressi effettuati sono tali (anche a causa dell'affollamento delle onde metriche, e dei correlativi disturbi) che è diventato possibile utilizzare onde decimetriche. Questo sviluppo in America è notevolmente agevolato dal fatto che i problemi della generazione di onde decimetriche di suffi-

ciente potenza si possono considerare risolti. Invece il campo delle onde decimetriche non è ancora aperto ad una larga utilizzazione economica poichè, a queste altissime frequenze, il rendimento dell'utilizzazione rispetto al consumo è tuttora in un rapporto molto sfavorevole. Pertanto su queste frequenze si sono sviluppati soprattutto impianti con comando ad impulsi, quali si usano prevalentemente per la radiocalizzazione.

Rileviamo che, per ogni campo di frequenza, c'è una gamma riservata ai radiodilettanti; in realtà furono i dilettanti che, a suo tempo e per primi, riuscirono a stabilire collegamenti transoceanici sulle onde corte ed ultracorte.

Accanto ai servizi commerciali di comunicazioni con onde a fascio e di sistemi a relè, si è affermato largamente un particolare tipo di comunicazione bilaterale sulle onde ultracorte (chiamato in inglese Business-Radio).

Mentre negli Stati Uniti ed anche in Inghilterra si aprirono subito vari campi di applicazione di questo servizio in Germania si è appena all'inizio del possibile sviluppo. Questo è collegato al fatto che in Germania bisogna costituire una rete di relè a larghe maglie, che è la premessa necessaria per una larga applicazione della radiodiffusione rurale. Per es., così diventa possibile di collegarsi alla rete generale da automobili o da treni in moto.

Si possono parimenti stabilire radiocomunicazioni fra auto e auto e fra treno e treno, purchè siano state costituite le installazioni che ne formano la necessaria premessa.

Quali possibilità si aprono in tal modo! Un'agenzia di trasporti a grandi distanze può smistare i suoi camion mentre sono in viaggio; si risparmia così tempo e carburante. Uomini d'affari in viaggio hanno la possibilità di tenersi continuamente in collegamento con il loro centro di lavoro ed impartire da lontano le direttive essenziali. Centri mobili di riparazioni, di qualsiasi specie, possono tenersi a contatto con le loro centrali, dar notizie dei progressi del loro lavoro

e chiedere nel modo più rapido i materiali necessari. Anche i giornalisti possono dettare i loro comunicati alle redazioni direttamente dal luogo dell'avvenimento. Uno dei primi campi di applicazione si è dimostrato quello della società dei tassi degli Stati Uniti che, a mezzo delle comunicazioni radio bilaterali, può inviare una vettura dovunque sia richiesta e contemporaneamente sorvegliarla. Nella enorme maggioranza dei casi le applicazioni della radiotelegrafia rappresenta un fattore di risparmio che ammortizza rapidamente la spesa di installazione dell'impianto rice-trasmittitore.

Come abbiamo detto questo sviluppo in Germania è appena al principio; anzitutto questo tipo di collegamento è stato acquistato dagli enti pubblici, come la polizia, la dogana, le poste, le ferrovie. Nella polizia questo mezzo ha esercitato un influsso non trascurabile sulla repressione dei delitti.

La radiotelegrafia si è resa molto utile nel traffico delle grandi stazioni ferroviarie di smistamento, rendendolo più spedito e più sicuro nelle condizioni di visibilità ridotta per il tempo cattivo.

Anche la navigazione interna sui canali si interesserà certamente molto delle possibilità della radiotelegrafia; lo stesso può dirsi per ciò che concerne il traffico portuale, anzitutto per dirigere da terra gru e rimorchiatori. La radiotelegrafia, già con gli esempi citati scelti a caso, mostra una tale ampiezza di diffusione, continuamente crescente, che già in paesi come l'America vi è circa mezzo milione di impianti fissi e mobili sulle onde metriche, per le quali sono disponibili un maggior numero di bande di frequenza. Così, p. es., tutte le comunicazioni commerciali direttive si stanno spostando nelle gamme delle onde decimetriche, sulle quali, dato il largo spettro di frequenza, si può facilmente realizzare la telefonia a molti canali, che consente la contemporanea trasmissione di pa-

recchie conversazioni (fino a 20) su un solo ponte radio. L'esercizio e la sorveglianza di questi « cavi senza fili a larga banda » è più economico delle comunicazioni su cavo, mentre la sicurezza di esercizio è almeno equivalente. Vi è ancora da notare una cosa importante; i cavi, oggi già sovraccarichi, risultano in tal modo alleggeriti; ne segue uno svolgimento più snello e più veloce del servizio. Questi ponti radio su onde decimetriche sono già in servizio anche in Germania e se ne aumenta continuamente il numero, anche per le trasmissioni internazionali e per la televisione internazionale. Inoltre le onde decimetriche hanno una particolare importanza nella sicurezza della navigazione marittima e aerea. Il gran numero di frequenze disponibili (che nel traffico a breve distanza possono essere utilizzate più volte, data appunto la breve portata e quindi la debole potenza) ne aumenterà enormemente l'applicazione, anche perchè le bande più larghe consentono la modulazione di frequenza e la modulazione ad impulsi.

A mezzo poi di radiatori direttivi e conseguente radiazione a fascio si realizza anche un certo segreto sulle notizie trasmesse e questo è un vantaggio che va ad aggiungersi agli altri.

E' evidente che date le molteplici attività di applicazione ed il conseguente affollamento dei trasmettitori nella gamma delle onde U C si richiede un severo controllo sugli impianti in funzione se si vuol rendere possibile un servizio praticamente esente da disturbi. Nei paesi nominati nel territorio del Reich vi è un'autorità di sorveglianza dell'applicazione dei servizi radiofonici mobili, la quale emana le direttive e i regolamenti necessari e sorveglia che essi vengano applicati. Sino al 1° aprile 1949 furono stabilite delle « disposizione provvisorie per la costruzione e l'esercizio di posti radiofonici mobili ». E' interessante rilevare che ogni richiedente ha diritto alla autorizzazione, purchè il suo impianto corrisponda alle disposizioni di legge, le quali derivano da

quanto venne stabilito nella Conferenza Mondiale delle Comunicazioni in Atlantic City. In questa conferenza furono anche fissate le frequenze di lavoro; le disposizioni tedesche si uniformano su quanto là venne convenuto.

Impianti radiotelefonici mobili a modulazione di frequenza sono costruiti dalla Siemens, dalla Telefunken e dalla Lorenz; la ditta Philips e la BBC costruiscono apparecchi nelle loro Case madri rispettivamente a Eindhoven (Olanda) e a Baden (Svizzera). Le disposizioni transitorie per l'esercizio degli impianti radio non sono da considerarsi come una inutile limitazione di libertà individuale ma hanno una importante ragione di essere. E' chiaro che gli impianti trasmettitori richiedono per l'esercizio tecnico un personale appositamente istruito, non ancora disponibile in Germania. In questo ci si appoggia alla esperienza degli americani. In America gli impianti vengono affidati ai radiotecnici, che tuttavia debbono chiedere una particolare concessione; questa si riferisce soprattutto al traffico navale e aereo perchè soprattutto lavora con trasmettitori a frequenza e a modulazione controllata, che richiedono delle conoscenze specializzate ed anche una adeguata attrezzatura. Il grande addensarsi dei trasmettitori ha reso assolutamente necessarie queste misure, sicchè appare giusto che la struttura di controllo vigente in altri paesi venga applicata, sin dal principio, anche in Germania. Per il radiotecnico e soprattutto per il radioamatore diplomato si sta preparando un grande campo di prossime attività; negli Stati Uniti p. es. la concessione è stata accordata a circa 5.000 tecnici; e se pure le condizioni dell'America sono diverse da quelle della Germania, possiamo osservare lo sviluppo di queste comunicazioni bilaterali in paesi come l'Inghilterra. A conclusione di questi richiami, che vogliono anche far vedere ciò che c'è oggi nel mondo nel campo delle onde ultracorte, osserviamo che in America vi è anche una gamma cosiddetta «per tutti» fra 460 e 470 MHz. In essa, qualunque

privato può, previa semplice denuncia alle autorità, usare piccoli trasmettitori, purchè però non abbiano una portata superiore ad alcune centinaia di metri per non dare luogo ad interferenze.

### **Cap. 1b) Condizioni di propagazione e fenomeni delle onde corte**

I fenomeni di propagazione sulle onde corte, descritti nella parte prima della « tecnica ricevente », fanno vedere un chiaro limite che si incontra verso i 30 MHz procedendo verso le frequenze più alte; al di sopra di queste frequenze non si hanno più le note riflessioni della ionosfera. Questo limite è dato dalle cosiddette « onde limite », che sono le onde più corte ancora riflesse della alta ionosfera. Queste onde limite oscillano, secondo le condizioni della attività solare, (angolo di irradiazione solare e macchie solari) nel campo fra 10 e 30 MHz. Onde più corte non sono più riflesse ma attraversano gli strati ionosferici più alti e si perdono nello spazio. Le constatazioni più sorprendenti, dovute sia a osservazioni casuali che sistematiche è che anche le onde al di sotto dell'onda limite possono raggiungere, per brevi periodi occasionali, anche grandi portate, fino a 2000 km.

Sottolineiamo il particolare della breve durata di queste comunicazioni poichè questo ci dice che non si tratta di fenomeni costanti lungo le stagioni dell'anno come p. es. è invece la riflessione delle onde limite. Piuttosto questi fenomeni devono essere considerati come delle perturbazioni, dato l'improvviso comparire e scomparire di essi dopo alcuni minuti o dopo qualche ora. E' stato osservato che, contemporaneamente a queste portate eccezionali delle onde ultra corte, si verificano difficoltà nel normale traffico transoceanico a onde corte. Si hanno delle eco, che devono di-



pendere da uno strato ionizzato estremamente denso, sito all'altezza di circa 100 km; in certe circostanze sono state riflesse persino le onde di quattro metri.

Quanto maggiore è la concentrazione a fascio della portante tanto più corta è l'onda limite che viene ancora riflessa. Questo strato ionizzato eccezionale, chiamato anche *anomalo* o *sporadico* o *strato E*, evidentemente produce anche un mascheramento dello strato *F*, necessario per le comunicazioni a distanza sulle onde corte, sicchè i collegamenti transoceanici risultano disturbati per tutta la durata del fenomeno. Di un effetto del genere, noto col nome di effetto Mögel-Dellinger, abbiamo già parlato nel primo volume ma esso non ha niente a che vedere con quello del quale parliamo qui perchè questo si attribuisce notoriamente a delle eruzioni della cromosfera solare le quali inoltre, data la vastità della zona interessata, possono incidere su quasi tutto il percorso transoceanico delle onde corte; invece qui abbiamo un improvviso crescere della portata delle onde ultracorte, egualmente legata a una perturbazione della propagazione delle onde corte, per la quale non si possono quindi supporre valide le stesse cause. La propagazione nello spazio di questo strato sporadico *E* si spiega con una sorta di congiunzioni delle eco ed è molto diversa nel tempo. Inoltre delle misure hanno accertato una continua variazione di questo strato sia in senso orizzontale e verticale sia anche come spessore. E' stata perciò coniata l'espressione di « nuvole ioniche vaganti ». Con osservazioni comparabili fra loro, fatte nel decorso di parecchi anni, si è potuto stabilire che gli aumenti di portata di breve durata delle onde ultracorte si accumulano in determinati mesi e giorni; in particolare nei mesi da giugno ad agosto cosicchè non sarà difficile di collegarli a fenomeni astronomici. E' infatti interessante notare che il percorso dalla terra in quei mesi si svolge attraverso una notevole nebbia meteorica, le cosiddette Perseidi della costellazione dei Sagittario. Il fenomeno è anche legato all'au-

mento delle stelle cadenti, che non sono altro che piccoli meteoriti. Chi in guerra ha lavorato in radiotelegrafia ricorda forse un interessante fenomeno. Quando si orientava un radiatore su un bersaglio fisso la base, notoriamente, si spostava di una determinata quantità secondo una forma dentellata. Se invece l'antenna era puntata su un mezzo mobile e non lo inseguiva la base variava lentamente con la velocità dell'oggetto cioè la dentellatura diventava sempre più piccola, fino a scomparire praticamente dallo schermo. In contrapposizione a ciò, specialmente nei detti mesi estivi, si notavano, orientando l'antenna a dipolo verso una direzione del cielo, curiose brevi eco che si avvicinavano e di nuovo si allontanavano rapidamente. Non era difficile mettere in relazione questi fenomeni con la caduta nell'atmosfera di meteoriti e più tardi, dopo la pace, è stato possibile stabilire senza dubbi, con delle apparecchiature belliche ormai inutilizzate, che queste eco provenivano dalle traiettorie delle meteoriti, le quali, attraversando l'atmosfera, la ionizzavano brevemente all'altezza di circa 100 km, secondo la loro traiettoria. Questi interessanti accertamenti si collegano anche con le massime ionizzazioni dello strato *E* nei mesi delle stelle cadenti, poichè si è accertato che la ionizzazione si ha prevalentemente a queste altitudini. Poichè la nuvola meteorica presenta concentrazioni molto diverse si possono spiegare in tal modo anche le diverse concentrazioni di ioni nello strato *E*. Gli effetti originari di questo strato e gli aumenti di portata ad esso legate per le onde ultracorte erano già state osservate molte volte prima della guerra; in particolare era stata osservata l'audibilità della televisione di Berlin-Witzleben sulle onde di circa 7 m e di altri trasmettitori per TV nelle zone intorno. Sin da allora erano stati intrapresi tentativi di indagare le cause dei fenomeni con metodi scientifici; ma purtroppo la guerra interruppe questi lavori sicchè solo nel dopo guerra si ottenne la conclusione di questi studi.

L'aumento del numero dei collegamenti radio impiantati e il correlativo aumento di addensamento dei trasmettitori, unito alle accresciute e migliorate possibilità dei ricevitori rendono oggi naturalmente più facili le osservazioni e le possibilità di ricerca. Se i dilettanti tedeschi dettero dei sensibili contributi, osservando l'audibilità della TV di Berlin-Witzleben sull'onda di 7 metri e le ricezioni di dilettanti sulle onde di 5 metri, questi contributi possono molto aumentare sia per ciò che concerne trasmettitori tedeschi e dell'Europa occidentale modulati in frequenza sull'onda di tre metri sia sulle comunicazioni fra dilettanti sull'onda di due metri.

Completeremo quanto abbiamo detto riferendo alcune portate eccezionali osservate più recentemente. Negli anni 47-48 ricerche di dilettanti europei sulla banda dei 5 metri stabilirono nei mesi di giugno, luglio e agosto collegamenti in Europa, con l'Africa e con gli U.S.A. La forte attività delle macchie solari di quegli anni può essere stata in relazione con uno strato *E* fortemente ionizzato. Purtroppo nel 1948 la banda dei 5 metri fu tolta ai dilettanti europei, cosicchè le loro ricerche si concentrarono sulla gamma dei due metri (144 MHz). Ancora prima che la radio-diffusione iniziasse il suo servizio su tre metri i dilettanti avevano stabilito collegamenti su due metri, in primo tempo entro la portata ottica.

Dobbiamo qui precisare che le onde elettromagnetiche, quanto più si avvicinano allo spettro delle onde luminose, tanto più assomigliano a queste ultime nei loro caratteri, cioè seguono le leggi ottiche. Mentre le onde centimetriche e decimetriche mostrano già spiccate caratteristiche ottiche questo non avviene ancora con le onde metriche. Tuttavia al di sotto dei 5 metri le onde si comportano abbastanza similmente a quelle ottiche (onde « quasi ottiche »).

Esse, come le onde luminose, si piegano agli spigoli per diffrazione e si rifrangono quando attraversano re-

gioni atmosferiche di diversa densità. Questo comportamento è di importanza decisiva per le condizioni di propagazione alle quali obbediscono queste onde.

Nel comportamento quasi ottico delle onde U C normalmente, con una sufficiente potenza, la portata di un trasmettitore è determinata dall'altezza dell'antenna trasmittente e di quella ricevente e dalla curvatura della Terra. La relativa formula è:

$$\text{Portata ottica (km)} = 3,56 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}),$$

dove  $h_1$ ,  $h_2$  sono le altezze delle due antenne, in metri. Poichè il campo e.m., in ricezione, diminuisce al crescere della distanza della trasmittente, in grazia dell'assorbimento dalla Terra, bisogna naturalmente impiegare una determinata potenza per realizzare questa portata. Bisogna però sapere che la portata aumenta con la radice quadrata della potenza in trasmissione; se p. es. la potenza in trasmissione aumenta di 9 volte la portata giunge solo al triplo. Per questa ragione, per servire una certa zona, è più opportuno installare parecchi trasmettitori di piccola potenza in luoghi adatti, piuttosto che un trasmettitore centrale di maggiore potenza.

Si è però visto che le portate praticamente ottenibili sono maggiori di quelle relative alla curvatura della terra e alla curvatura del raggio in dipendenza della umidità atmosferica; l'incremento è costante ed è almeno del 20%; la formula sopra detta va quindi corretta in tal senso.

I dilettanti però non si arresero alle portate quasi ottiche e lottarono per avere ulteriori successi. Sia le antenne che gli impianti di trasmissione e ricezione sono stati migliorati e costruiti diversamente. In tal modo è riuscito ciò che prima non si riteneva possibile: contro ogni aspettazione, anche le onde della gamma di due metri hanno portato al di là dell'orizzonte ottico ed anzi qualche volta raggiun-

gono distanze di 2000 km. Così il 17 ottobre 1949 fu possibile un collegamento fra l'Inghilterra e Algeri, alla distanza di 1700 km circa, mentre negli Stati Uniti nella prima decade del settembre 1950 fu possibile attivare collegamenti al di là dei 1000 km. Queste enormi portate, tuttavia, sono assai rare e devono essere provocate da riflessioni ionosferiche dovute allo strato anomalo *E*. Sensibilmente più frequenti sono le portate di 500 km. Esse devono attribuirsi alla rifrazione o diffrazione delle onde nella troposfera poichè possono aversi per cause meteorologiche e particolarmente quando si hanno variazioni dell'umidità, della pressione e della temperatura dell'aria eccezionalmente rapide. Ognuno di questi fattori è determinante per variare la densità dell'aria. Gli strati aerei che si formano in tal modo, di diversa densità, sono capaci di rifrazioni; cioè onde che colpiscono uno strato a bassa densità si allontanano dalla normale; viceversa, si avvicinano in caso contrario. Oltre la continua riduzione dell'umidità relativa dell'aria al crescere dell'altezza, che porta a un fattore costante di rifrazione e quindi a un costante aumento della portata del 15-20% al di là dell'orizzonte ottico, l'umidità dell'aria dipende naturalmente assai dai temporali, cosicchè si possono avere grandi differenze sia nel tempo che nello spazio, le quali sono causa di variabili influssi ed agiscono sia sull'intensità che sulla portata.

Altre variazioni della densità dell'atmosfera dipendono da diminuzione della pressione quando i venti soffiano dalle zone di alta pressione; ovvero dall'incontro di centri di alta e di bassa pressione. Poichè le variazioni di densità dovute a queste cause avvengono alle altezze maggiori, in questo modo si possono avere anche portate eccezionalmente grandi. Una parte percentualmente alta di questi fenomeni di udibilità al di là della portata ottica dipendono anche da improvvise variazioni della temperatura o da « inversioni » del gradiente di temperatura; come tali si intendono situa-

zioni nelle quali invece di avere temperature sempre più basse man mano che si va in alto si hanno temperature più alte nelle alte zone dell'atmosfera che in vicinanza della Terra. Questa fenomeni possono aversi o nell'immediata vicinanza della terra o a considerevole altezza; casi che si chiamano rispettivamente inversioni a terra e inversioni in alto. Inversioni a terra si hanno quando la pressione è molto elevata e nei mesi estivi. Dopo una prolungata insolazione diurna l'aria in prossimità della terra si raffredda rapidamente dopo il tramonto sicchè, a causa degli strati più caldi che sovrastano, si verifica rifrazione. Da quanto si è detto finora segue che si possono avere condizioni favorevoli per la ricezione nei caldi giorni estivi con cielo chiaro e dopo il tramonto. La riflessione avviene su uno spazio maggiore o minore, cosicchè raramente capitano zone morte. Secondo l'angolo di incidenza la radiazione si rifrange e si riflette su strati più alti o su strati più bassi curvandosi di nuovo verso la superficie terrestre. Si possono avere grandi portate a causa di riflessioni multiple o per il proseguire della radiazione ai limiti dello strato rifrangente. Portate di 300 km e più non rappresentano quindi una rarità.

Sulla superficie dell'acqua, però, non si verificano inversioni di temperatura; pertanto comunicazioni con diletanti inglesi sono dovute a inversioni del gradiente di temperatura nelle alte zone, con strati rifrangenti all'altezza di uno a tre km. Questo fenomeno si verifica quando correnti di aria calda scorrono sopra fronti di aria fredda. In questi casi le radio-onde vengono rifratte dalla superficie di separazione e si hanno quindi le premesse per raggiungere grandi portate mentre però si ha anche una zona morta. Per predeterminare o per ricostruire la possibilità di comunicazioni a grandi distanze dovute a queste circostanze eccezionali si raccomanda di studiare la situazione meteorologica in una vasta zona. In tutti i casi naturalmente la propagazione degli strati rifrangenti ha una grande importanza poichè con

riflessioni e rifrazioni multiple si possono raggiungere portate fino a 800 km.

Se finora abbiamo parlato delle circostanze metereologiche che influenzano la propagazione delle onde UC bisogna anche considerare altre circostanze quali la possibile rotazione del piano di polarizzazione della radiazione, radiatori parassiti e zone d'ombra. Questi fenomeni devono essere tenuti presenti nella scelta e nella installazione delle antenne di ricezione. Infatti mentre entro la portata ottica il piano di polarizzazione della radiazione, essenzialmente orizzontale, permane, si possono però avere rotazioni di questo piano dovute a interferenze ed anche a indesiderati radiatori o riflettori parassiti in prossimità dell'antenna ricevente. È noto che riflettori della lunghezza di mezza onda o multipli di essa entrano in oscillazione all'arrivo dell'onda; questo può avvenire con camini, campanili, ecc. Per la migliore ricezione l'antenna a dipolo deve essere orientata nel piano di polarizzazione; e se questa ruota le condizioni ottime possono richiedere un orientamento diverso. Anche a radiazioni parassite si deve ricondurre la circostanza che con un'antenna a dipolo con riflettore non sempre si ha il massimo campo orientandosi verso il trasmettitore, come dovrebbe essere naturalmente, ma orientandosi in una direzione del tutto diversa; ciò dipende dal fatto che un radiatore e riflettore parassita riflette la radiazione dalla direzione di arrivo in una del tutto diversa. Così per es., pendii montuosi ed alti edifici sono noti come riflettori di questo genere, i cui spigoli producono anche curvature del fronte d'onda. Strade e gole che siano in direzione della trasmissione agiscono a loro volta come canali o conduttori cavi e favoriscono la propagazione dell'onda nella loro direzione, cioè funzionano come « direttrici ». Da quanto abbiamo detto il radioamatore può trarre degli utili orientamenti.

Nella ricezione radiotelegrafica a grande distanza, fino circa 600 km, il campo elettromagnetico in ricezione varia spesso a sbalzi e per intervalli di tempo brevi, giacchè su lunghi tratti di propagazione possono aversi interferenze fra onda diretta e onda riflessa ovvero onde piegate verso il basso. Mentre infatti entro la portata ottica, cioè a distanza relativamente breve, solo la radiazione diretta influenza la ricezione, al di là della portata ottica invece l'onda diretta diminuisce rapidamente e si sovrappone ad essa l'onda riflessa o ricurva; l'effetto può essere tanto di rinforzo quanto di riduzione del campo di ricezione; ne possono quindi seguire forti fluttuazioni.

La collocazione dell'antenna deve essere il più alto possibile, oltre che per aumentare la portata ottica, anche per attingere zone dove il campo elettromagnetico è meno assorbito, e quindi più forte, e infine per liberarsi dai disturbi di origine terrestre (dovuti a scintille, ad apparecchi elettromedicali, ecc.). Inoltre bisogna trovare il posto più adatto per l'antenna stessa anche in relazione ai fenomeni descritti prima, ricercando sia il campo più intenso sia l'esatto piano di polarizzazione; non si dimentichi che basta spostarsi di pochi metri per trovare condizioni già molto diverse.

Bisogna vedere che non vi siano in prossimità delle antenne probabili radiatori parassiti quali grondaie, tubi di scarico, ecc., che spessissimo sono mal fissate, sicchè basta scollarle per verificare forti differenze del campo.

La propagazione delle onde ultracorte dipende sempre più dalle cattive condizioni meteorologiche, man mano che si va verso onde più corte in analogia a quanto avviene per le onde luminose. Oltre agli effetti già visti di riflessione dalle onde ultracorte verso alle superfici di separazione di stati diversi e per onde all'estremo superiore della gamma in condizioni di propagazioni normali hanno importanza, per le micro-onde, i canali e le correnti di aria calda nell'atmosfera più bassa, i quali funzionano per esse come condut-



tori cavi. Questi canali di aria calda, di piccola sezione, si formano soprattutto con tempo tranquillo, bello e caldo. Fenomeno analogo è stato osservato su un ponte radio fra le isole e la terra ferma, nel qual caso si avevano portate eccezionali precisamente allorchè gli strati d'aria soprastanti il mare si saturavano di acqua marina polverizzata, a causa di spruzzi e di onde, e diventavano più freddi della acqua stessa.

Quanto più alta è la frequenza delle onde elettromagnetiche tanto più si risente l'influenza del mezzo di propagazione, cioè dell'atmosfera. In particolare si ha una rifrazione già con le più piccole gocce d'acqua, alle quali si accompagna una dispersione della radiazione. Corpi omogenei di grandi dimensioni rispetto alla lunghezza d'onda agiscono poi da assorbitori di energia.

Il vantaggio delle microonde sta nella possibilità di raccoglierle in stretti fasci e nella possibilità di riflessione. Quanto maggiore è la loro frequenza tanto più facilmente esse vengono riflesse dai solidi, specialmente se metallici. Le localizzazioni dei periscopi dei sommergibili, sporgenti solo pochi decimetri, da parte degli aeroplani a mezzo di microonde dimostra esaurientemente le ottime attitudini di riflessione che si possono utilizzare nella tecnica delle onde radio.

## **Cap. 2) Tecnica della trasmissione delle onde ultracorte.**

### **2a) Valvole per onde ultracorte.**

In tutti i trasmettitori è importante che una tensione alternata o una potenza alternata, portate sulla griglia di una valvola, renda disponibile sul circuito anodico la massima tensione (o rispettivamente potenza). Negli amplificatori di trasmissione a pentodi l'amplificazione dipende anzitutto dalla conduttanza mutua della valvola e dalla resistenza in alta frequenza del circuito anodico. Quest'ul-

tima è determinata, oltre che dalle perdite, anche dal rapporto fra autoinduzione e capacità, diventando tanto maggiore quanto più alto è questo rapporto. Quanto più corte sono le onde tanto più diventa difficile realizzare delle grandi resistenze di risonanza, giacchè già la capacità degli elettrodi e quella dei collegamenti è dello stesso ordine di grandezza della capacità di accordo. Ma questa deve essere variabile entro certi limiti, per poter variare la frequenza, sicchè l'autoinduzione per la quale si deve costruire la bobina diventa piccola, dato che entra in gioco, come autoinduzione, anche quella dei collegamenti sia all'esterno che allo interno della valvola. Ciononostante è possibile anche su onde molto corte realizzare resistenze di risonanza relativamente elevate, sicchè l'amplificazione ottenibile con valvole moderne è tuttora considerevole. È svantaggiosa la circostanza che gli elettroni hanno pure bisogno di un certo tempo per percorrere la distanza fra catodo e griglia della valvola, sicchè sia l'ampiezza che la fase della tensione fra griglia e catodo già varia apprezzabilmente durante il tempo di transito degli elettroni. L'influsso di questo tempo di transito ha l'effetto come se vi fosse una resistenza ohmica in parallelo al circuito risonante; con ciò la resistenza del circuito anodico della valvola precedente risulta assai più bassa di quella che si potrebbe aspettarsi in base ai dati teorici del circuito stesso, sicchè non si realizzano le amplificazioni calcolate. Quanto più alta è la frequenza (e cioè quanto più corta è l'onda) tanto maggiormente incide questo effetto dannoso, perfino per valvole particolarmente studiate per onde UC. Esse richiedono quindi una potenza di pilotaggio sempre maggiore e danno un rendimento sempre peggiore; per produrre una determinata potenza si deve dunque scegliere una valvola di potenza maggiore. Ma a questo corrisponde anche una maggiore capacità interelettrodica; per tenerla bassa, si dovrebbero dare alla valvola dimensioni molto ridotte. Dimensioni ridotte sono partico-

larmente desiderabili anche nelle valvole schermate e nei pentodi perchè altrimenti il conduttore di collegamento per lo schermo diventa così lungo che la caduta di tensione in alta frequenza (dovuta all'induttanza di questo conduttore) impedisce un corretto funzionamento dello schermo. D'altra parte è anche desiderabile aumentare la tensione



Fig. 1 - Triodi commerciali di piccole dimensioni per trasmissione su onde U.C. Dall'alto verso il fondo: CV 6; LD 6; LD 1; RD 2,4 TA.

anodica per accrescere la velocità degli elettroni, ciò che però viene ostacolato dalla grande vicinanza degli elettrodi. In poche parole la costruzione di valvole per onde ultra corte porta con sè tutta una serie di problemi dovuti a contrastanti esigenze, i quali problemi vengono accresciuti dal fatto che gli isolanti che si usano nella costruzione delle valvole hanno

delle perdite crescenti sempre più con la frequenza. Inoltre i passanti delle valvole trasmettenti devono avere maggiori sezioni poichè (come si è già detto) la capacità interelettrodica costituisce una porzione non trascurabile della capacità complessiva del circuito, e cioè vi passano delle correnti AF



Fig. 2 - Moderno doppio tetrodo Philips QQC04/15 per trasmissione su O U C.

più intense le quali (con una sezione insufficiente) darebbero luogo ad un eccessivo riscaldamento ed a una possibile distruzione del passante. Nelle figure 1, 2 e 3 si vedono

alcune valvole trasmettenti costruite specialmente per onde metriche, nelle quali una parte delle uscite sono realizzate dall'alto, appunto per ottenere basse induttanze e basse capacità delle uscite stesse. Esse sono costruite con la mi-



Fig. 3 - Idem, QQE06 40

nima quantità possibile dei migliori isolanti per tenere basse le perdite; le uscite sono in grande sezione.

Mentre per i dilettanti si prestano abbastanza bene le vecchie valvole dell'esercito, di basso costo (vedi fig. 1) vi sono, anche sul mercato valvole recenti di ottima presta-

zione, quali i tetrodi Philips QQC04/15 e QQE06/40 mostrati nelle figure 2 e 3 rispettivamente. I dati di queste valvole sono raccolti in tabella 1 insieme ad altre. La QQC04/15 corrisponde all'americana 832, quanto a potenza; la QQE 06/40 è molto prossima alla 829. Tuttavia le nuove valvole Philips hanno rendimenti un po' migliori, appunto perchè (essendo più recenti) hanno utilizzato gli ultimi progressi nella costruzione delle valvole. Il tipo PE05/25 è un pentodo di trasmissione di piccole dimensioni che a 144 MHz dà una potenza utile di circa 12 W. La QE04/10 trova applicazione soprattutto come amplificatrice di potenza nei duplicatori

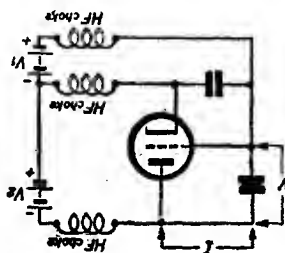


Fig. 4 - Generatore di Barkhausen e Kurz.

di frequenza, mentre il doppio tetrodo QQC04/15 si può usare come amplificatore in alta frequenza, come oscillatore ed anche come moltiplicatore di frequenza e negli stadi modulatori. Come doppio tetrodo si presta molto bene a schemi in controfase, che si usano spessissimo nelle onde UC per i numerosi vantaggi che offrono. Inoltre con due valvole QQC04/15 si possono p. es. realizzare molto bene quattro successive duplicazioni di frequenza. Una particolarità di queste valvole è l'aver il catodo a ossidi a riscaldamento *diretto*. Questo si spiega per la sua diffusa applicazione in impianti mobili, dove (essendo l'esercizio intermittente

quindi potendosi collegare l'alimentazione di filamento solo durante il funzionamento) è necessario un rapido riscaldamento affinché l'apparecchio entri prontamente in servizio. In caso contrario la valvola dovrebbe essere tenuta continuamente accesa ciò che, mentre accrescerebbe i costi di esercizio, ridurrebbe inutilmente la durata delle batterie e quindi l'autonomia. In vista di questa applicazione la valvola ha anche altre particolarità che la rendono meglio adatta all'esercizio su mezzo mobile. Riducendo di un volt la tensione di filamento, e a pari tensione anodica, si ottiene ancora la piena potenza; inoltre la valvola funziona con basse tensioni e deboli correnti anodiche.

I due sistemi di elettrodi hanno in comune il catodo ed anche lo schermo; con questo accorgimenti a 200 MHz (1,5 metri) si possono ottenere ancora circa 17 W di potenza utile.

La QQE06/40, anche essa doppio tetrodo, a 430 MHz (70 cm) dà ancora circa 35 W di potenza utile. Anche qui sono comuni lo schermo ed il catodo, il quale però è a riscaldamento *indiretto*. Le due uscite delle placche sono portate dalla parte opposta allo zoccolo e consentono nel modo più semplice un collegamento ad una coppia di fili di Lecher. Questa valvola è usata soprattutto come duplicatore di frequenza e come stadio di uscita in controfase, in classe C. I due sistemi di elettrodi possono lavorare su frequenze diverse; essa si presta particolarmente bene per i generatori sulla gamma di 70 cm, che si spera sia presto messa a disposizione dei dilettanti. Con una uscita di 34 W si ha un rendimento del 47%, che si può considerare realmente ottimo.

Le onde di lunghezza inferiore a un metro (decimetriche e centimetriche) al principio erano soltanto oggetto di studio per gli scienziati, i quali volevano sperimentare fino a quale limite si potessero generare onde elettriche. Date però le dimensioni estremamente ridotte delle corrispondenti antenne anche i tecnici delle comunicazioni radioelettriche

VALVOLE TRASMETTENTI PER O.U.C. (tipi militari e americani)

Tipo	Genere	Ris. adattamento		Tensione anodica		Tensione di schermo	Tensione di gridia pot. di griglia	Corrente anodica mA	Corrente di schermo mA	Potenza W	Lunghezza d'onda minima
		$2 \times 6,3$	$2 \times 1,125$	500	200						
829	Doppio pent.	$2 \times 6,3$	$2 \times 1,125$	500	200	—	—50	$2 \times 120$	$2 \times 16$	80	$\left. \begin{array}{l} 829 = 2,8 \text{ m} \\ 829 A = 2 \text{ m} \\ 829 B = 1,4 \text{ m} \end{array} \right\}$
832	Doppio pent.	$2 \times 6,3$	$2 \times 0,5$	500	200	—	—65	$2 \times 36$	$2 \times 7$	26	$\left. \begin{array}{l} 832 = 2,8 \text{ m} \\ 832 = 2 \text{ m} \end{array} \right\}$
RS 394	Triodo	12,6	0,2	600	—	—	—100	100	—	32	1,5 m
LD 2	Triodo	12,6	0,175	300	—	—	—120	60	—	10	0,5 m
LD 15	Triodo	12,6	0,24	500	—	—	—30	50	—	12	0,4 m



cominciarono ad interessarsi a questo campo, poichè la costruzione di antenne direttive a file, quasi proiettori di radioonde, diventa tanto più facile quanto più corta è l'onda. Poichè inoltre le proprietà di queste microonde si avvicinano a quelle della luce risultò oltre alla ovvia possibilità di realizzare la ricezione di vari trasmettitori su varie onde, anche quella di realizzare diverse ricezioni anche sulla stessa onda, semplicemente girando l'antenna direttiva in direzione del ricevitore preferito. Abbiamo accennato prima alla somiglianza fra la propagazione delle microonde (così dette onde « ottiche ») e quella delle onde luminose; ricordiamo che la legge della rifrazione e della curvatura della luce dipendono dalla lunghezza d'onda, e che quindi, per onde notevolmente più lunghe di quelle della luce, le cose si presentano in modo diverso; inoltre con le microonde si hanno dei fenomeni che sembrano avvenire in modo completamente diverso che con le onde luminose, e che quindi si debbono spiegare con la diversità della lunghezza d'onda.

Per molti campi applicativi, soprattutto per quelli che fanno uso della luce per certi scopi di navigazione e di orientamento ma che col col tempo diventano invisibili perchè le condizioni di visibilità peggiorano fortemente, le microonde hanno avuto una importanza da non sottovalutare, in sostituzione delle onde luminose anche perchè la sempre più ridotta disponibilità di bande di frequenza ha spinto verso frequenze sempre più alte.

Poichè con le più alte frequenze si possono avere condizioni sostanzialmente più favorevoli ed anche quelle bande, relativamente di maggiore larghezza, le quali diventano necessarie per la televisione e per la televisione a colori diventano insufficienti, lo sviluppo della tecnica delle alte frequenze è sempre in espansione e va sempre di più verso le onde decimetriche e centimetriche sia per la trasmissione di notizie che per la TV.

## VALVOLE TRASMETTENTI PER

Tipo	Genere	Riscaldamento		Tensione anodica (V)	Tensione di schermo (V)	Tensione di pol. di griglia (V)	Corrente anodica (mA)
		[V]	[A]				
PE 05/25	Pentodo	12,6	0,7	500	250	-80	90
				400	250	-250	52
QE 04/10	Tetrodo	6,3	0,6	300	250	-60	43
				250	200	-120	37
QQC 04/15	Doppio Tetrodo	6,3	0,68	400	200	-80	2 x 30
				250	200	-175	2 x 40
QQE 06/40	Doppio Tetrodo	6,3	1,8	600	250	-100	2 x 100
		12,6	0,9	500	250	-150	2 x 60

## O.U.C. (Tipi moderni Philips)

Corrente di schermo (mA)	Potenza resa (W)	Modo di uso	Frequenza (MHz)	Rendimento %	Dissipazione anodica (W)	Frequenza limite e potenza corrispondente	
						MHz	W
5	33	<i>cl. c</i> (Telegrafia)	100	73,5	12	MHz	W
3	9	<i>cl. c</i> (Moltiplic. di frequenza)	55/165	43		167	15
7	8	<i>cl. c</i> (Telegrafia)	60	62	7,5	175	10,8
2	2,3	<i>cl. c</i> (Moltiplic. di frequenza)	75/150	25			
5	17	<i>cl. c</i> (Telegrafia)	186	71	2 × 6	300	8
7	6,2	<i>cl. c</i> (Moltiplic. di frequenza)	62/186	31			
18	88	<i>cl. c</i> (Telegrafia)	60	72	2 × 20	430	34
10	24	<i>cl. c</i> (Moltiplic. di frequenza)	50/150	40			

Il problema di generare oscillazioni ancora tecnicamente utilizzabili nel campo delle microonde (data la adozione di risuonatori a cavità) è ormai esclusivamente un problema di valvole.

Per la produzione di onde decimetriche e centimetriche nei primi tempi si utilizzavano trasmettitori a scintilla nella forma originaria di Hertz che al centro di un dipolo lungo quanto mezza onda poneva l'intervallo dove scoccava la scintilla. Per raccogliere la irradiazione in una sola direzione si faceva uso di specchi cilindro-parabolici e a paraboloidi sia in trasmissione che in ricezione; in ricezione, al posto dello spinterometro (nel quale scoccava la scintilla) si aveva invece un detector. Le potenze erano molto piccole, e trattandosi di onde smorzate, non si poteva nemmeno modulare in telefonia. Si cercò allora di non usare più un alternatore a bassa frequenza per generare l'alta tensione necessaria alle scintille, ma di produrre questa con un generatore a valvole; sicchè le scintille si susseguivano assai più frequentemente ed anche il rendimento migliorava notevolmente.

Il trasmettitore a valvole poteva essere modulato in telefonia ed al posto del detector ricevente a cristallo si sostituì presto una valvola a due elettrodi o raddrizzatore a diodo, con il quale se non si aumentava la sensibilità, veniva però elevata la sicurezza di esercizio.

Barkhausen e Kurz trovarono che, dando a una valvola a elettrodi concentrici cilindrici (triodo) un'alta tensione positiva sulla griglia e una debole tensione negativa sulla placca, venivano prodotte delle oscillazioni di frequenza straordinariamente alta. Qui gli elettroni che escono dal catodo sono attratti dalla griglia fortemente positiva e ne acquistano una notevole accelerazione che consente ad una parte di essi di proseguire verso l'anodo attraverso gli spazi vuoti della griglia. Poichè l'anodo ha una polarizzazione negativa gli elettroni vengono per la massima parte respinti, ed attratti di nuovo verso la griglia; ma una parte di essi,

ancora attraverso gli spazi vuoti della griglia, prosegue la sua corsa verso il catodo, che ne inverte ancora la direzione giacchè il catodo è negativo rispetto alla griglia; ed il gioco continua. Si ha allora una sorta di pendolamento o di « danza » degli elettroni. L'accoppiamento di energia avviene a mezzo di una selezione sulla fase degli elettroni stessi. Bisogna capire che, a causa delle diverse velocità di emissione degli elettroni dal catodo, gli elettroni stessi hanno diversi valori di fase. E quando predomina una certa fase gli elementi di circuito collegati vengono eccitati a oscillare; il campo elettromagnetico così prodotto reagisce contemporaneamente sugli elettroni, in modo tale che, secondo il valore momentaneo dell'oscillazione e della fase, gli elettroni risultano accelerati ovvero frenati. In tal modo la velocità degli elettroni accelerati è diventata così grande che essi vengono captati e selezionati dall'anodo. Mentre gli elettroni accelerati hanno assorbita dell'energia quelli frenati hanno ceduto energia; quanto maggiore è quindi il numero relativo degli elettroni frenati tanto maggiore è la cessione di energia. Se l'anodo è fortemente negativo si ha una parziale variazione della fase fino a eguagliare la fase degli elettroni accelerati e la fase di quelli frenati; sicchè in queste condizioni si generano maggiori potenze oscillanti. Un miglioramento del rendimento si ottenne dalle ricerche di Gill e Morell, i quali collegarono alla valvola un sistema bifilare o un circuito oscillante accordato sulle onde prodotte. In certi casi le stesse valvole furono costruite in modo tale che gli elettrodi configuravano una continuazione di questa linea bifilare nell'interno della valvola; in altri casi da una parte c'era una doppia linea per portare energia all'antenna, dall'altra una simile per dare alla valvola le tensioni di alimentazione. Nonostante le numerose disposizioni che furono sviluppate per questo tipo di produzione di onde al di sotto del metro, si dovette presto riconoscere che il rendi-

mento realizzabile del trasmettitore era sempre estremamente piccolo (al massimo 20%).

Perciò si abbandonò lo schema di Barkhausen e Kurz a favore dei generatori di Habann, chiamati anche magnetron. Lo schema di un generatore di Habann si vede in fig. 5. Si

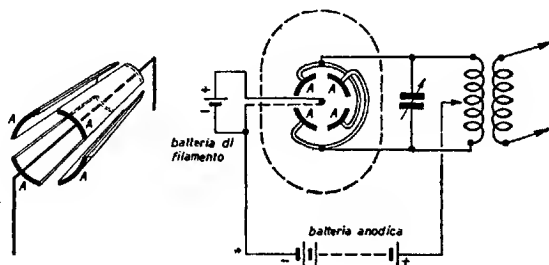


Fig. 5 - Schema di principio del trasmettitore Habann.

usa una valvola con un anodo cilindrico dotato di varie fenditure, nel cui interno si trova, concentricamente, il catodo. I settori di anodo che si trovano di fronte sono metallicamente collegati, a coppie, agli estremi opposti del circuito oscillante. La valvola in queste condizioni viene collegata fra i poli di un forte magnete, il cui campo ha andamento parallelo all'asse della valvola. In questo generatore quindi gli elettroni sono controllati non solo dal campo elettronico ma anche da un campo magnetico costante portato dall'esterno, il quale ha direzione perpendicolare al piano in cui si muovono gli elettroni al fine di sviluppare un maggior effetto deviatore. Secondo l'intensità del campo magnetico gli elettroni vengono deviati dalle traiettorie (inizialmente radiali) verso l'anodo finchè, a un certo valore critico del campo magnetico, la caratteristica della valvola diventa negativa e si hanno le condizioni per eccitare le

oscillazioni. Queste dipendono dal fatto che gli elettroni che tendono verso i segmenti di anodo momentaneamente a potenziale più alto vengono deviati, dal campo magnetico critico verso i segmenti che hanno invece il potenziale contrario.

Se gli sviluppi della valvola a campo frenante e del magnetron hanno una data antica (1920) è solo negli anni della seconda guerra mondiale che si è avuto un brusco sviluppo dei generatori di onde decimetriche e centimetriche, poichè solo con questi sono divenute realizzabili le molteplici possibilità della tecnica radar. Allora acquistarono un'importanza enorme le valvole klystron e i tipi analoghi quali valvole a tempo di transito controllate dalla velocità elettronica. Ma anche i generatori già noti, anzitutto le valvole a campo magnetico, furono portate a un rendimento straordinariamente elevato. Con le valvole controllate a griglia si svilupparono soprattutto le valvole a disco e le valvole a «faro». Della loro costruzione diremo qualcosa trattando i vari tipi di valvole giacchè esse sono al passaggio fra le onde metriche e le onde decimetriche.

La costruzione di un triodo a disco, come si vede in fig. 6, si realizza quando si presenta l'esigenza di lavorare su onde

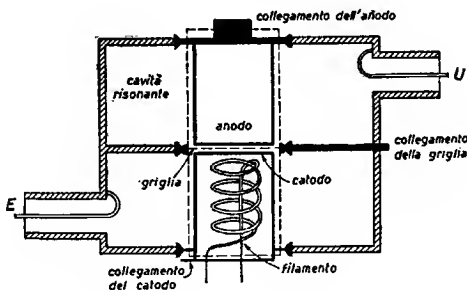


Fig. 6 - Triodo con resonatori interni a cavità.

decimetriche e che si voglia un rendimento accettabile. Si tratta del caso limite delle condizioni già viste nel campo delle onde ultracorte.

I collegamenti degli elettrodi (catodo, griglia e placca) non devono avere induttanza apprezzabile nè capacità. Inoltre devono essere ridotti al minimo gli accoppiamenti fra gli elettrodi e loro collegamenti, nonchè le perdite di radiazione, crescenti con la frequenza. Il catodo è formato con un elettrodo piatto ed è molto vicino alla griglia, a forma di graticola (sicchè si abbiano ridottissime autoinduzioni dei collegamenti ed anche piccoli tempi di transito). L'anodo è un cilindro massiccio che sporge dall'alto verso il bulbo in direzione della griglia ed è anch'esso quasi privo di induttanza dei collegamenti.

La valvola così costruita è costruita organicamente coi circuiti oscillanti, della forma di due risuonatori a cavità. Questi risuonatori, per la loro costruzione, hanno una bassissima resistenza di dissipazione e nessuna irradiazione, e danno quindi elevate resistenze di risonanza e curve di risonanza acute. La disposizione mostrata in figura lavora con due risuonatori a cavità, che vanno accordati sulla stessa frequenza e costituisce in oscillatore che viene eccitato a mezzo della capacità griglia-placca con oscillazioni di Huth e Kuhn. L'accoppiamento di entrata e di uscita dell'alta frequenza avviene a mezzo di elementi coassiali, la cui anima è fissata alla parete del risuonatore. Con triodi costruiti in questo modo si possono avere anche rendimenti accettabili fino a circa 50 cm di lunghezza d'onda; però essi si abbassano rapidamente con onde più corte, a causa del peggiorare del rapporto fra induttanza e capacità. Quando anche il limite raggiungibile con questo oscillatore a griglia controllata arriva fino all'onda di alcuni cm, tuttavia esso perde di interesse a causa del bassissimo rendimento. Nelle onde centimetriche quindi trovano applicazione esclusivamente delle disposizioni note col nome di valvole a tempo



di transito a controllo di velocità, e nelle quali i circuiti oscillanti, della forma di risuonatori a cavità, costituiscono un tutto organico con la valvola. Qui troviamo i più progrediti tipi a campo magnetico e le diverse varietà di klystron, il quale ultimo fu ideato dall'americano Varian. I più moderni magnetron ad alta frequenza possono dare parecchie centinaia di watt con onde di 10 cm, mentre con un funzionamento ad impulsi la potenza di picco può raggiungere varie centinaia di kW. Con un campo magnetico di 3000 gaussi realizza un rendimento del 60% che è da considerare eccezionale. Il magnetron mostrato schematicamente in figura 7 consiste in un anodo di rame massiccio, al cui cen-

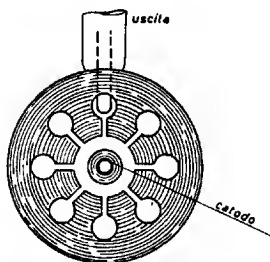


Fig. 7 - Magnetron di grande potenza.

tro si trova il catodo. Il blocco anodico ha inoltre un ben preciso numero (qui 8) di fenditure, disposte simmetricamente ed con i piani passanti per l'asse, le quali procedono verso cavità cilindriche e formano così piccoli risuonatori a cavità.

Data la direzione del campo magnetico le sue linee di forza si concentrano nei cilindri cavi, attraverso i quali esse entrano ed escono; le linee di campo elettrico invece si concentrano nelle fenditure dell'anodo e in prossimità della parete interna delle cavità. L'accoppiamento di uscita

per l'energia avviene in modo semplice da una qualunque delle cavità cilindriche giacchè esse sono tutte accoppiate fra di loro tramite il campo magnetico comune. Data la disposizione concentrica del catodo e dell'anodo gli elettroni emessi dal catodo sono accelerati verso l'anodo radialmente dal campo elettrico e sono deviati invece a spirale dal campo magnetico. Secondo quindi l'intensità del campo magnetico e secondo la tensione anodica, quindi secondo la velocità degli elettroni, questi possono fare alcuni giri o addirittura tornare sul catodo. In dipendenza del noto processo (tipico delle valvole a campo frenante) del raggruppamento degli elettroni secondo la loro fase, risulta una oscillazione in quanto appunto gli elettroni che vengono frenati più o meno secondo la loro fase cedono energia al campo delle cavità.

Abbiamo dunque visto che la tensione anodica, il campo magnetico permanente ed il campo ad alta frequenza influenzano tutto il percorso degli elettroni e danno loro un tracciato cicloidale; ne segue che c'è un eccesso di elettroni che cedono energia, ciò che spiega l'elevatissimo rendimento realizzato. Quanto maggiore è il numero delle fenditure dell'anodo tanto più alte sono le frequenze ottenibili, le quali dipendono dal tempo di transito circolare degli elettroni. Con i magnetron (che trovano soprattutto applicazione nella tecnica delle microonde) lavorano anzitutto i radar con i quali nel campo delle onde centimetriche si possono raggiungere potenze di punta di parecchie centinaia di kW.

In contrapposizione al magnetron è stato sviluppato il cosiddetto klystron, valvola a tempo di transito controllato, la quale nella sua forma primitiva è dovuto all'americano Varian. Collateralmente esistono parecchi altri sviluppi analoghi che per la massima parte sono chiamati nello stesso modo. In tutte queste valvole il tempo di transito che normalmente è considerato un inconveniente viene controllato e deliberatamente utilizzato per generare oscillazioni. A questo principio corrisponde il fatto che le oscillazioni

nascono soltanto quando il tempo di transito è dello stesso ordine di grandezza del periodo voluto ovvero quando è sensibilmente piccolo. Il principio di funzionamento del klystron si basa sulla modulazione per addensamento degli elettroni in uno spazio privo di accelerazione. I dettagli di questo processo si possono analizzare guardando la figura 8 che rappresenta appunto un klystron.

In essa saltano all'occhio i due risuonatori  $R'$   $R''$  che si trovano ad una determinata distanza l'uno dall'altro. Sul

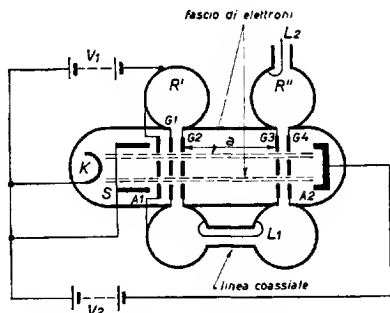


Fig. 8 - Schema di un Klystron.

percorso del fascio elettronico si trova una fenditura intagliata da ambo le parti a forma di griglia. I due risuonatori sono collegati fra loro a mezzo di una linea coassiale per poter funzionare da generatori; l'uscita dell'energia avviene da  $R''$ .

Il funzionamento è come segue. Gli elettroni sono emessi dal catodo  $K$  vengono concentrati a fascio dall'elettrodo  $S$  ed accelerate fortemente dall'anodo  $A_1$  che, col risuonatore si trova ad alta tensione positiva  $V_1$ . I valori momentanei della tensione di pilotaggio ad alta frequenza su  $G_1$  e  $G_2$  hanno azioni acceleratrici o ritardatrici sugli elettroni che

passano, secondo la fase di questi, sicchè essi entrano selezionati e pilotati al ritmo dell'alta frequenza con velocità diversa nello spazio  $a$  chiamato anche spazio « staccio ». Gli elettroni accelerati uniformemente da  $A_1$  sono stati dunque modulati in velocità dal campo ad alta frequenza; cioè una forma di accelerazione mentre all'altra parte è stata sottratta una eguale quantità di energia sotto forma di frenamento. Le due influenze si equilibrano sicchè in questa parte non vi è alcuna erogazione di energia. L'entrata degli elettroni nello spazio staccio  $a$  avviene dunque per i singoli elettroni a velocità diverse cosicchè i più veloci raggiungono ed anche superano i più lenti. Nello spazio si hanno dunque zone più dense di elettroni e zone più diradate. Se ora  $R''$  si trova nel fuoco di un addensamento elettronico si ha ivi una forte oscillazione. Quando gli elettroni attraversano  $G_3$  e  $G_4$ , essendovi un forte campo di alta frequenza fra  $G_3$  e  $G_4$ , essi vengono in parte accelerati o frenati poichè la oscillazione avviene solo per gli elettroni di maggiore densità; sono date le condizioni affinché la tensione ad alta frequenza appunto agisca nel senso frenante nell'istante in cui c'è la massima densità elettronica; ciò significa in definitiva che vengono frenati più elettroni di quanti non ne vengano accelerati, ciò che corrisponde ad una cessione di energia.

L'elettrodo di raccolta  $A_2$  riunisce gli elettroni residui e li asporta. In tal modo persistono le oscillazioni eccitate su  $R_1$ , una parte della tensione ad alta frequenza indotta su  $R_2$  viene riportata su  $R_1$  a mezzo di una linea coassiale  $L_1$  mentre l'accoppiamento di uscita della potenza oscillante si realizza a mezzo della linea concentrica  $L_2$ . Sul tronco di reazione bisogna badare alla esatta fase della tensione riportata indietro, la quale dipende dal tempo di transito degli elettroni. Il klistron oltre che come generatore può anche essere usato come amplificatore ad alta frequenza. In questo caso si elimina il tronco di reazione; la potenza in

arrivo dall'interno o da uno stadio precedente viene accoppiata in  $R'$ .

Con i klystron ad alta potenza si possono avere potenze momentanee a brevi impulsi fino a 10 kW sulle onde di 10 cm mentre la potenza media si aggira sugli 80 W.

### **Cap. 2b) L'oscillatore pilota senza cristallo**

*Collegamenti in controfase con linee bifilari o concentriche.  
(Valvole a fili di Lecher e circuiti cilindrici)*

Se già sulle gamme per dilettanti a frequenze più basse si ricorre a moltiplicazioni di frequenza, al fine di conservare una elevata stabilità, ciò è anche più importante sulla gamma di 144 MHz. Il numero di stadi necessario aumenta però considerevolmente, sicchè si torna sempre all'idea di costruire degli oscillatori capaci di essere stabili anche sulle frequenze più alte, e ridurre quindi il costo del trasmettitore ad una misura ragionevole. Nelle gamme per dilettanti, a frequenze più basse, per avere una elevata stabilità si usano di solito oscillatori sui 160 m e si moltiplica la frequenza realizzando successivamente 80, 40, 20 e 10 m. Se si volesse continuare la moltiplicazione fino ai 2 m si avrebbe un costo che soltanto da pochi potrebbe essere sostenuto. Si aggiunge poi la circostanza che una minima instabilità di frequenza nei generatori piloti, ancora tollerabile nella gamma di 80 o 40 m si moltiplica anch'essa quando la frequenza viene moltiplicata cosicchè nella gamma dei due m già si hanno fluttuazioni di frequenza inammissibili. Il maggior costo quindi non starebbe in un rapporto accettabile col risultato.

Quali possibilità ci sono dunque per costruire un generatore stabile su 2 m? Cioè in quale modo si può costruire un oscillatore che sia stabile anche ad una frequenza fonda-

mentale elevata, in modo che con poche moltiplicazioni si possa arrivare alla gamma dei 144 MHz?

Poichè i quarzi si prestano fino a frequenze proprie di 50 MHz si ha, in tal modo, la più semplice e la migliore possibilità di produrre una frequenza fondamentale stabile ed elevata. Vedremo in seguito perchè, ciononostante, non si lavori con quarzi a frequenza molto alta, ma si preferisca di far produrre frequenze fra 8 e 24 MHz.

Ora però, ogni oscillatore a quarzo ha notoriamente lo svantaggio che può dare soltanto la propria frequenza (prestando da una piccola regolazione, possibile nei « vario-quarzi »). Per questa ragione il quarzo non si usa sulle gamme a frequenza più bassa, dove è possibile con una spesa relativamente esigua di produrre oscillatori sufficientemente stabili, a frequenza variabile. Gli ultimi risultati di questo punto di vista sono stati ottenuti da un circuito di J. F. Clapp. Poichè utilizzando serratamente la gamma a bassa frequenza (come compare particolarmente chiaro nella gamma di 80 m) usando un oscillatore a quarzo non è possibile passare su un'altra frequenza nella stessa banda pur conservando l'oscillatore a quarzo si dovrebbe prevedere parecchie frequenze commutabili, ciò che di nuovo non rappresenta una garanzia che queste frequenze non siano anche esse disturbate. Naturalmente lo stesso vale anche per la banda dei 144 MHz in quanto anche qui, usando un quarzo, si ha unica frequenza fissa, a meno che non si usino parecchi quarzi commutabili, le cui fondamentali, opportunamente moltiplicate, cadano nella gamma da 144 a 146 MHz.

Ora la gamma dei 144 MHz non risente tanto dell'affollamento come p. es. la gamma degli 80 m; però chi ci garantisce che le cose resteranno sempre così? Il crescente numero dei radiodilettanti e le nuove nozioni sulla propagazione delle radio-onde, le quali ci hanno detto che in certe circostanze si possono varcare distanze considerevoli pure con le onde « ottiche », fanno crescere sempre più l'affollamento dei tra-

smettitori sulla gamma dei 2 m. Vi è poi un altro fatto: che vengono usati per la massima parte quarzi di apparecchi commerciali, mentre i quarzi più moderni e progrediti per certe determinate frequenze hanno lo svantaggio di essere molto cari. I quarzi degli apparecchi commerciali costano bensì molto poco ma hanno lo svantaggio di essere previsti tutti per la stessa frequenza e quindi di determinare affollamenti locali della frequenza mentre altri punti dello spettro restano inutilizzati. Dati i progressi nel campo delle onde dei 2 m è prevedibile che si cercherà di realizzare oscillatori variabili ma a frequenza stabile, come a suo tempo si fece anche per lo sviluppo delle gamme a frequenza più bassa. Non bisogna rassegnarsi ad ammettere che il problema sia insolubile; se ciò non riuscirà per le vie già note potrà forse essere risolto per vie completamente nuove! Non è nemmeno giusto dire che il radiodilettante non ha a disposizione dei mezzi per intraprendere ricerche di questo genere; tutto ciò che oggi è moderno è già esistito in passato nel suo principio fondamentale e tanti contributi geniali sono falliti, in fondo, proprio per la semplicità della loro idea. E qui è appunto il vantaggio del dilettante, il quale non è così sovraccarico di matematica e di teoria; che egli ha idee che si possono realizzare con i mezzi a sua disposizione e che egli non risparmia tempo nè fatica per tradurre in atto queste idee (1).

Vediamo in quale direzione hanno proceduto finora i tentativi per costruire oscillatori stabili a frequenza variabile fino al caso limite dei 144 MHz. Anzitutto richiamiamo e sottolineiamo espressamente le esigenze già dette, alle quali bisogna dedicare estrema cura.

---

(\*) E' noto che il prof. Righi di Bologna aveva espresso parere nettamente sfavorevole al giovane G. Marconi allorchè egli tentò la prima radiotrasmissione a Pontecchio nel 1901 (N.d.T.).

Riassumendole brevemente, esse sono:

1) La costruzione meccanica deve essere eccezionalmente stabile, la filatura più breve possibile e così rigida da non poter vibrare in caso di scosse; ciò significa che bisogna prevedere punti di appoggio e di bloccaggio per i conduttori. A tale fine si prestano molto bene i pezzi angolari in ceramica poichè, date le loro bassissime perdite dielettriche, possono essere usati anche direttamente in punti soggetti a tensione A F. Tutte le valvole debbono essere saldamente ed elasticamente tenute dai loro supporti; al riguardo per le valvole miniatura (come la 6AK5) e le valvole Noval (come la ECC81) vi sono zoccoli ceramici della ditta Preh nei quali è predisposta una molla.

2) Nei circuiti oscillanti a costanti concentriche si raccomanda di costruire delle bobine esclusivamente costituite da supporti ceramici metallizzati, quali quelli della ditta Stetner e Co. Come abbiamo già detto nelle parti Ia e IIa, queste bobine sono costituite di un materiale a coefficiente di temperatura zero. Per i condensatori variabili bisogna ricorrere esclusivamente a quelli che adottano per dielettrico l'aria.

3) Valvole e altre parti debbono essere previste con larghezza dal punto di vista del sovraccarico, in modo da realizzare condizioni di esercizio stabili.

4) Le tensioni di alimentazione devono assolutamente essere stabilizzate.

5) Come schemi si sceglieranno esclusivamente quelli che stabiliscono automaticamente delle reazioni, accoppiandosi con le valvole e costituendo dei partitori di tensione capacitivi o induttivi appunto con la capacità propria delle valvole. Per chiarire meglio l'effetto di queste partizioni



di tensione sono state particolarmente sottolineate in fig. 9 le singole capacità delle valvole, che acquistano grande importanza sulle frequenze più alte.  $C_{gk}$  e  $C_{ak}$  hanno già naturalmente valori tali da stabilire la partizione di tensione desiderata, giacchè  $C_{gk}$  è notevolmente maggiore di  $C_{ak}$ .

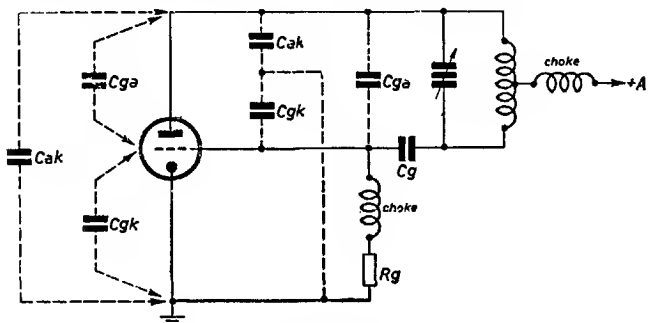


Fig. 9 - Ripartizione automatica della tensione in un circuito Hartley (o ultraaudion).

Dove è necessario, a queste capacità si aggiungono dei piccoli trimmer, per poter correggere il rapporto di tensione e per potersi portare in condizioni di ottimo.

Una reazione basata esclusivamente sulla partizione di tensione capacitiva (Colpitts) ha di per sè il vantaggio che intanto non occorre una presa intermedia per la bobina, la quale quindi ha solo due collegamenti, ed inoltre che le oscillazioni prodotte sono per loro natura abbastanza stabili, poichè questo tipo di circuito ha minore tendenza ad oscillazioni parassite.

6) E' molto importante (e purtroppo spesso molto trascurato) di accoppiare i circuiti oscillanti di entrata e di uscita delle valvole con le valvole stesse in maniera lasca, per ridurre al minimo la reazione e lo smorzamento.

7) La reazione ottenuta deve possibilmente non introdurre sfasamenti, cioè l'elemento di reazione non deve introdurre una variazione della fase, poichè altrimenti ciò agisce sfavorevolmente sulla stabilità delle oscillazioni.

8) Infine bisogna realizzare un rapporto  $L/C$  abbastanza alto, ciò che è fondamentale per realizzare un oscillatore stabile; questo si ricollega alla illustrazione che segue dei circuiti a costanti distribuite, i quali consentono resistenze di risonanza e fattori di merito del circuito eccezionalmente alti e per conseguenza sono idealmente adatti a realizzare oscillatori stabili in frequenza ma variabili giacchè d'altra parte consentono anche una certa possibilità di regolazione. Per realizzare un rapporto  $L/C$  alto, e quindi una elevata resistenza di risonanza, bisogna andare verso altri tipi di circuiti oscillanti, come già detto ampiamente nel volume 1°. In questi si hanno forme di passaggio da induttanze e capacità concentrate (bobine e condensatori quali vengono usati per onde meno corte) a induttanze e capacità distribuite nelle quali quindi, in ogni punto, si ha contemporaneamente un effetto di induttanza e di capacità; queste forme invece di essere propriamente delle bobine e dei condensatori, consistono essenzialmente in linee bifilari parallele o concentriche, la cui origine tuttavia si può anche dedurre dalla bobina e dal condensatore come già mostrammo nel volume 1°. La linea a due fili paralleli prende anche il nome di fili di Lecher e quella concentrica anche il nome di cavo coassiale. Entrambe le forme non solo hanno una grande importanza come elemento risonante ad alta resistenza, ma secondo il loro uso originario, servono anche al trasporto ed alla radiazione delle alte frequenze, come vedremo nel prossimo capitolo. Inoltre dalla linea concentrica sono derivati i noti circuiti tubolari e cilindrici. Tutti questi sistemi possono essere accordati caricandoli con un condensatore aggiunto; e danno in tal

modo circuiti oscillanti per un oscillatore pilota da laboratorio, a frequenza stabile ma regolabile.

Le figure che seguono mostrano alcuni schemi atti a tal fine; esse però sono più che altro indicative e non sono da considerarsi complete, cioè studiate fino in fondo dal punto di vista della stabilità di frequenza.

In fig. 10 si vede un oscillatore in controfase autoeccitato attraverso la capacità griglia-placca (oscillatore di

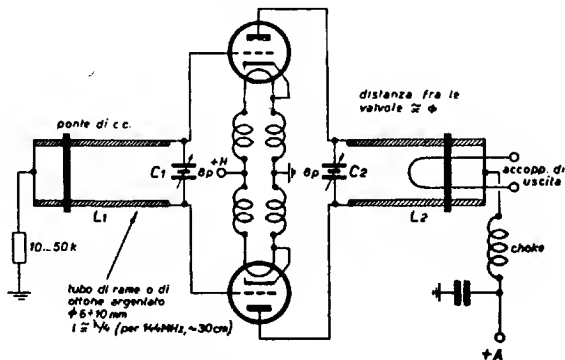


Fig. 10 - Oscillatore in controfase, con due linee a fili di Lecher come risonatori.

Huth-Kühn); i due circuiti oscillanti sono costituiti da coppie di fili paralleli di rame o di tubetto di ottone argentato. La distanza fra i fili è dell'ordine del diametro delle valvole, la lunghezza è di circa un quarto di onda, quando non c'è carico capacitivo. Da quanto abbiamo detto prima, è noto che linee che abbiano la lunghezza geometrica di un quarto d'onda si comportano come circuiti antirisonanti (circuiti oscillanti in parallelo) se l'altro estremo della linea è chiuso in c.c.; e si comportano invece come circuiti in serie se l'altro estremo della linea è aperto. Se ora carichiamo la linea ca-

pacitivamente (sia con la capacità della valvola che con i variabili  $C_1$ ,  $C_2$ , della fig. 10) la frequenza di risonanza dipende dalla impedenza caratteristica o impedenza d'onda della linea e dal valore della capacità collegata in parallelo. Nel circuito mostrato in fig. 10,  $L_1$  ha la lunghezza di circa 30 cm,  $L_2$  ha la lunghezza di circa 35 cm, poichè il circuito anodico di questo oscillatore deve comportarsi induttivamente rispetto al circuito di griglia. Se l'ingombro di queste linee dà fastidio, esse possono essere anche piegate su se stesse. I ponticelli di corto circuito devono stabilire un buon contatto. Per mantenere un facile innesco delle oscillazioni il catodo è ad alta tensione; in ogni conduttore del filamento una bobina di blocco impedisce la fuga dell'alta frequenza attraverso la capacità tra filamento e catodo. Le bobine sono costituite con filo di rame smaltato da 1.3 mm avvolto su un diametro di circa 6 mm con 7 a 15 spire. L'accoppiamento di uscita dell'alta frequenza può avvenire capaci-

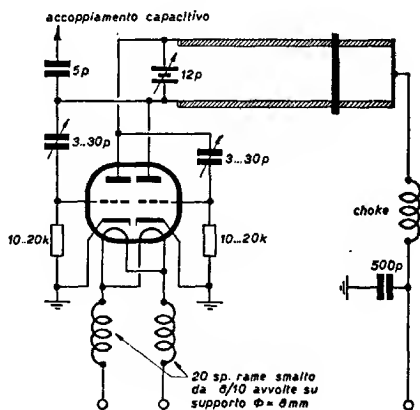


Fig. 11 - Oscillatore in controfase con una sola linea a fili di Lecher.

vamente o induttivamente. Nello schema mostrato è stato scelto un accoppiamento induttivo.

Per questo schema sono adatte le valvole per onde decimetriche LD 1, LD 2 o anche RD 12 Ta e RD 2,4 Ta. In tutti i collegamenti in controfase in cui si usino due valvole distinte, come nell'esempio dato, bisogna particolarmente curare di ridurre al minimo l'induttanza dei collegamenti fra i catodi affinché le perdite restino basse. Se si tratta di pentodi lo stesso vale anche per i collegamenti di schermo. In fig. 11 si vede un oscillatore in controfase il quale ha un solo circuito oscillante costituito da una coppia

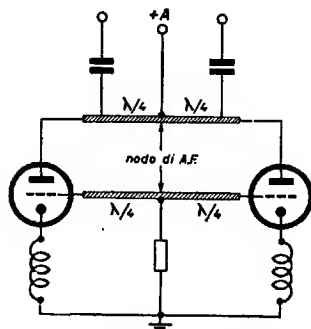


Fig. 12 - Oscillatore in controfase con linea bifilare lunga mezza onda fra le griglie e gli anodi.

di fili paralleli e l'uscita accoppiata capacitivamente. La reazione si regola con i due trimmer. In questo caso, invece di due triodi è stato adottato un doppio triodo tipo 12AT7.

L'oscillatore di fig. 12 basa il suo funzionamento sul fatto che alle due estremità di una linea bifilare, lunga mezza onda, aperta, vi sono due massimi o «ventri» di tensione, di segno opposto, mentre al centro c'è un «nodo» o minimo di tensione. I collegamenti di alimentazione per la griglia

e per la placca sono dunque portati al centro, appunto dove non c'è tensione A.F. I collegamenti interni delle valvole fanno parte della lunghezza della linea. Per gli oscillatori ad una valvola, quindi non in controfase, si sono mostrate adatte linee concentriche invece che bifilari, perchè le prime non hanno perdite di radiazione (salvo all'estremità della linea) e quindi la resistenza di risonanza è sensibilmente più alta. La linea concentrica, lunga un quarto d'onda e chiusa in corto circuito ad una estremità, funziona anche essa come un circuito risonante in parallelo; essa può essere geometricamente accorciata con un condensatore. In fig. 13 si vede

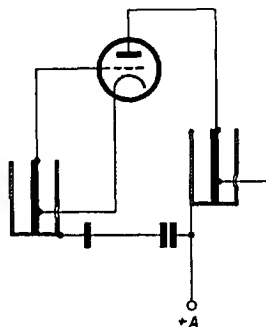


Fig. 13 - Oscillatore con circuiti oscillanti tubolari.

lo schema di un oscillatore a circuito tubolare. Poichè la linea concentrica, poco caricata capacitivamente, richiede per 144 MHz una lunghezza di circa 40 cm si potrebbe qui usare un cavo coassiale, che può essere arrotolato. In ogni caso si sfrutta l'elevata resistenza che è propria della linea concentrica lungo poco meno di un quarto d'onda, caricata soltanto con la capacità interna della valvola. Se invece la lunghezza del cavo fosse insufficiente e si dovesse quindi caricarlo maggiormente con una capacità aggiunta, biso-

gnerà vedere che questa non introduca perdite addizionali. Essa deve essere quindi collegata con filo cortissimo, altrimenti l'alta frequenza sarebbe causa di una controreazione dovuta all'induttanza dei collegamenti. La soluzione migliore sarebbe di progettare organicamente la capacità inclusa nel tubo, in modo da evitare ogni collegamento. Praticamente questo si può ottenere facendo il conduttore interno di diametro assai maggiore all'estremità contro-circuitata, in modo da realizzare la capacità necessaria fra le superfici del conduttore interno e di quello esterno che si fronteggiano. Se poi il circuito tubolare deve essere accordabile si può sempre realizzare nel modo detto la maggior parte della capacità fissa ed aggiungere la parte variabile.

C'è un secondo metodo, più costoso, ma che realizza più elevate resistenze di risonanza. Come la linea parallela anche quella concentrica può essere variata in lunghezza spostando un ponte di corto circuito. Naturalmente la disposizione meccanica nel caso di linee concentriche è più costosa che nel caso dei fili paralleli; ma, come detto, il cavo ha una minore attenuazione e quindi una maggiore resistenza di risonanza. Un ulteriore sviluppo del cavo è rappresentato da un circuito tubolare, usato spesso per onde decimetriche e centimetriche. La sua realizzazione più semplice si vede in fig. 14 a). La parte centrale, che rappresenta l'induttanza,

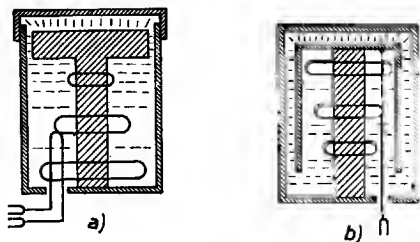


Fig. 14 - Circuiti cilindrici.

porta alla sua estremità superiore un allargamento che funziona da capacità fissa, mentre la capacità aggiuntiva variabile è realizzata con l'avvicinamento del coperchio a vite. In figura si vede anche una rappresentazione indicativa della distribuzione dei campi, magnetico ed elettrico, importante a tenersi presente per realizzare accoppiamenti ed adattamenti con altri circuiti. Il campo magnetico più intenso si trova dove c'è il corto circuito, dove cioè si ha il massimo di corrente ad alta frequenza; e bisogna vedere che il collegamento sia ben fatto in modo da realizzare la minima resistenza. Una eventuale spira per accoppiamento fisso deve essere collocata in questa zona, dove essa viene tagliata dal massimo numero di linee di forza magnetiche. Mentre il campo magnetico si dispone in linee concentriche al cilindretto centrale, le linee elettriche sono invece radiali e si concentrano nella parte superiore, di maggiore diametro, e verso l'alto cioè verso il coperchio a vite. Purtroppo per 144 MHz. un circuito del genere, con bassa capacità di carico, richiede dimensioni inaccettabili, sicchè per queste frequenze si usano preferibilmente i sistemi « a pentola » con i quali si può realizzare organicamente una maggiore capacità di carico. A tal fine si prolunga l'elettrodo cilindrico centrale e si costituisce la testa come una cappa, avvicinandola gradatamente all'armatura esterna e realizzando così una elevata capacità. Si può poi anche installare un elemento mobile che consente elevate variazioni della capacità. Questo circuito a pentola (fig. 14 b) è usuale fra i 100 e 300 MHz, poichè in tal modo si realizzano dimensioni ragionevoli, sebbene però il rapporto  $L/C$  diventi più basso (e si riduca quindi la resistenza di risonanza) dato il forte caricamento capacitivo.

Abbiamo già detto che le dimensioni geometriche, in un circuito a pentola senza carico capacitivo e per una frequenza di risonanza serie, devono essere un quarto della lunghezza d'onda cioè circa 50 cm. Finchè l'elemento non è corto-



circuitato la frequenza di risonanza è indipendente dal rapporto dei diametri. Questa condizione però non è vera poichè, collegando il circuito alla valvola, c'è sempre la capacità fra gli elettrodi. Quindi nel circuito a pentola capacitivamente caricato, la frequenza di risonanza dipende non solo dalla lunghezza ma anche dalla capacità di carico e dal rapporto del diametro interno al diametro esterno. Per ogni valore della capacità si ha un rapporto ottimo di minima attenuazione e di massimo fattore di merito del circuito, che bisogna appunto realizzare, perchè in questo caso si può anche avere un accoppiamento più lasco. Per circuiti caricati si è visto che il rapporto dei diametri più favorevole è tre, ciò che corrisponde a una impedenza di 80 ohm. Le perdite minori si hanno con circuiti a pentola di maggior diametro esterno. Il calcolo esatto dei circuiti a pentola richiede conoscenze matematiche e calcoli che non sono alla portata di tutti; comunque chi vi abbia interesse troverà nella bibliografia indicazioni per questi calcoli. Per ragioni di spazio daremo qui un esempio praticamente realizzato, ciò che risparmierà lunghi calcoli; però non si possono variare le misure senza, appunto, fare i calcoli che diano la misura più adatta.

Come materiale per la costruzione citeremo anzitutto il rame e l'ottone; ma poichè per migliorare la conducibilità bisognerà sempre argentare il materiale, si possono usare anche altri metalli con una preventiva ramatura e poi un'argentatura. Sarebbe molto opportuno di realizzare l'intero circuito con materiale ceramico ed argentare accuratamente dove occorre. Con un circuito del genere si realizza una notevole stabilità. Evidentemente questo non rientra nelle possibilità di autocostruzione del dilettante ma è piuttosto una indicazione per l'industria ceramica. In figura 15 si vede come si può collegare il circuito a pentola ad una valvola, secondo l'accoppiamento elettronico ECO. Si possono tuttavia realizzare altri tipi di collegamenti.

Se il circuito è interamente metallico naturalmente si raccomanda di evitare che possa essere riscaldato o dalla valvola o dal resistore.

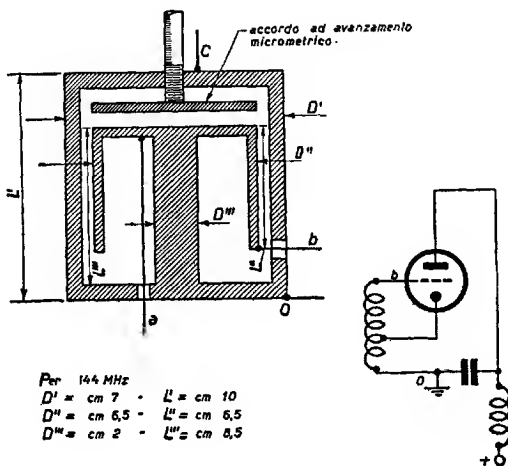


Fig. 15 - Collegamenti di un circuito cilindrico alla valvola.

Concludendo citiamo ancora due schemi per ricerche nel campo delle onde decimetriche. In figura 16 si vede uno schema con valvola LD2. Per un primo tentativo il circuito oscillante può essere realizzato con una staffa stabile di rame, nella quale la posizione del punto C determina il grado di reazione. Per accordarla si renderà poi variabile il condensatore di griglia. A frequenze così alte è naturalmente vantaggioso usare come circuito oscillante una coppia di fili di Lecher, un circuito tubolare o a pentola. Potremo per es. usare il circuito a pentola mostrato in fig. 15, nella quale i punti B, C e O indicano i punti di collegamento. Per l'uscita

dell'alta frequenza si può disporre un'altra spira, non mostrata in figura. Nello schema di figura 16 è indicato un gruppo resistenza-capacità sul catodo, che serve a rendere stabile il funzionamento della LD2.

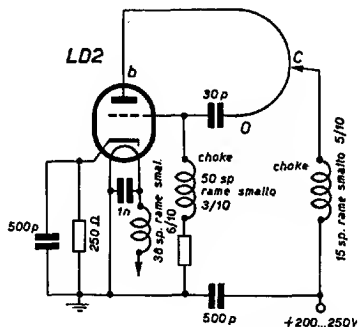


Fig. 16 - Oscillatore decimetrico con valvola LD2.

In fig. 17 si vede un altro oscillatore decimetrico con una valvola molto stabile, la LD1. Anche qui come primo tentativo, è prevista una staffa fissa, sulla quale un contatto mobile serve a fissare il grado di reazione. La presa variabile deve essere messa a terra rispetto all'alta frequenza con il collegamento più breve possibile; a tal uopo serve una larga striscia di rame argentato, tale cioè che l'alta frequenza non incontri reattanza induttiva. La fuga per l'alta frequenza sarà costituita con condensatori a disco.

Volendo realizzare un accordo variabile lo si farà col condensatore di griglia che si trova in serie alla capacità della valvola. In questo circuito bisogna dare la massima importanza al bloccaggio, a mezzo di piccole spirali, dei circuiti del riscaldatore e del catodo. In molti casi si è dimo-

strato vantaggioso di alimentare il filamento con corrente continua, cosicchè si richiede un raddrizzamento.

Il partitore di tensione  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  produce la tensione di polarizzazione di griglia. La stabilità del circuito è molto notevole, purchè tutti gli accorgimenti necessari siano stati osservati.

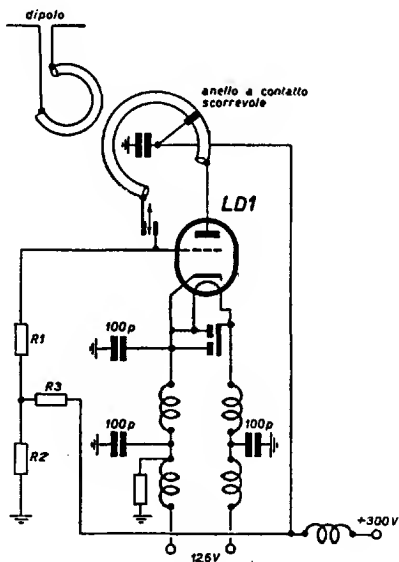


Fig. 17 - Oscillatore decimetrico con valvola LD 1.

### Cap. 2c) L'oscillatore a cristallo

Costruire un oscillatore a frequenza variabile ma ad elevata stabilità di frequenza a 144 MHz è molto più che un problema. Per questa ragione si sceglie spesso e volentieri la



genera, con lo schema di Pierce, una frequenza pilota l'altro lavora come moltiplicatore di frequenza. Questa è una buona soluzione dal punto di vista della economia. A ciò che abbiamo già detto nel secondo volume a proposito del carico dei quarzi aggiungeremo espressamente qualche cosa. Rispetto al numero degli stadi necessari per la moltiplicazione si possono realizzare svariate combinazioni, che dipendono anche dai tipi di valvole disponibili. In fig. 19 si vedono alcuni di questi tipi.

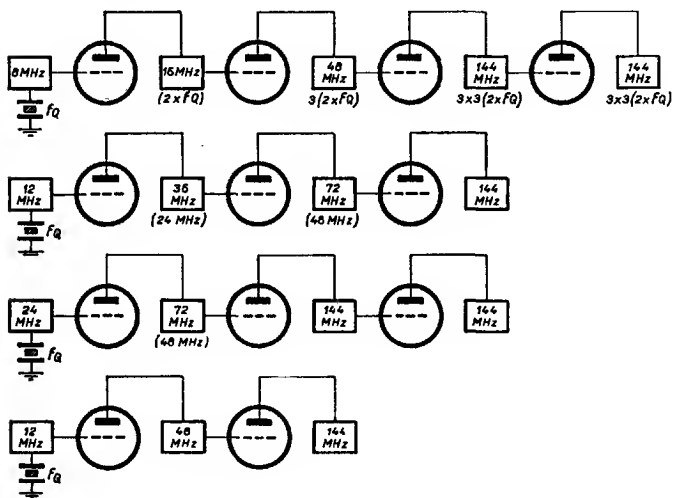


Fig. 19 - Varie possibilità di moltiplicazione di frequenza per un trasmettitore su 2 metri, pilotato a cristallo.

Nel primo caso la frequenza pilota è controllata da un quarzo a 8 MHz; essa viene poi moltiplicata per 18 con un raddoppiamento e due successive triplicazioni; affinché la frequenza finale resti compresa nella gamma  $140 \div 146$

MHz la frequenza base deve essere contenuta fra 8 e 8,111 MHz. Il circuito anodico della valvola oscillante è già accordato sulla frequenza doppia (16 MHz). I due successivi triplicatori funzionano in classe C e hanno l'uscita accordata rispettivamente a 48 e a 144 MHz ( $48 = 3 \times 2f$ ;  $144 = 3 \times 3 \times 2f$ ).

In tal modo si avrebbe già un buon disaccoppiamento; per avere una maggiore potenza di uscita i 144 MHz vengono ancora amplificati con un amplificatore lineare (funzionante in classe A).

Mentre nei due ultimi stadi si devono utilizzare valvole per onde UC tipo 832 o 829, ovvero le più moderne QQE06/40 lo stadio duplicatore può essere realizzato con uno dei tipi illustrati nel volume secondo. Anche per l'oscillatore vale lo stesso.

Il secondo esempio mostra uno schema con frequenza fondamentale del quarzo di 12 MHz, la quale, nello stesso stadio, viene già triplicata a 36 MHz. Naturalmente ora essa deve essere soltanto raddoppiata due volte, a 72 e a 144 MHz.

Notoriamente le frequenze multiple di più basso ordine danno una maggiore potenza; il riferimento è dato dalla tensione necessaria per pilotare lo stadio successivo. Si potrebbe anche raddoppiare 12 in 24 MHz, poi ancora raddoppiare a 48 e infine triplicare: il numero degli stadi è lo stesso.

Considerando il primo esempio, con fondamentale di 8 MHz, da sinistra a destra si dovrebbe adottare una 12AT7 con i due sistemi in parallelo; poi una EL41; infine due 832A; nel secondo caso l'ultimo stadio sarebbe fatto con una 829B, nel terzo caso si adotterebbe una 12AT7, una EL41, una 832A e una 829B; infine nel quarto caso una 12AT7, una EL41, una 829B.

La valvola 12AT7 nei suoi dati elettrici è esattamente equivalente alla ECC81; collegando in parallelo i due sistemi si ha un triodo ad alta pendenza (10 mA/V).

La valvola si può anche usare come doppio triodo nel quale un sistema funzioni come oscillatore, l'altro come moltiplicatore. In luogo di questa valvola se ne possono usare anche altre, per esempio la EF14 collegata in triodo o in pentodo e tipi analoghi.

Negli stadi moltiplicatori si lavora preferibilmente con pentodi di potenza ad alta pendenza, come la EL41; si usano però anche tipi più antiquati, come la LV1, la EL11, la 12A6, per restare nel campo della serie 6.3 o 12,6 V.

Le valvole 12AT7 829-832 e QQE06/40 possono essere alimentate con i due filamenti in parallelo o in serie, sicchè dal punto di vista valvole si possono fare le più diverse combinazioni.

Dalla tabella 1 (pag. 22) si possono rilevare a questo riguardo altri dati sulle varie condizioni di esercizio, sicchè ogni dilettante può scegliere lo schema e le valvole più adatte alle proprie esigenze. Per ridurre il numero degli stadi si possono adottare schemi che lavorino con la terza o la quinta armonica del quarzo in un sistema a reazione e nel quale la reazione sincronizza la frequenza di pilotaggio, e cioè realizza la stabilità di frequenza. In questo caso il quarzo non lavora proprio come determinatore della frequenza. Questo ha il vantaggio che il circuito pilota può essere senz'altro accordato su una frequenza relativamente elevata, senza che per questo sia necessario che il quarzo abbia come frequenza propria la stessa frequenza. Per esempio, con un quarzo a 24 MHz nel circuito di reazione, si può stabilizzare la frequenza di 72 MHz, che può essere raddoppiata dal secondo sistema di un doppio triodo; in tal modo con una sola valvola si realizza la frequenza di 144 MHz.

La potenza di uscita naturalmente risulta ridotta ma questi dispositivi si prestano in oscillatori stabilizzati, per scopi di misura.

Per la realizzazione pratica della parte pilota di un



trasmettitore su 2 m conviene invece seguire lo schema di fig. 20: si usa anche un doppio triodo, preferibilmente una 12AT7 (ECC81).

Il primo sistema funziona come oscillatore pilota, secondo il diffuso schema Hartley (ultraudion).

Il circuito pilota è accordato su 24 MHz. Sulla griglia, in luogo del condensatore di griglia, si trova un quarzo da 8 MHz che, reagendo, stabilizza la frequenza tripla della fondamentale (24 MHz).

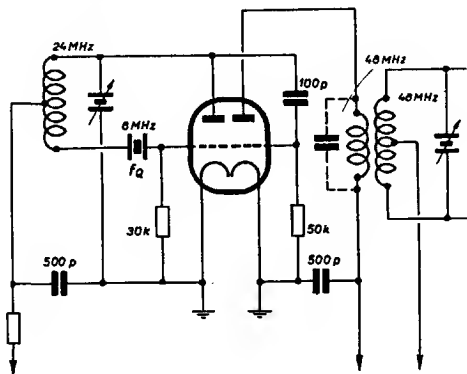


Fig. 20 - Oscillatore sincronizzato a quarzo.

Il secondo sistema del doppio triodo viene anche usato come moltiplicatore di frequenza; conviene realizzare un raddoppiamento disponendo un circuito di uscita a 48 MHz. Per ridurre la spesa inerente al variabile e alla bobina si può includere invece soltanto una bobina di accoppiamento a larga banda, tarata su 48 MHz, la quale (essendo accoppiata strettamente con il circuito risonante di griglia di un altro stadio triplicatore col doppio triodo) viene trascinata alla risonanza esatta. Per questo montaggio si prestano sia i doppi triodi 12AT7 che i tetrodi amplificatori tipo 832;

in tal modo con due valvole si realizza un trasmettitore su 2 m, di frequenza stabilizzata e di piccola potenza. Specialmente per i posti portatili si realizza in tal modo un'economia da non sottovalutare. Per le stazioni fisse sarebbe opportuno di aggiungere uno stadio di potenza ad amplificazione lineare sui 144 MHz, realizzandolo ancora con una 832 ed ottenendo così una maggiore potenza. Richiamiamo la particolarità di questi quarzi, che in questo caso presentano una risonanza in serie.

È importante l'esatto dimensionamento degli elementi della reazione, perchè se questa è insufficiente non si hanno oscillazioni, e se è invece eccessiva la risonanza tende a spostarsi. E' necessario quindi mantenere il grado di accoppiamento solo tanto stretto quanto basti per mantenere stabilmente la frequenza pilota.

Lo stato oscillatorio si rileva, senza alcun dubbio, dal diminuire dalla corrente anodica. Per proteggere il quarzo si raccomanda di separarlo dall'alta tensione continua a mezzo di un condensatore.

Poichè non è sempre sicuro che le oscillazioni siano realmente pilotate dal quarzo, si raccomanda di rilevarne un'armonica e di tarare lo stadio. Toccando la griglia o refrigerando l'oscillatore, si può spesso stabilire immediatamente se l'oscillatore è pilotato dal quarzo o no. Nel secondo caso si ha subito una variazione di frequenza, mentre se l'oscillazione è sincronizzata sul quarzo la frequenza resta inalterata.

I generatori pilotati a quarzo hanno importanza soprattutto nella gamma da 430 a 460 MHz (70 cm), poichè questa si può ottenere con una triplicazione della frequenza di  $144 \div 146$  MHz.

Dobbiamo ancora aggiungere una cosa a questo capitolo. Anche negli oscillatori pilotati a quarzo bisogna fare attenzione ad alcuni punti per non annullare i pregi del quarzo stesso. In ogni caso si devono stabilizzare le tensioni di ali-

mentazione per non avere sorprese al variare del carico. Bisogna poi curare di non collocare il quarzo in modo che possa essere riscaldato dall'immediata vicinanza di una valvola o di altra sorgente di calore, altrimenti la stabilità diventa molto incerta.

### **Cap. 2d) Duplicatore di frequenza ed amplificatore finale (di potenza)**

Finchè si tratta di moltiplicare le frequenze di pilotaggio più basse di un oscillatore in reazione, o pilotato a quarzo, moltiplicandole in più gradini fino a 144 o anche 432 MHz, si usano i noti schemi di moltiplicazione di frequenza in classe C. Gli stadi lavorano sulla parte inferiore della caratteristica, con un'elevata polarizzazione negativa di griglia ed in seguito alle loro distorsioni non lineari danno abbondanti armoniche superiori. Naturalmente quanto maggiore è la frequenza tanto meglio bisogna adattare alle corrispondenti esigenze la scelta delle valvole e la forma del circuito risonante. Negli oscillatori e nei moltiplicatori fino a circa 50 MHz ci si serve di valvole e di circuiti illustrati nel secondo volume della «Tecnica della trasmissione», ma al di sopra dei 50 MHz (6 m) bisogna anzitutto scegliere valvole specialmente previste per onde ultracorte, poichè il rendimento diminuisce con la lunghezza d'onda.

Negli stadi a frequenza superiori a 48 MHz si raccomanda perciò l'uso delle valvole per onde UC. Per l'amplificazione a basso livello si prestano i doppi triodi 12AT7 o ECC81, eventualmente con i due sistemi in parallelo.

Per moltiplicazioni maggiori si possono usare pentodi per trasmissione di tipo piccolo PE05/25 (Philips) tetrodi QE04/10 o doppi tetrodi 832 e QQC04/15, i quali naturalmente possono anche servire come amplificatori di uscita di piccola potenza. È importante il fatto che tutti questi tipi

conservano ancora buoni rendimenti anche alle frequenze più alte. Dalla tabella di pagg. 24, 25, si vede che, per esempio, la valvola PE 05/25 a 100 MHz in classe A (cioè con amplificazione lineare) lavora con rendimento del 73,5%: la potenza resa è di circa 33 W; se la valvola funziona come triplicatore (per esempio da 55 a 165 MHz) il rendimento si abbassa al 43% e la potenza è di circa 9 W. La frequenza limite è a circa 167 MHz, alla quale in classe A si possono avere ancora 15 W di potenza resa. Dati analoghi valgono per le valvole, pure citate in tabella, QE 04/10; QQC 04/15 e QQE 06/40. Gli stessi dati possono naturalmente valere anche per tipi analoghi, egualmente non recenti, purchè siano della stessa epoca. Il dilettante può quindi avere ampia possibilità di scelta. Trarremo fuori alcuni esempi da queste molte possibilità. La fig. 21 mostra due stadi moltiplicatori dopo l'oscillatore, costituito con tetrodi QE 04/10.

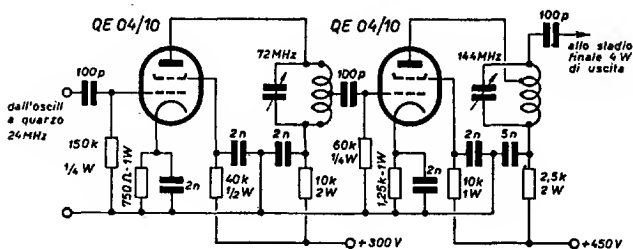


Fig. 21 - Amplificatore per trasmissione con QE04/10 come triplicatrice di frequenza.

Lo schema non ha nessuna particolarità. I due stadi, collegati secondo lo schema, lavorano con i dati seguenti: la prima QE 04/10 riceve 160 V. di tensione anodica e eroga 14 mA. La tensione di schermo è 140 V. con una corrente di

4 mA. La tensione negativa di griglia, ottenuta con polarizzazione automatica, raggiunge i 90 V e la corrente di griglia è di circa 0,5 mA.

Il secondo stadio lavora con una tensione meno che doppia di quella del primo e cioè con 300 V. e una corrente 30 mA.

La tensione di schermo è di 200 V con corrente di 10 mA. La elevata tensione di polarizzazione di griglia, necessaria per il funzionamento in classe C, raggiunge in questo secondo stadio moltiplicatore 110 V con corrente di 1 mA.

Nello stesso modo si può costruire un moltiplicatore a due stadi con due valvole LV1, alle quali può seguire una amplificatrice lineare 832.

Volendo una maggiore potenza si aggiunge anche un 829, però si può risparmiare uno stadio entrando direttamente dall'oscillatore pilota su 24 MHz in un moltiplicatore di frequenza con una EL41 (che la porta a 48 MHz) e un successivo triplicatore (o con una seconda EL41 o con una valvola di maggiore potenza quale la PE 05/25).

L'ultimo stadio di potenza, a 144 MHz, sarà costituito allora da una 829 o da una QQE 04/60.

Un altro schema si può avere con una EL41 come oscillatore di Tritet, una seconda EL41 come duplicatrice di frequenza, una PE 05/25 come seconda duplicatrice e lo stadio finale costituito ancora da una QQE 06/40 o da una 829; si realizza così un'amplificatore di potenza sui 2 metri.

Ancora un altro schema di triplicatore di frequenza si vede in fig. 22; esso lavora con una valvola 832 in controfase. Come tutti i tetrodi questa valvola si presta molto bene per la triplicazione di frequenza. L'accoppiamento con la tensione pilota può avvenire capacitivamente; in ogni caso deve essere simmetrica e, come sempre negli schemi in controfase, bisogna badare esattamente a questa simmetria. Questo è veramente essenziale per gli amplificatori in con-

trofase; mentre l'oscillatore in controfase invece corregge automaticamente le piccole dissimmetrie.

I dati di esercizio per la 832 come moltiplicatrice di frequenza si possono trovare nella tabella di pag. 24 analogamente a quelli della QQC 04/15, sicchè non vi è nulla da aggiungere.

Nell'oscillatore in controfase i due trimmer servono per regolare la reazione in un'amplificatrice di potenza che

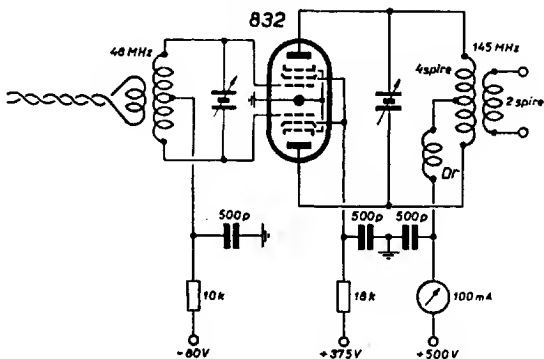


Fig. 22 - Triplicatore di frequenza in controfase, con 832.

riceveva la tensione di pilotaggio: qui essi servono invece per la neutralizzazione, al fine di evitare l'autoeccitazione. Anche nell'amplificatore di trasmissione si possono usare linee bifilari o concentriche come circuiti risonanti, al fine di avere una elevata sovratensione di risonanza.

Uno schema del genere si vede in fig. 23 con circuiti tubolari. Essi vengono caricati con trimmer del tipo ad immersione, affinché si possano realizzare, con dimensioni ammissibili, sulla frequenza di 144 MHz. L'accoppiamento della tensione pilota è lasco e si realizza nella zona della massima corrente (e quindi della minima resistenza). Per

accoppiare la bassa resistenza di entrata della valvola con l'elevata resistenza di risonanza del circuito tubolare l'accoppiamento si fa ad una certa presa opportuna su un punto del conduttore interno.

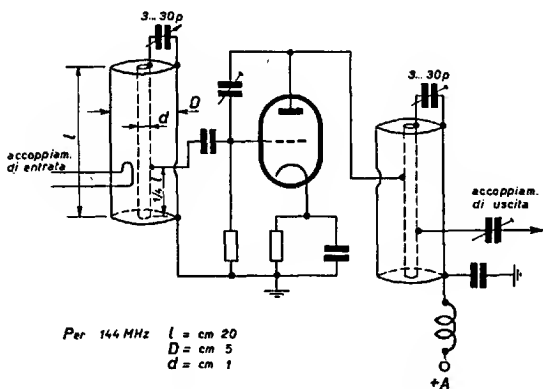


Fig. 23 - Amplificatore per trasmissione, con circuiti tubolari.

Anche la resistenza di uscita della valvola deve essere adattata a quella del circuito e poichè questa volta essa è maggiore, il punto di presa si sposta verso l'estremità superiore; l'uscita verso lo stadio successivo avviene capacitivamente attraverso un trimmer, ma sempre nella zona delle basse resistenze.

Poichè in un trasmettitore lo stadio finale è il più importante, diremo qui ancora qualcosa al riguardo.

Secondo la potenza desiderata, vari tipi di valvole trovano applicazione per lo stadio finale. Per piccole potenze si prestano bene la valvola 832 e la QQC04/15, che abbiamo già illustrate parlando della moltiplicazione di frequenza.

Come stadio finale si raccomanda di amplificare ulteriormente con amplificazione lineare (classe A) la frequenza di 144 MHz proveniente dal triplicatore.

Uno schema adatto è quello di fig. 24 con una QQC 04/15; si potrebbe anche al suo posto usare una 832.

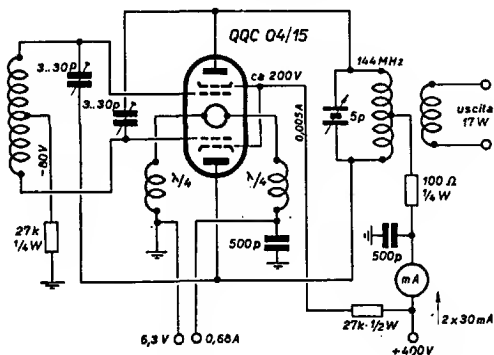


Fig. 24 - Stadio finale di piccola potenza con QQC04/15 (832).

Un aspetto importante dello stadio di potenza è l'accoppiamento del circuito di uscita che deve essere realizzato in condizioni di ottimo; dal grado di accoppiamento e dal modo di realizzarlo dipende infatti la potenza che esce.

Con 36 W generati da una valvola 832 si possono utilizzare 26 W, però soltanto se si raggiungono appunto tali condizioni di ottimo, ciò che significa che la resistenza di risonanza del circuito oscillante (e quindi il rapporto  $L/C$ ) deve essere grande. In un circuito usuale, come quello di fig. 24, però, questo risultato non si raggiunge, poichè la capacità di uscita, per esempio per l'832, è più di 8 pF. A questi si aggiungono le capacità disperse sicchè, anche senza variabile, il circuito ha una capacità da 10 a 12 pF. L'impedenza migliore, nelle condizioni ideali, si realizza con



circa 4 pF. Per questa ragione si raccomanda un variabile a splitstator di  $2 \times 2$  pF.

Risultando questo in serie alla capacità della valvola si ha circa una capacità risultante di 0,5 pF per ciascuna metà del circuito. Se ora colleghiamo questo in parallelo a un sistema di fili di Lecher, si ha un effetto molto migliore che con l'adozione di una bobina. Per risparmio di ingombro, il sistema di Lecher può anche essere avvolto su se stesso. La lunghezza complessiva è di circa 35 cm, il diametro dei fili è di 2,5 mm, la distanza è circa di 15 mm; il diametro di avvolgimento può essere di circa 3 cm; l'uscita si realizza in modo analogo con linea bifilare di fili da 1,5 mm (2 spire) avvolti su un nucleo di 2,5 cm. Che la cifra di merito del circuito risulti sostanzialmente migliore si vede subito sul milliamperometro di placca dello stadio finale, quando si stacca l'accoppiamento col carico, in quanto alla risonanza il minimo è assai più marcato con i fili di Lecher che con la bobina. Per esempio se con la bobina era di 38 mA, essa scende ora fino a 25 mA. Applicando l'antenna si ha ancora un minimo abbastanza spiccato.

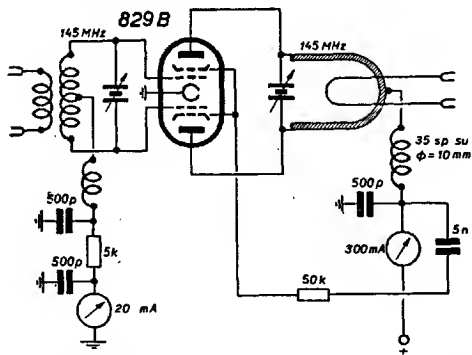


Fig. 25 - Stadio finale di grande potenza con 829 (QQE06/40).

Per erogare grande potenza dallo stadio finale si può adottare lo schema di figura 25, con la potente valvola 829 che può dare circa 80 W di potenza utile. La potenza di pilotaggio viene inviata sul circuito di griglia, accordato a risonanza.

La tensione di polarizzazione — e quindi il punto di lavoro — risultano determinati dalla resistenza di 5.000  $\Omega$ . Se la disposizione delle parti è ben scelta si può evitare una ulteriore neutralizzazione. Il circuito di uscita consiste anche in un sistema di fili di Lecher, che è quella che consente una maggiore potenza.

Gli estremi devono collegarsi al piedino dell'anodo e allo stesso punto del variabile, altrimenti non è possibile attendersi una risonanza univoca. La valvola 829, se è fatta lavorare a piena potenza, dovrà essere opportunamente raffreddata da un ventilatore.

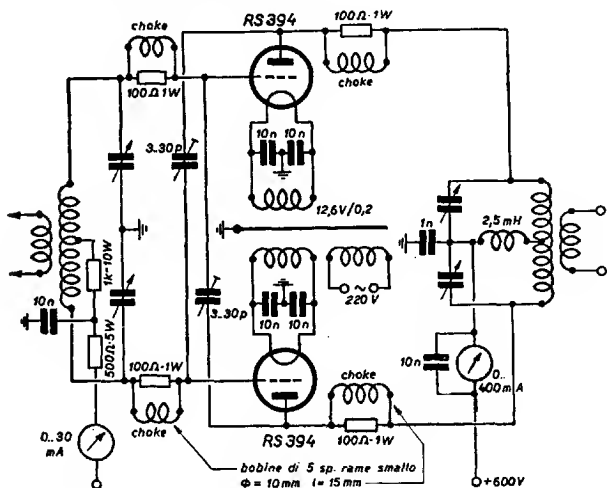


Fig. 26 - Stadio finale con due valvole di potenza in contropase (RS394).

In fig. 26 si vede un altro schema di stadio finale di potenza, pure equipaggiato con 2 triodi in controfase (RS394). E' opportuna una buona schermatura fra circuito di entrata e circuito di uscita, che si può realizzare disponendo il circuito di griglia e il circuito anodico l'uno sotto e l'altro sopra il telaio. La neutralizzazione si fa con trimmer ad avan-

DATI DEL DOPPIO TETRODO PER TRASMISSIONE QQE06/40

- 1) Filamento:  $V_f = 6,3 \text{ V}, 12,6 \text{ V}; I_f = 1,8 \text{ A}, 0,9 \text{ A}.$
- 2) Capacità: (per ciascun tetrodo):  $C_{gk} 10,5 \text{ pF}, C_{ak} 3,2 \text{ pF}, C_{ga} < 0,08 \text{ pF};$  (in controfase):  $C_{gk} 6,7 \text{ pF}, C_{ak} 2,1 \text{ pF}.$
- 3) (Due sistemi in controfase)  
 Dati di esercizio (per funzionamento in classe C telegrafia) come oscillatore e amplificatore

$\lambda(\text{m})$	$V_a$	$V_{g1}$	$V_{g2}$	$I_a$	$I_{g1}$	$I_{g2}$	$\eta$
2 m	600 V	-80 V	250 V	$2 \times 100\text{mA}$	$2 \times 1 \text{ mA}$	16mA	67%
2 m	500 V	-60 V	250 V	$2 \times 100\text{mA}$	$2 \times 1 \text{ mA}$	18mA	65%
70 cm	400 V	-50 V	200 V	$2 \times 90\text{mA}$	$2 \times 2,5\text{mA}$	10mA	47%

- 4) (Due sistemi in controfase)

Dati di funzionamento come triplicatore di frequenza in classe C telegrafia.

$\lambda(\text{m})$	$V_a$	$V_{g1}$	$V_{g2}$	$I_a$	$I_{g1}$	$I_{g2}$	$\eta$
6/2 m	500 V	-150 V	250 V	$2 \times 60\text{mA}$	$2 \times 3 \text{ mA}$	10mA	33%
6/2 m	400 V	-150 V	250 V	$2 \times 73\text{mA}$	$2 \times 2,5\text{mA}$	16mA	31%
2,1/0,7	400 V	-250 V	250 V	$2 \times 70\text{mA}$	$2 \times 2,5\text{mA}$	8mA	36%

zamento micrometrico. Sulla griglia e sulla placca sono previsti degli elementi smorzatori, costituiti da una resistenza da 100  $\Omega$  in parallelo a una bobina di 5 spire per eliminare la possibilità di violente oscillazioni.

Come amplificatore di trasmissione per le onde decimetriche ha dato ottima prova la valvola QQE06/40, come si vede dai dati nella tabella 1 a pag. 22, relativi all'onda di 70 cm. Triplicando la frequenza da 144 a 432 MHz con

una QQE06/40 classe C (vedi fig. 27) si raccomanda, per avere maggiore potenza di uscita, di effettuare ancora un'amplificazione lineare dopo la triplicazione.

In fig. 27 si vede uno schema del genere. La tensione di

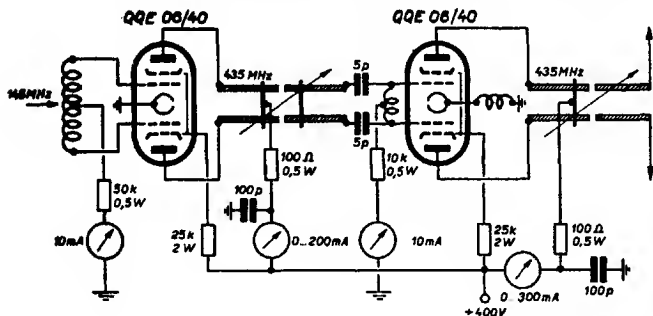


Fig. 27 - Triplicatore di frequenza su 70 cm con QQE06/40.

pilotaggio a 144 MHz viene fornita da una 832 o da una QQC04/15 accoppiata al circuito di griglia della valvola QQE06/40 con uno degli schemi delle fig. 28a), 28b) o 28c).

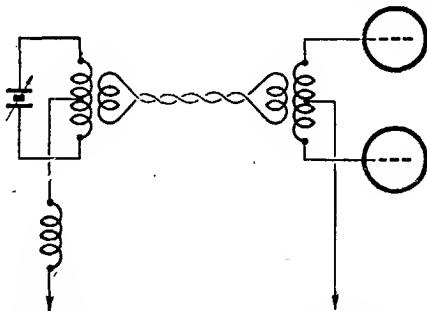


Fig. 28a - Tipi di accoppiamenti per circuiti simmetrici. Accoppiamento induttivo al circuito aperiodico di griglia in controfase.

Nel primo e nel terzo caso c'è un circuito risonante a 144 MHz sull'uscita della valvola a 832, nel secondo caso invece nel circuito di griglia della QQE06/40.

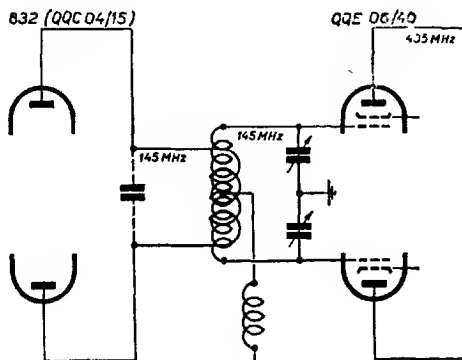


Fig. 28b - Come sopra, con circuito di griglia accordato.

Le induttanze di accoppiamento sono accordate (con le capacità interne della valvola e con eventuali capacità disperse) su 144 MHz con banda larga: stringendo poi l'accoppiamento vengono portate a risonanza. Ricordiamo ancora una volta che negli schemi in controfase, per avere buoni risultati, si richiede la più esatta simmetria.

Circa lo schema di fig. 27 diremo che l'accoppiamento della tensione di pilotaggio a 144 MHz avviene su un circuito di entrata a curva di risonanza piatta, accordato con la capacità griglia catodo. Date le caratteristiche costruttive della valvola di solito non occorre ricorrere a neutralizzazioni.

Poichè i due sistemi hanno il catodo comune collegato

nella valvola non si ha la controreazione che avverrebbe se ci fosse l'induttanza dei collegamenti fra i due catodi. Poichè però i due sistemi hanno anche lo schermo in comune va perduto l'effetto smorzatore che si avrebbe con l'indut-

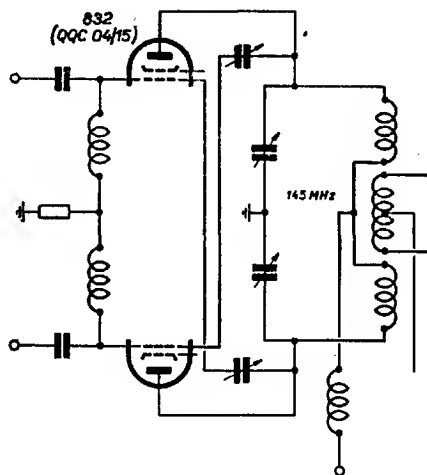


Fig. 28c - Accoppiamento capacitivo al circuito di griglia, in controfase

tanza dei collegamenti di schermo, che ha un desiderabile effetto di compensazione rispetto alla capacità fra griglia e placca. A tal fine sono costruite, già nella valvola, delle piccole capacità di neutralizzazione che concorrono ad un funzionamento perfetto. Perciò non è necessaria una ulteriore neutralizzazione.

Per assicurare un funzionamento stabile è sufficiente un collegamento a ponte fra tutti gli elettrodi, il quale può avvenire con condensatore a dischetto con i collega-

menti molto corti (vedi fig. 29). La griglia schermo non è collegata a massa per eliminare oscillazioni parassite ed è alimentata attraverso una resistenza di bassa capacità. Nel campo dei 430 MHz si raccomanda poi di collegare delle bobine di impedenza immediatamente allo zoccolo per tutti i conduttori di alimentazione.

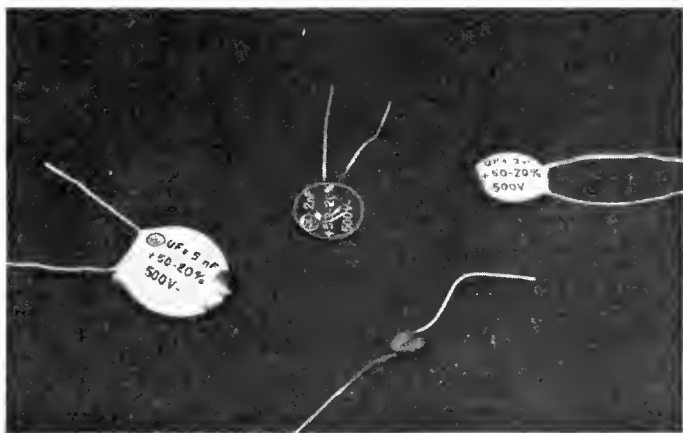


Fig. 29 - Condensatori di fuga per O U C a disco (grandezza naturale), della ditta Stettner.

I collegamenti al catodo, quelli di filamento e quelli di schermo vengono muniti di blocco con dei gruppi funzionanti su un quarto di onda. I valori dei condensatori di fuga sono di circa 100 pF. Il riscaldamento di filamento a 6,3 V è dotato di una presa centrale, parimenti con bobina di blocco e con condensatore da 100 pF collegato al polo negativo, col chè si ottiene di disaccordare il circuito di filamento rispetto alla frequenza di 430 MHz.

Questo è importante perchè si evita un riscaldamento del catodo dovuto all'alta frequenza, che in certi casi può produrre gravi danni. Secondo le caratteristiche costruttive del tipo si applicano nei circuiti di entrata e di uscita della valvola QQE06/40 delle linee di Lecher bifilari, per aumentare la sovratensione di risonanza.

Il circuito di uscita del triplicatore che porta la frequenza da 144 a 432 MHz, è accoppiato induttivamente con un sistema di fili di Lecher all'entrata della valvola amplificatrice lineare QQE06/40; per portare la linea a risonanza la capacità di entrata della valvola deve essere ridotta, a mezzo di due condensatori in serie da 5 pF, che si devono collegare immediatamente ai piedini.

L'alimentazione della tensione negativa di griglia è fatta al punto centrale di una doppia bobina di blocco.

Il circuito di uscita è ancora costituito da una coppia di fili di Lecher ed è accoppiato induttivamente all'elemento successivo. L'accordo del sistema di fili di Lecher si realizza a mezzo di un ponticello scorrevole. Poichè questi sistemi bifilari ad altissima frequenza hanno una spiccata capacità di radiazione si raccomanda di schermare accuratamente il trasmettitore.

### **Cap. 2e) Modulazione di frequenza e modulazione di frequenza a banda ristretta nei trasmettitori per dilettanti**

Le prescrizioni governative tedesche dispongono che i trasmettitori in classe A, con valvole fino a 20 W di potenza dissipabile, lavoranti sulla gamma 144-146 MHz, possono essere modulati in frequenza; e che nei generatori in classe B con valvole fino a 50 W si può lavorare in telefonia con modulazione di frequenza fino alla banda di 10 m.



La modulazione di frequenza, come principio, è conosciuta da lungo tempo; ma essa si diffuse soltanto con il graduale estendersi delle onde ultracorte per gli usi più diversi giacchè ha bisogno di una larghezza di banda molto maggiore, che si può realizzare solo alle frequenze più alte. Portando la modulazione di frequenza nelle radiodiffusione a onde U C essa ha molto acquistato di importanza; i suoi vantaggi si rilevano particolarmente nei trasmettitori per dilettanti. Purtroppo, date le bande ristrette, non è possibile modulare in frequenza su tutte le frequenze per dilettanti, giacchè secondo le disposizioni governative la modulazione di frequenza è consentita soltanto su certe frequenze date. Vi è tuttavia una possibilità che in determinate circostanze consente la F M anche su gamme a frequenza più basse, in forma della cosiddetta *modulazione di frequenza a banda ristretta*, la quale è caratterizzata da una larghezza di banda eguale solo a quella della modulazione in ampiezza.

I vantaggi principali della modulazione di frequenza sono anzitutto che i disturbi vengono fortemente ridotti, in secondo luogo che la spesa necessaria per la modulazione è assai più piccola di quella di ogni tipo di modulazione di ampiezza, poichè non occorre un apposito stadio modulatore.

Lo stadio finale anche in telefonia può sempre funzionare a piena potenza e quindi ancora con migliore rendimento, ciò che è soprattutto vantaggioso per i DX.

L'impianto trasmittente, a parità di portata e a parità di campo, è del 40% più semplice e più economico, perchè si può modulare un oscillatore di minore potenza.

Si rifletta poi quanto lavoro è necessario per realizzare una corretta modulazione di ampiezza e di quali mezzi bisogna disporre per un permanente controllo della modulazione; si vede che non c'è nessun argomento che non sia a favore della modulazione di frequenza o della modulazione a banda ristretta. L'unico svantaggio in realtà sta nel fatto

che fra i ricevitori ve ne sono pochi con demodulatori FM e pertanto non è garantita sempre una perfetta comprensione bilaterale. Tuttavia per una comunicazione è più che sufficiente che il segnale FM venga demodolato sui fianchi della curva di risonanza e in questo senso è in grado di funzionare ogni ricevitore, persino quei pochi ricevitori con filtri a quarzo che hanno delle curve di frequenza intermedia estremamente ripide. La bontà della comunicazione è dunque quasi esclusivamente un problema di ricezione, poichè ogni tipo di modulazione di frequenza supera largamente la migliore modulazione di ampiezza.

La estrema cura assolutamente necessaria per ogni modulazione di ampiezza, nel caso della modulazione di frequenza si riduce soltanto a regolare esattamente i circuiti oscillanti dei vari stadi (in modo tale da evitare una parziale modulazione di ampiezza o di fase) e a tarare, una volta per tutte, lo scarto di frequenza necessario alla modulazione, ciò che praticamente viene molto facilitato dalla presenza di comunicazioni di dilettanti.

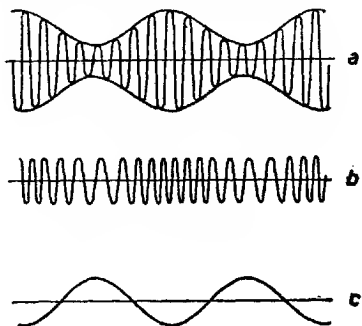


Fig. 30 *a* - Oscillazione a.f. modulata in ampiezza.  
*b* - Oscillazione a.f. modulata in frequenza.  
*c* - Tensione B F di modulazione.

Dopo aver considerato i vantaggi della modulazione di frequenza di fronte alla modulazione di ampiezza sembra necessario approfondire un pò di più la modulazione di frequenza. In figura 30 si vede la differenza fondamentale fra una oscillazione modulata in frequenza e un'oscillazione modulata in ampiezza. Si vede che nella F M l'ampiezza delle oscillazioni, e quindi anche la potenza inviata, rimane costante, in contrapposto a ciò che avviene con la modulazione di ampiezza. Invece è la frequenza che oscilla al di sopra e al di sotto della frequenza portante, al ritmo della modulazione; la frequenza portante è quella che viene irradiata in assenza di modulazione. L'ampiezza dello scarto di frequenza dalle due parti della portante viene fissata con la profondità di modulazione; i limiti della pendolazione definiscono la zona di frequenza. Quanto maggiore è quindi la tensione modulante, tanto maggiore è anche la pendolazione mentre la potenza della trasmissione rimane costante. Uno scarto di  $\pm 75$  kHz significa dunque che con una portante, per esempio, di 10 MHz la portante modulata varia continuamente fra i limiti 9925 kHz e 10075 kHz. Quante volte ciò avviene in un secondo? Dipende dalla frequenza di modulazione in quel momento; con una frequenza di modulazione di 50 Hz o di 10 kHz si hanno rispettivamente 50 o 10000 variazioni della frequenza in un secondo. Se si aumenta l'ampiezza, cioè la tensione di modulazione, aumenta per conseguenza solo lo scarto di frequenza, ma non la velocità di questo scarto, che resta invece costante se è rimasta costante la frequenza modulatrice.

E' necessario definire anche un'altra grandezza, il cosiddetto indice di modulazione. Esso indica il rapporto del momentaneo scarto di frequenza alla più alta frequenza di modulazione cioè dice quante volte lo scarto di frequenza momentaneo è più grande della massima frequenza di modulazione. Col massimo scarto, per esempio, di 50 kHz e

una massima frequenza modulante di 10 kHz l'indice ha il valore  $50 : 10 = 5$ .

L'indice di modulazione è quindi un elemento che entra in gioco soltanto nella modulazione di frequenza.

Il suo significato sta nel fatto che esso determina l'ampiezza della portante e la frequenza delle bande laterali. Sembra a prima vista che le bande laterali siano comprese nel doppio dello scarto di frequenza; in realtà esse non dipendono solo dallo scarto di frequenza ma dal massimo scarto di frequenza e dalla massima frequenza di modulazione. La larghezza di banda istantanea risulta dunque dallo scarto di frequenza momentaneo e dalla momentanea frequenza di modulazione. Se lo scarto di frequenza è piccolo (piccola profondità di modulazione) e se la frequenza di modulazione è alta il rapporto (e quindi anche l'indice di modulazione) è piccolo; e viceversa. In questo caso, cioè al crescere dell'indice di modulazione, l'ampiezza della portante diventa sempre più piccola ed il numero delle frequenze laterali di ampiezza apprezzabile diventa sempre più grande. Questo processo equivale perciò ad un allargamento dell'ampiezza di banda il quale è collegato quindi ad un aumento dell'indice di modulazione. E poichè appunto si dà una particolare importanza all'ampiezza di banda occupata da un dilettaante nella trasmissione a modulazione di frequenza, si vede che l'indice di modulazione ha una grande importanza, soprattutto se si fa la modulazione di frequenza a banda ristretta. In queste condizioni il rapporto del massimo scarto di frequenza alla massima frequenza di modulazione deve essere molto piccolo affinché l'ampiezza della portante praticamente non vari e si abbia soltanto la prima coppia di frequenze laterali che si ha anche nella modulazione di ampiezza. Per assicurare una modulazione senza distorsione il massimo scarto di frequenza normalmente deve essere al massimo il 10% delle portante. Nella radiodiffusione con onde UC fra 85 e 102 MHz si lavora pertanto con uno scarto

di frequenza di  $\pm 75$  kHz, mentre nella gamma di radiotelefonìa da 135 a 165 MHz e per i radioamatori (nei quali casi si richiede soltanto la comprensibilità della parola) sono usuali scarti di frequenza fra 15 e 20 kHz. Infine nella modulazione di frequenza a banda ristretta, funzionante fra 3 e 30 MHz, si hanno scarti di solo 200 a 3000 kHz poichè lo scarto di frequenza deve essere almeno così grande come la massima frequenza udibile da trasmettere, altrimenti non è più il massimo scarto di frequenza (funzione della tensione di modulazione) a determinare la banda occupata, ma essa viene determinata dallo inviluppo delle frequenze.

Tranne il caso della modulazione di frequenza a banda ristretta, si lavora con uno scarto di frequenza sensibilmente maggiore della più alta frequenza di modulazione, cioè con un indice di modulazione il quale per i radiodilettanti (scarto in frequenza di 20 kHz pari a una larghezza di banda di 40 kHz) sopra 28 MHz ha una media di 5, mentre con la modulazione di frequenza a banda ristretta esso è solo di 0.5. Per realizzare una modulazione di frequenza bisogna influenzare il circuito dell'oscillatore al ritmo della modulazione, cioè deve essere possibile una variazione della frequenza dell'oscillatore con una variazione di capacità o di induttanza del circuito oscillante, per via meccanica o per via elettrica.

Mentre nella modulazione di frequenza a banda ristretta talora si usano le variazioni di induttanza per via meccanica si sono però quasi completamente affermati i metodi elettrici. Il più diffuso, che si usa pure nella radiodiffusione per onde UC, collega in parallelo al circuito oscillante una valvola cosiddetta a reattanza. La valvola può, cioè, rappresentare un'induttanza apparente o un'apparente capacità secondo i collegamenti. Se il circuito oscillante viene accordato induttivamente si raccomanda una reattanza capacitiva variabile. Ma poichè i circuiti oscillanti vengono accordati

capacitivamente con un condensatore variabile, si usa quasi esclusivamente lo schema che realizza una induttanza variabile, altrimenti lo scarto di frequenza varierebbe con l'accordo. In fig. 31 si vede uno schema nel quale la variazione

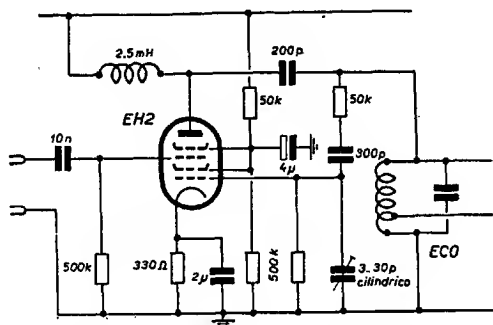


Fig. 31 - Modulazione di frequenza per variazione della resistenza interna di un tubo a reattanza.

di frequenza viene realizzata con una valvola collegata come induttanza variabile in parallelo al circuito oscillante. L'ammontare della variazione di frequenza desiderata dipende dai valori dell'induttanza e della capacità del circuito oscillante, come pure dalla variazione di impedenza della valvola, la quale è esclusivamente una funzione della sua pendenza, che è a sua volta controllata dalla tensione di modulazione.

In fig. 31 l'anodo del tubo a reattanza viene alimentato attraverso una bobina di blocco per alta frequenza e la valvola è accoppiata al circuito oscillante in parallelo attraverso un condensatore da 200 pF. Fra anodo e griglia c'è una resistenza di 50.000  $\Omega$  in serie a una capacità di 300 pF; fra griglia e catodo c'è la resistenza di fuga della griglia, di

500.000  $\Omega$ , e un trimmer a immersione, da 3 a 30 pF. I partitore di tensione sulla griglia è proporzionato in modo che l'impedenza a corrente alternata del trimmer sia piccola di fronte a  $R$  (3 a 30 pF contro 50.000  $\Omega$ ); quindi la corrente ad alta frequenza sul partitore è in fase con la tensione ad alta frequenza sul circuito.

La tensione ad alta frequenza sulla griglia della valvola precede di  $90^\circ$  la corrente anodica, che varia con essa, sicchè la valvola si comporta come un'induttanza, cioè lo sfasamento fra corrente e tensione è quella che si ha su una bobina. Collegando la valvola in parallelo, la frequenza si riduce leggermente per la diminuita autoinduzione del circuito. Variando allora la polarizzazione di griglia e di conseguenza la pendenza della valvola lungo la caratteristica, varia anche la corrente anodica e quindi l'impedenza. Sovrapponendo ancora sulla griglia una tensione a bassa frequenza cambia (con la corrente anodica) anche la frequenza del circuito oscillante, pulsando intorno alla frequenza portante, col ritmo della modulazione. Usando valvole con una sola griglia di controllo, la tensione di modulazione deve arrivare attraverso una bobina di blocco. La griglia controllo assume così la funzione del controllo dell'alta frequenza ed insieme della regolazione della pendenza. E' tuttavia preferibile, come si vede anche nello schema, di portare la tensione di modulazione ad una griglia separata; a tal uopo è necessario un esodo con due griglie controllo. La regolazione del trimmer a immersione si fa al massimo valore, poichè allora lo scarto di frequenza è minimo e viene variato verso valori minori finchè lo scarto raggiunge il suo valore esatto, tale cioè che con la massima tensione di modulazione si raggiunga appunto il massimo scarto in frequenza. Allora si può facilmente realizzare un minore scarto riducendo la tensione di modulazione. Per il massimo scarto in frequenza basta una tensione di modulazione di circa 2 V, quale quella che si può ricavare da un microfono a carbone con un

trasformatore in salita a rapporto da 1/30 a 1/50; ovvero da un microfono a cristallo con un amplificatore ad un stadio. E' molto importante che il tubo a reattanza lavori sulla parte rettilinea della sua caratteristica. Ciò vale sia per il pilotaggio ad alta frequenza che per la tensione di modulazione, affinché non si abbiano non linearità nella bassa frequenza, che conducano a distorsioni nel pilotaggio e soprattutto a variazioni della frequenza base cioè della frequenza portante. Si raccomanda a montaggio ultimato di rilevare la caratteristica statica della valvola.

Un'altra possibilità di realizzare la modulazione di frequenza si ha quando il circuito oscillatorio è collegato in parallelo ad un elemento a resistenza variabile, che possa essere pilotato dalla tensione di modulazione. Il principio è mostrato in fig. 32. La resistenza variabile può essere co-

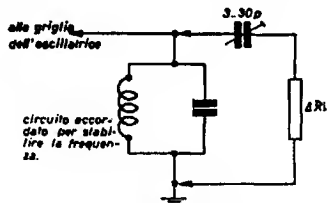


Fig. 32 - Modulazione di frequenza per variazione della resistenza interna dinamica di una valvola, di una rettificatrice A F o di una lampada al neon.

stituita da una valvola, da un raddrizzatore per AF o da una lampada a luminescenza; essenziale è che si lavori sempre lungo la parte rettilinea della caratteristica. In figg. 33 e 34 si vedono schemi con una valvola, la cui resistenza interna è in parallelo al circuito oscillante. In fig. 33 la parte destra di un doppio triodo costituisce l'oscillatrice di un Hartley, la parte sinistra vi è collegata direttamente in parallelo mediante unione degli anodi. La variazione della resistenza



interna dinamica della valvola di sinistra, dovuta alla tensione di modulazione, dà luogo a una corrispondente variazione di frequenza. Lo scarto di frequenza è regolabile a

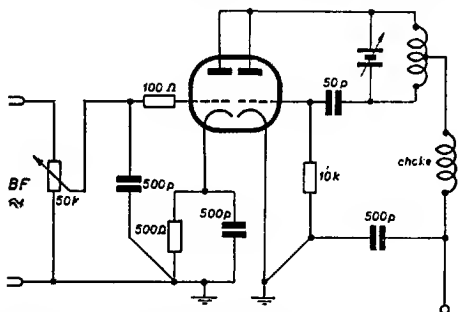


Fig. 33 - Modulazione di frequenza con un doppio triodo; uno dei resistori è usato come resistenza variabile in parallelo al circuito oscillante.

mezzo del potenziometro da 50.000  $\Omega$ . La fig. 34 dà uno schema analogo. Il controllo può avvenire tanto con una tensione continua variabile come con una bassa frequenza.

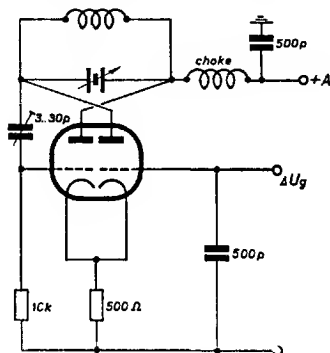


Fig. 34 - Variante dello schema di fig. 33.

Disponendo un « sirutor » o una valvola a luminescenza, a che praticamente ha solo due elettrodi, l'arrivo della bassa frequenza deve realizzarsi attraverso una bobina di blocco per l'alta frequenza.

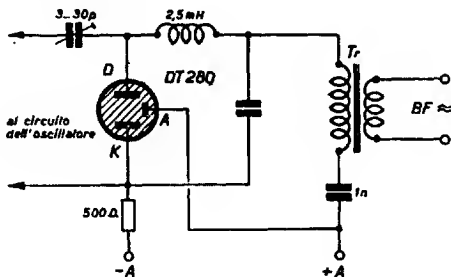


Fig. 35 - Modulazione di frequenza con lampada al neon.

Lo schema è sostanzialmente quello di fig. 32, che è sviluppato in fig. 35 per un raddrizzatore speciale, un detector a luminescenza a caratteristica particolarmente ri-

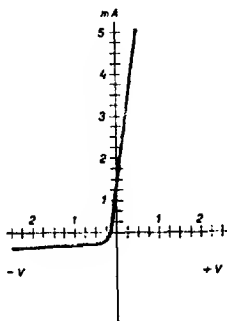


Fig. 36 - Caratteristica della lampada al neon DT280.

pida, mostrata in fig. 36. Col sirutor ci vuole un'uscita a bassa frequenza di basso valore ohmico. Naturalmente invece del detector a luminescenza si possono usare anche lampade a luminescenza più semplici, che abbiano convenienti caratteristiche. Un'ulteriore possibilità di modulare a mezzo di valvole a luminescenza è quello di usare delle valvole modulate a « copertura », come capacità regolabili, sulle quali c'è una copertura metallica sul bulbo che ha andamento parallelo all'elettrodo modulato. A causa delle modulazioni la capacità varia con lo stesso ritmo e poiché essa è in parallelo al circuito oscillante se ne ha da ultimo una variazione di frequenza. Valvole luminescenti adatte sono i tipi ANGL00 o AR220 o RR1.5.

Oltre a questi metodi si può realizzare la modulazione di frequenza variando la conduttanza mutua di una valvola con modulazione sulla griglia frenante di pentodi molto ripidi, come le EF14, EF50, EF42. Bisogna solo vedere che l'ampiezza del controllo non esca dal tratto rettilineo della caratteristica, ciò che può ottenersi con misure dei dati di funzionamento. L'applicazione pratica della modulazione di frequenza a banda ristretta è possibile tanto con generatori a più stadi che con generatori ad un solo stadio ed inoltre non solo con generatori a frequenza regolabile

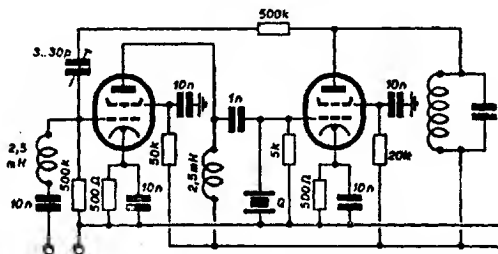


Fig. 37 - Modulazione di frequenza con oscillatore a cristallo.

ma anche con oscillatori a cristallo. Uno schema adatto si vede in fig. 37. In essa la tensione ad alta frequenza, necessaria per produrre lo spostamento di fase, è prelevata sulla placca dell'oscillatore a cristallo; è necessario che anche la tensione a bassa frequenza sia abbastanza alta. Poichè essa è presa dalla placca dell'oscillatore a cristallo lo spostamento di fase si deve verificare fra griglia e placca dell'oscillatore stesso dove già ci sono  $180^\circ$  di sfasamento. Di questa circostanza si tiene conto scambiando fra loro  $R$  e  $C$  nel partitore di tensione. Lo scarto realizzabile dipende dalla direzione secondo la quale è tagliato il quarzo; se esso è tagliato in direzione  $AT$  si ha il minimo scarto di circa 200 Hz, mentre col taglio secondo l'asse  $X$  se ne hanno circa 1000 e secondo l'asse  $Y$  circa 2000 Hz. E' importante però notare che, moltiplicando la frequenza, anche lo scarto ammissibile risulta moltiplicato; pertanto anche se sulla fondamentale esso è piccolo, si riesce sempre in stadi a moltiplicazione a realizzare una modulazione di frequenza. C'è un vantaggio nell'avere un piccolo scarto di frequenza dell'oscillatore pilota in quanto si ha allora una correlazione lineare fra la variazione di frequenza e l'ampiezza della bassa frequenza. Naturalmente negli oscillatori a quarzo la modulazione è un poco più critica che negli oscillatori a frequenza variabile. Bisogna assicurarsi che l'alta frequenza risulti modulata in tutti gli stadi, ciò che nei generatori a più stadi richiede un accordo molto esatto di tutti i circuiti, altrimenti si verificherebbe una modulazione di ampiezza sui lati della curva di risonanza, quale si vede in fig. 38. Gli amplificatori a caratteristica lineare debbono essere sicuramente neutralizzati per escludere distorsioni di fase. Se invece si ha a che fare con un generatore ad un solo stadio, p. es. nella banda dei 144 MHz, la valvola modulatrice deve corrispondere al fabbisogno di potenza relativo al circuito pilota.

In ogni modulazione di frequenza è importante di realizzare esattamente il massimo scarto di frequenza come previsto. Praticamente ciò si ottiene portando il regolatore di bassa frequenza in posizione centrale e realizzando lo scarto per una ampiezza media conveniente, a mezzo del condensatore variabile. Poi, con la regolazione in su e in giù del regolatore di bassa frequenza, si può ancora variare lo scarto. Una esatta misura dello scarto di frequenza si ottiene con un ricevitore a curva ben ripida o con un oscillatore campione di frequenze acustiche. Il ricevitore viene accordato sulla frequenza portante o su una sua armonica;

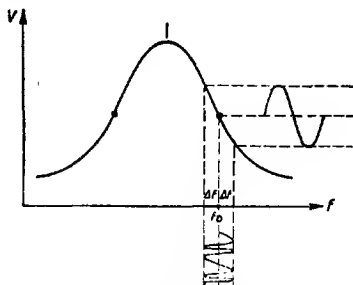


Fig. 38 - Trasformazione di una FM in un AM sul fianco della curva di un circuito a risonanza.

poi, a mezzo del generatore di bassa frequenza, si modula con una frequenza bassa ed infine la si fa gradualmente crescere. Ne risulta un segnale di battimento che diventa sempre più tenue fino a scomparire totalmente. Aumentando ulteriormente la frequenza di modulazione, la frequenza di battimento ricompare. Naturalmente durante tutte le prove non bisogna variare l'ampiezza della tensione modulante. Allora la frequenza di modulazione che ha fatto azzerrare il battimento, moltiplicata per 2,4, ci dà lo scarto di frequenza con quella tensione a bassa frequenza.

Prima di accingersi alla trasmissione con modulazione di frequenza si raccomanda di ascoltare l'oscillatore su un'armonica del ricevitore. In queste condizioni la modulazione deve comparire spiccatamente su due punti ai lati della portante. Passando poi dalla telefonia al C W basta soltanto girare fino in fondo il regolatore di bassa frequenza; però la valvola a reattanza, anche durante l'esercizio CW, deve essere lasciata accesa, giacchè si è visto che in tal modo si ha una stabilizzazione della frequenza che è da attribuirsi a scarti di frequenza in sensi opposti.

Per stabilire poi se la modulazione di frequenza realizzata è contaminata parzialmente da una modulazione di ampiezza si può includere un amperometro ad alta frequenza sull'antenna; la corrente di antenna non deve variare attaccando o staccando la modulazione. Per questo esame si può anche fare uso di una lampada luminescente ad alta frequenza (HK100) la quale deve essere accoppiata in modo tale che la luminescenza sia appena visibile; un aumento o una riduzione della luminescenza diventa allora facilmente visibile ed indica una indesiderata modulazione di ampiezza.

### **Cap. 2f) Ricetrasmittitore portatile Ricetrasmittitore radiofonico portatile**

Al principio, trattando l'utilizzazione delle onde ultracorte, è stato detto ampiamente dei campi di applicazione della radiotelefonia bilaterale: sotto questa denominazione s'intende l'applicazione di apparecchi trasmettitori e ricevitori trasportabili per scopi civili. Essi possono anche costituire un posto pubblico. I ricetrasmittitori usati di solito sono costruiti da grosse ditte quale la Philips, la BBC, la Telefunken ecc. Le autorità sorvegliano attentamente lo stato di servizio di questi apparecchi, i quali (date le severe prescrizioni cui debbono rispondere sia rispetto alla costanza

della frequenza che alla modulazione) sono complessi e piuttosto costosi. Al contrario gli apparecchi radiotelefonici per dilettanti sono previsti per la banda di due m e rispondono a prescrizioni assai più semplici; quindi non di rado acquistano formato tascabile; essi vengono chiamati anche ricetransmettitori o, con parole americane, Handie-Talkie oppure Walkie-Talkie.

L'applicazione di questi apparecchi era già nota dallo immediato dopo guerra. Essi vengono alimentati con una batteria a ferro nichel a 2,4 V e con un vibratore e lavorano fra i 130 e 160 MHz.

Poichè questa gamma comprende la gamma dei due metri dei dilettanti da 144 a 146 MHz questo apparecchio è stato utilizzato volentieri, con le piccole modifiche necessarie. In questo apparecchio, mostrato nello schema di fig. 39, le stesse due valvole, opportunamente commutate,

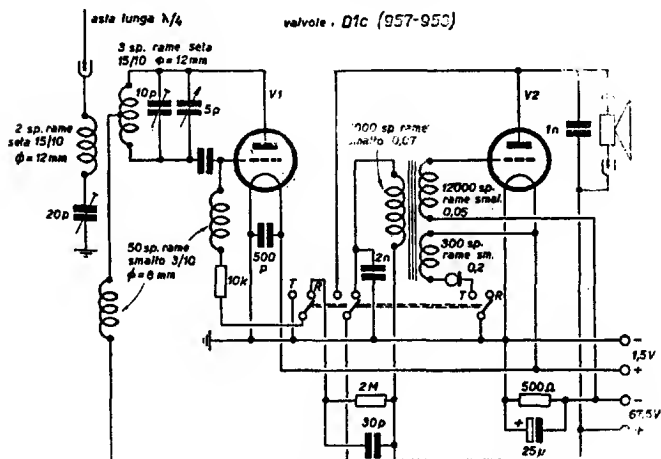


Fig. 39 - Ricetrasmittitore portatile con valvola a ghianda.

vengono usate sia per la trasmissione che per la ricezione.

Lo schema più diffuso è quello della fig. 39, che lavora con due valvole a ghianda e quindi assume un ingombro ridottissimo.

Nella scelta di queste valvole contribuisce la circostanza che esse richiedono soltanto 25 mA di corrente di riscaldamento con la tensione di 1,25 V, ciò che ha una grande importanza per un apparecchio portatile, giacchè il consumo ridotto riduce il peso delle batterie o aumenta l'autonomia. Naturalmente per lo stesso scopo si possono anche usare pentodi collegati in triodi del tipo RV2,4 P700 oppure RI,2,4 T1.

Nella posizione « R » del commutatore, la valvola 1 lavora in superreazione autoeccitata e la valvola 2 come amplificatrice di bassa frequenza; in posizione « T » del commutatore tripolare a due vie la valvola 1 oscilla in reazione in circuito Hartley e la valvola 2 in modulazione di placca. I due tipi di funzionamento della valvola 1 si realizzano variando la resistenza di fuga della griglia, che in ricezione deve essere di 2 M $\Omega$  e dà una piccola tensione positiva alla griglia per far funzionare la valvola in superreazione; in trasmissione invece la resistenza di fuga è di 10k ed è collegata a massa. La seconda coppia di contatti del commutatore porta tensione anodica alla valvola 1; in ricezione l'anodica attraverso il primario del trasformatore BT il quale trasforma appunto la bassa frequenza e la trasferisce alla griglia della valvola 2, nel cui circuito anodico è inserita la cuffia. In trasmissione invece viene inserito il microfono con un avvolgimento extra nel trasformatore BF, e si risparmia un apposito trasformatore microfonico utilizzando quello detto prima. Il rapporto di trasformazione, che eleva la tensione microfonica, è dell'ordine di 1 : 40. In modulazione la tensione anodica della valvola 1 varia, grazie all'assorbimento della



valvola 2, al ritmo della modulazione, che viene così impressa sulla alta frequenza generata.

La valvola 2, a mezzo del gruppo RC da  $500 \Omega$  25 nF, realizza una tensione di polarizzazione della griglia opportunamente alta. Il trasformatore realizza il rapporto 1/4 e 1/40 con i numeri di spire seguenti: 3.000/12.000/400; se l'apparecchio viene costruito dal dilettante e se questo dispone di un trasformatore a bassa frequenza e di rapporto 1/4 si possono smontare i lamerini, aggiungere 300 o 400 spire di filo rame-smalto da 0,2 mm e rimettere a posto i lamierini; in generale lo spazio richiesto dall'ingombro del nuovo avvolgimento è disponibile. Se invece il trasformatore è avvolto ex-novo si avvolgeranno 3.000 spire di rame smalto da 0,7 mm; su queste, 12.000 spire da 0,05 mm per il secondario; e da ultimo, l'avvolgimento microfonico.

L'adozione di due trasformatori distinti, che naturalmente è sempre possibile, e che è mostrata nella fig. 40,

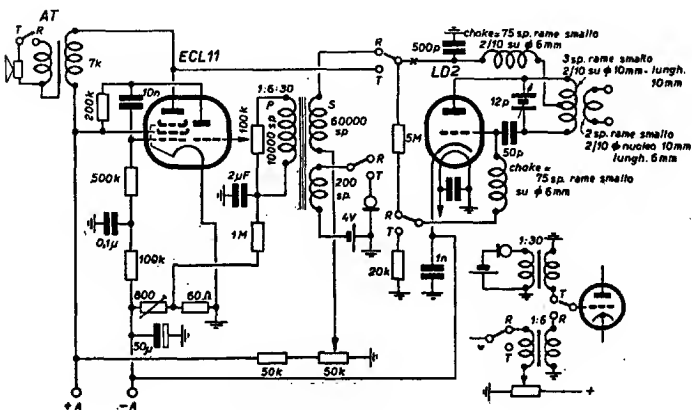


Fig. 40 - Rice-trasmittitore fisso.

non è raccomandabile per apparecchi trasportabili per il maggior peso che ne consegue.

Il circuito oscillante ad alta frequenza consiste in 3 spire di rame argentato del diametro di 1,5 mm, avvolte su una spina del diametro di 12 mm; essa viene accordata su 144 MHz con un trimmer.

La regolazione fine si fa poi con una capacità variabile di circa 5 pF o anche meno. Il circuito di antenna consiste in 2 spire di rame argentato come sopra, ed è accordato con l'antenna, allungabile a telescopio, a mezzo di un trimmer da 20 pF in serie.

I radiotelefoni portatili di questo genere naturalmente hanno una modesta stabilità di frequenza; ragion per cui fin dalla costruzione bisogna badare a quei punti che sono essenziali per l'esercizio in onde ultracorte. Si è dimostrata conveniente per l'esercizio a batteria un tipo di costruzione nel quale la parte di alimentazione e la parte di trasmissione consiste in una sola unità. L'apparecchio viene opportunamente costruito in 3 scompartimenti schermati fra loro; quella in basso contiene le batterie e la parte a bassa frequenza, gli altri due contengono gli stadi ad alta frequenza. Per l'uso dell'apparecchio non c'è nulla da aggiungere a quanto abbiamo già detto. In ricezione può essere opportuno realizzare in modo regolabile sia l'accoppiamento di antenna che quello della reazione, per poter adattare l'ampiezza delle oscillazioni a frequenza ultraacustica all'ampiezza della oscillazione in arrivo o viceversa, necessità che è stata ampiamente chiarita nel primo volume.

Lo stato oscillante del circuito Hartley si accerta con un milliamperometro nel circuito di griglia, in base alla corrente indicata, dopo aver disposto il commutatore in posizione di trasmissione (T); o anche con un milliamperometro di placca, poichè la corrente anodica, in stato oscillatorio, cresce bruscamente non appena venga toccata o la griglia o la placca.

Un apparecchio del genere è in grado di superare una distanza di alcuni km in linea d'aria. Naturalmente esso si può anche costruire per esercizio fra posti fissi; in questo caso però si preferisce l'uso di valvole di maggior potenza poichè bisogna tener conto dell'assorbimento delle mura. Uno schema che per questo scopo si è dimostrato vantaggioso (e che può servire anche come stazione fissa per collegarsi con parecchie stazioni portatili) si vede nella fig. 40. Nella parte ad alta frequenza troviamo il triodo LD2, di potenza rilevante e adatto ad onde decimetriche; nella parte a bassa frequenza troviamo la valvola ECL11 o un'altro tipo di triodo-pentodo, il quale funziona da amplificatore di potenza della bassa frequenza o rispettivamente della modulazione.

La parte ad alta frequenza non presenta nessuna particolarità ed è costruita secondo lo schema di fig. 39. Per l'accordo si usa un condensatore a split-stator. E' da notare che in ricezione è possibile una dosatura del grado di reazione della superreazione variando la tensione anodica della valvola LD2 a mezzo del potenziometro da 50.000  $\Omega$ , sicchè in diverse condizioni di ricezione si può sempre realizzare l'adattamento ottimo.

La bassa frequenza viene portata alla griglia del triodo della valvola doppia, il quale triodo funziona da preamplificatore, e poi alla griglia del pentodo per l'amplificazione finale. L'amplificazione realizzata è notevole ed è sufficiente a pilotare un altoparlante, ciò che libera dalla incomoda cuffia. In trasmissione viene chiuso il circuito microfonico, il quale ha una propria batteria, e la tensione microfonica viene ora portata alla griglia del triodo invece della bassa frequenza di ricezione, e poi ancora portata al pentodo. L'ampia variazione della tensione anodica, che avviene al ritmo della modulazione sull'avvolgimento primario del trasformatore di uscita, il quale quindi lavora come bobina di modulazione, alimenta la valvola LD2 e modula in tal modo

l'alta frequenza generata. Nei posti fissi si possono anche usare 2 trasformatori di bassa frequenza distinti per la modulazione e per la ricezione.

Questi apparecchi si possono realizzare in vari modi, dei quali descriviamo alcuni nel seguito. Lo schema mostrato in fig. 39 si può anche trasformare in apparecchio per alimentazione dalla rete; in tal caso conviene adottare una sola valvola doppia p. es. una 12AT7 (corrispondente a una ECC81) ovvero una ECC40. Se si vuole aumentare l'amplificazione a bassa frequenza o la modulazione si può adottare nella parte a bassa frequenza un pentodo invece di un triodo. Adottando una valvola doppia, triodo-pentodo come la ECF12, si realizza sempre una costruzione di minimo ingombro.

L'apparecchio mostrato in fig. 40 si può migliorare realizzando un dispositivo in controfase a doppio triodo invece della reazione Hartley come si vede in fig. 41. In questa la reazione è induttiva, però si può anche realizzarla come « sistema generatore bilanciato ». In questo caso manca la spirulina di griglia attraverso il circuito tubolare che funziona da bobina anodica nonchè la presa per la resistenza di fuga della griglia. Come generatore bilanciato le due griglie portano due resistori di fuga di circa  $10\text{ k}\Omega$  e la tensione di reazione a fase invertita viene costituita da due piccole capacità che possono essere due trimmer fra ogni griglia e l'anodo dell'altro sistema. Come abbiamo già sottolineato il collegamento in controfase ha molti vantaggi sia per ciò che concerne la stabilità che per l'erogazione di potenza. Si capisce che lo stesso schema si può anche realizzare con due triodi p. es. LD1, invece che con il doppio triodo. La bobina anodica viene costituita da un tubo di rame di circa 7 mm di diametro, preferibilmente argentato. La lunghezza complessiva è di circa 14 cm; esso viene curvato a forma di U. Il variabile viene collegato direttamente alle placche dei triodi e alle estremità del tubo. Tornando al primo schema

con reazione induttiva, la bobina di griglia deve essere fatta con filo di rame di rame da 1 mm ben isolato ed essere introdotta nel tubo. La presa centrale viene realizzata introducendo attraverso un foro predisposto nel tubo esterno un pezzetto di filo a cappio, e fissando ivi la resistenza di fuga. I catodi ed i collegamenti di filamento debbono avere dei buoni blocchi ad alta frequenza.

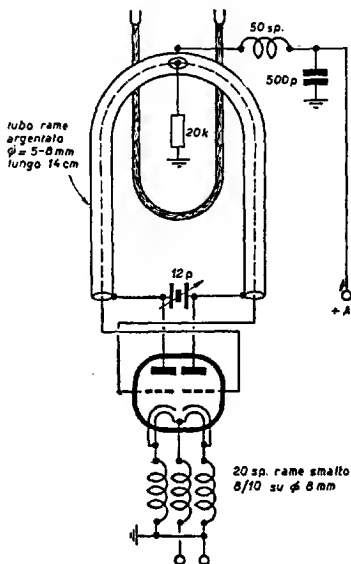


Fig. 41 - Parte trasmittente in controfase, con circuiti tubolari.

Intercalando un milliamperometro sulla alimentazione anodica si vede nettamente una riduzione della corrente quando si raggiunge la risonanza.

In questi schemi bisogna stare attenti di non superare in nessun caso la potenza dissipabile sull'anodo, riducendo, se necessario, la tensione anodica. Se le valvole mostrano tendenza a dare oscillazioni parassite si può collocare un gruppo RC sul conduttore di catodo.

Diciamo ancora qualcosa sulle bobine di blocco. In molti casi, specialmente nel circuito Hartley, la bobina di blocco anodico si è dimostrata particolarmente critica. In molti punti della gamma si hanno delle falle di oscillazione, che si possono eliminare con una correzione del numero di spire di questa bobina. In certi casi è vantaggioso di avvolgere le prime spire con un passo maggiore. Mediamente questa bobina è costituita con 40-50 spire di filo di rame smaltato da 0.3 mm avvolto su un diametro di 8 mm. Essa deve essere disaccoppiata dalla bobina oscillante, cioè disposta perpendicolarmente ad essa.

In certi casi nel circuito Hartley può essere necessario, per aumentare la stabilità di frequenza, di aumentare grandemente la capacità fra griglia e catodo, collegando in parallelo un trimmer.

Abbiamo già accennato nel 1° volume che negli Stati Uniti c'è una « gamma per tutti » nella quale chiunque può lavorare con un piccolo trasmettitore la cui portata deve però ridursi a poche centinaia di metri p. es. alla lunghezza di una strada, ma che però serve molto bene per stabilire un collegamento radio da una abitazione all'altra. Questi generatori si possono costruire in miniatura nel coperchio di una capsula microfonica, e possono essere portati al polso, mentre le batterie si collocano nelle tasche. Delle capsule microfoniche adatte sono mostrate in fig. 42. Lo schema di apparecchi del genere, attrezzati con tubi subminiatura analoghi a quelli per apparecchi per sordi, si vede in fig. 43. Vi è un pentodo DL65 o DL67 collegato in triodo con funzione da oscillatore. Il numero di spire delle induttanze dipende dalla frequenza. La tensione di modulazione di un

microfono a cristallo amplificata da una DF65, viene portato alla griglia dell'oscillatore. Poichè la « gamma per tutti »

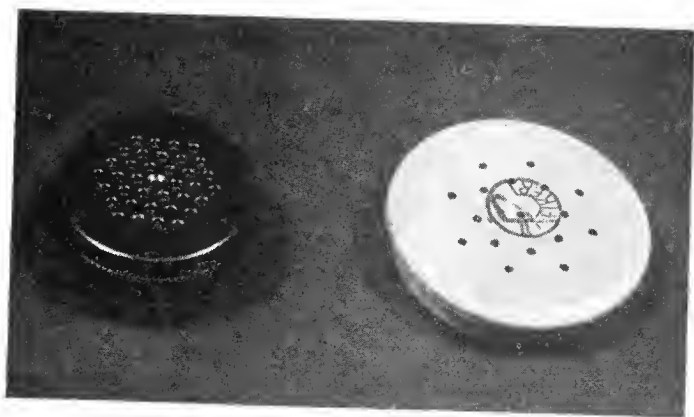


Fig. 42 - Capsule microfoniche per rice-trasmettitori: a carbone (a sinistra, Neumann e Bonn); a cristallo, C 42 (a destra, Pecker).

è nella banda delle onde decimetriche (460-480 MHz) ed a queste frequenze l'irradiazione è molto forte basta realiz-

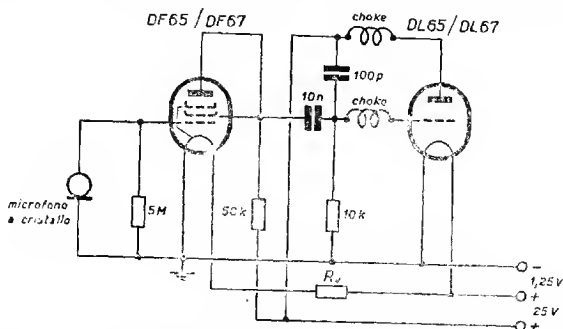


Fig. 43 - Trasmettitore miniatura con valvole subminiatura.

zare il generatore senza schermi, sicchè si fa a meno dell'antenna. Poichè i pentodi DF65 e DF67 hanno una tensione di filamento metà del normale, cioè 0,625 V, bisogna prevedere una opportuna resistenza. Osserviamo ancora che un aumento della tensione di filamento del 22,5% o una riduzione del 28% (da 1.55 a 0.9 V) sono tollerabili senza che la vita della valvola risulti sostanzialmente abbreviata.

### **Cap. 2g) Propagazione e radiazione delle onde ultracorte - Forme e dimensioni delle antenne**

Sulle onde ultracorte, a differenza delle altre onde, si usano esclusivamente antenne le cui dimensioni geometriche sono in determinata relazione con la lunghezza d'onda. Pertanto si parla di antenne accordate; cioè una antenna di determinate dimensioni può servire soltanto per la ricezione o per la trasmissione in una determinata banda di frequenza. La lunghezza può comprendere una intera onda, mezza onda o un quarto d'onda; praticamente per ragioni di ingombro ci si limita a mezza onda o ad un quarto d'onda. Come forma si usa il così detto dipolo nelle sue varie realizzazioni. Nella forma più semplice esso consiste in un filo metallico rettilineo della lunghezza di mezza onda, quindi per la banda di radiodiffusione di 3 metri dovrebbe essere lungo 1.5 metri circa. Per avere un conveniente collegamento si taglia a metà questo dipolo; si hanno cioè due sbarre uguali lunghe un quarto d'onda, allineate, alle cui estremità interne si collega la linea di alimentazione. Per ben intendere quanto segue è importante di tener ben presente come si distribuiscono la tensione e la corrente su un dipolo. Questo è mostrato in fig. 44, nella quale si vede mezza onda di tensione e mezza onda di corrente su un dipolo. Mentre alle estremità si hanno due ventri di tensione di senso contrario, il ventre di corrente si ha al centro del dipolo, a causa dello



sfasamento di  $90^\circ$  nello spazio fra corrente e tensione; la linea è collegata appunto al centro, cioè l'accoppiamento al dipolo avviene per corrente. Poichè la velocità di propaga-

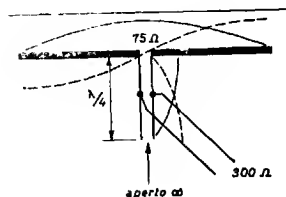


Fig. 44 - Distribuzione della tensione e della corrente A F su un dipolo, e adattamento a una linea a mezzo di un tronco di linea aperta lungo un quarto d'onda.

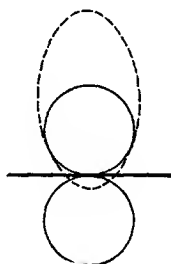


Fig. 45 - Caratteristica di irradiazione del semplice dipolo su mezza onda.

zione delle onde elettromagnetiche in un condensatore è minore che nel vuoto la lunghezza del dipolo non è esattamente mezza onda ma un pò meno; cioè è data dalla formula:

$$l = \frac{142}{f \text{ (MHz)}}.$$

Per le onde della radiodiffusione *FM* (87.5 a 100 MHz, pari a 3,43 a 3 metri) la lunghezza dovrà essere di circa 1.5 metri mediamente. Il dipolo su mezza onda ha un ef-

fetto direttivo che è massimo nel piano orizzontale, da entrambe le parti, come si vede in fig. 45. Se la linea è priva di perdite e bene adattata, una metà della potenza ricevuta viene trasmessa sulla linea mentre l'altra metà viene di nuovo irradiata. Per riutilizzare anche questa metà si possono disporre, avanti e dietro al dipolo, dei cosiddetti elementi parassiti, passivi, i quali (accoppiati attraverso le radiazioni) producono una potenza supplementare ed una amplificazione non trascurabile del segnale fino al 100%. In trasmissione essi producono uno stretto fascio, mentre d'altra parte si può raggiungere qualunque direzione desiderata girando il dipolo di 360°; lo stesso vale naturalmente anche per la ricezione; costituendo l'antenna con parecchi elementi si può concentrare la potenza ricevuta da una certa direzione. L'effetto direttivo, cioè la conformazione a fascio, risulta dalla sovrapposizione delle onde dirette e delle onde riflesse di eguale fase. Per assicurare il prelievo di potenza o rispettivamente l'irradiazione in una sola direzione si colloca un così detto riflettore dalla parte opposta al trasmettitore (o rispettivamente al ricevitore), così detto perchè esso agisce sulla potenza irradiata all'indietro, cosicchè questo si somma a quella irradiata verso avanti ed in tal modo dà uno spiccato effetto direttivo. (Vedi ancora fig. 45). Tutte le forme di antenna di cui abbiamo parlato e di cui parleremo sono mostrate in fig. 46, dove sono date anche le lunghezze e le distanze del dipolo. La lunghezza della sbarra che agisce da riflettore è del 5% circa maggiore della lunghezza del dipolo in modo da produrre uno spostamento di fase induttiva fra corrente e tensione; a questa consegue un indebolimento del segnale verso il dietro, dovuto al campo del riflettore di fase opposta. Oltre la lunghezza è importante l'esatta distanza del dipolo, dalla quale dipende la resistenza di radiazione, di cui dobbiamo ancora parlare. Una distanza eccessiva l'aumenta, una distanza troppo ridotta la dimi-

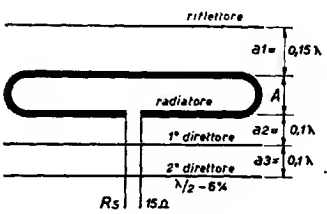
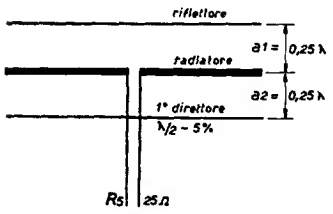
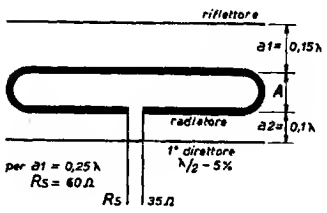
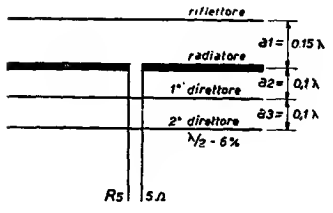
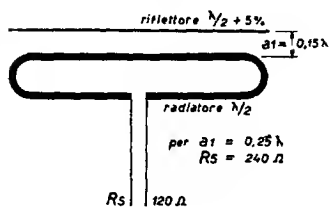
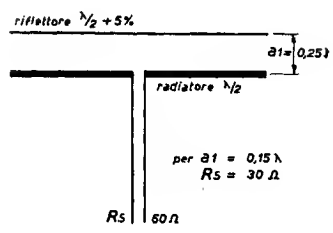
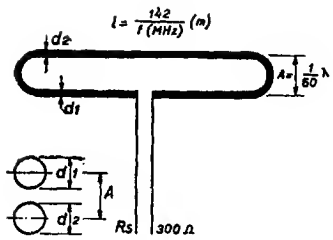
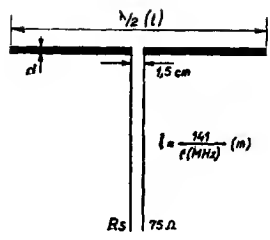


Fig. 46 - Forme e dimensioni di alcune antenne.

nuisce. Essa deve essere adattata alla resistenza caratteristica della linea per poter realizzare una trasmissione di energia senza perdite. Pertanto si cerca di realizzare una resistenza di radiazione alta per quanto è possibile. Il massimo guadagno di potenza si ha collocando il riflettore alla distanza 0.15 della lunghezza d'onda, mentre per un'elevata resistenza di radiazione è più adatta la distanza di un quarto d'onda. Si può stringere ulteriormente il fascio direttivo sia nella direzione della ricezione che ai lati disponendo dei così detti « direttori » collocati innanzi al dipolo (nella direzione del fascio) per l'amplificazione del segnale. Mentre per ridurre la radiazione all'indietro basta un solo riflettore, ed altri elementi non porterebbero nessun vantaggio, ogni direttore dà il suo contributo per stringere il fascio; poichè però questo contributo diminuisce con l'aumentare del numero dei direttori, in generale non se ne collocano più di due o al massimo tre. Piuttosto si possono combinare due o più antenne una su l'altra o una accanto all'altra, poichè questa disposizione è più efficace.

L'elemento che agisce da direttore è di circa del 5% più corto di mezza onda in modo da dare uno spostamento di fase capacitivo che aumenta il segnale; secondo la resistenza di radiazione desiderata il direttore viene collocato ad una distanza di 0.25 o di 0.1 dalla lunghezza d'onda; l'ultima distanza è la più vantaggiosa, però dà una resistenza di radiazione non conveniente.

Il massimo guadagno nella intensità del segnale si ottiene con una distanza del direttore di un decimo della lunghezza d'onda. L'elemento che funziona da secondo direttore è di circa il 6% più corto di mezza onda e dista dal primo direttore quanto questo dista dal dipolo. In fig. 46 a destra in basso si vede un'antenna a quattro elementi: dipolo, riflettore e due direttori. Data l'efficacia di questi elementi parassiti la resistenza di radiazione è appena di  $5 \Omega$ . Un'antenna di questo tipo, costituita da parecchi elementi, oltre

ad avere una bassa resistenza di radiazione, ha anche la caratteristica di una grande acutezza di risonanza; è quindi adatta soltanto per una banda di frequenza ristretta. Tuttavia poichè le bande di frequenza che interessano sono una da 88 a 100 MHz (3 metri; radiodiffusione) e l'altra da 144 a 146 MHz (2 metri; dilettanti), sono le più adatte forme di antenna che ammettono una maggiore larghezza di banda. Poichè al crescere della superficie di conduttore dell'antenna a dipolo il suo fattore di qualità diminuisce, mentre l'ampiezza di banda aumenta, si può realizzare già una maggiore ampiezza di banda con un semplice dipolo a mezza onda facendo uso di un tubo di adatto diametro invece che di un filo. L'effetto aumenta ancora se il dipolo è a cappio, ciò che può considerarsi come un doppio dipolo chiuso in corto circuito. Questa antenna è così diffusa perchè si realizza una resistenza di radiazione circa quadrupla cosicchè diventa più facile l'accoppiamento all'usuale cavo di discesa p. es. un cavo a nastro di impedenza caratteristica 300  $\Omega$ . Anche la forma e le dimensioni di questo dipolo a cappio si vedono in fig. 46.

La distanza fra i due mezzi dipoli è di circa 5 a 8 cm. Questo dipolo usualmente si fa con un tubo del diametro di 8 a 10 mm. Sia la larghezza di banda che la resistenza di radiazione si possono variare entro certi limiti variando i diametri  $d_1$  e  $d_2$ , diversi nei vari tubi; la resistenza di radiazione aumenta col crescere di  $d_2$ . Anche con questi tipi di dipolo si possono adottare il riflettore e dei direttori.

Le resistenze di radiazione delle diverse varietà rappresentate in fig. 46 si leggono nella stessa figura. Confrontando un'antenna a più elementi e un'antenna a cappio si vede appunto dalla figura che quest'ultima presenta dei vantaggi per ciò che concerne l'adattamento alla discesa, appunto in grazia della sua più alta resistenza di radiazione. Quest'ultima può essere anche accresciuta portando la distanza del riflettore a un quarto di onda invece che a 0.15, e la

distanza dei direttori a un valore maggiore di un decimo di onda. Però la potenza ricevuta diminuisce al crescere della resistenza di radiazione. La resistenza di radiazione può anche aumentarsi collegando più dipoli a un dipolo piegato; aggiungendo tre elementi a un dipolo piegato la resistenza di radiazione diventa circa il triplo del semplice dipolo. Inoltre variando i rapporti dei diametri dei singoli conduttori si può regolare la resistenza stessa.

Queste antenne a dipolo con riflettore e con più direttori furono ideate per la prima volta dal giapponese Yagi, e pertanto si chiamano ancora talora col suo nome. Propriamente l'antenna Yagi è costituita da un sistema multiplo di antenne con riflettore e direttori uno sull'altro o anche uno accanto all'altro, in modo da realizzare gli effetti direttivi e aumenti del segnale notevolissimo. Collegando i vari sistemi di antenna fra loro bisogna in ogni caso badare che le singole linee abbiano uguale lunghezza fino al punto di confluenza in un'unica discesa, e anche che tutti i sistemi siano esattamente uno sull'altro o viceversa uno accanto all'altro; altrimenti si avrebbero spostamenti di fase.

Nel capitolo « propagazione » si è già notato che le onde ultracorte vengono irradiate quasi totalmente polarizzate orizzontalmente. Con questa polarizzazione le linee di campo elettrico hanno andamento parallelo alla superficie della terra ed in tal modo si riducono le perdite dovute all'assorbimento di oscillatori parassiti (camini, ecc.) i quali per la massima parte sono verticali. Se invece la radiazione avvenisse in piano verticale anche il dipolo di ricezione dovrebbe essere disposto verticalmente. In quel capitolo si è anche mostrato che in certe condizioni si può avere una rotazione del piano di polarizzazione ed allora l'antenna ricevente deve essere appunto in quel piano. Da questo punto di vista potrebbe essere utile una antenna polarizzata circolarmente. In questa forma di antenne, mostrate in fig. 47, si hanno due

dipoli su mezza onda spostati di  $90^\circ$  uno rispetto all'altro. Lo spostamento di fase necessario si ottiene a mezzo dei collegamenti di inversione, lunghi un quarto d'onda. Il

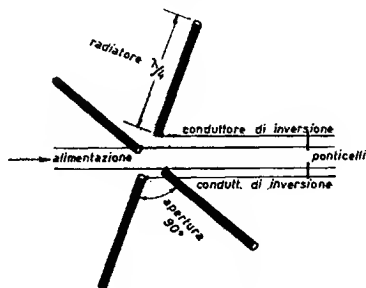


Fig. 47 - Antenna a radiazione circolare.

diagramma di direzione è così circolare. Aggiungendo elementi « parassiti » l'energia può essere raccolta tanto in un fascio orizzontale come anche in un fascio verticale.

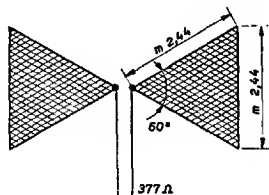


Fig. 48 - Antenna per larga banda.

Tutte le antenne di cui abbiamo parlato hanno come elemento fondamentale un dipolo su mezza onda. Questo non deve però far pensare che l'unica forma di antenna sia quella indicata. A tal fine in fig. 48 e seguenti mostriamo al-

tre forme di antenne. In fig. 48 si vede una forma che ha una spiccata larghezza di banda, e copre contemporaneamente la gamma di radiodiffusione su 3 metri, quella dei dilettanti sui 2 metri, quella della televisione sui 1,5 metri e quella dei dilettanti sui 70 cm. Le dimensioni, gli angoli e le resistenze di radiazione sono indicate nelle figure. Come materiale costruttivo si usa rete metallica di opportuna larghezza di maglia, la quale ultima determina il limite superiore della frequenza. Questa forma di antenna è la più efficace per le altissime frequenze; il guadagno di potenza a 144 MHz raggiunge 11 dB.

Nel campo delle onde decimetriche si sono dimostrate anche molto convenienti le così dette antenne a feritoia, mostrate, in linea di principio, dalla fig. 49. Praticamente

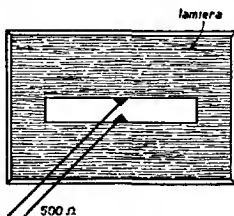


Fig. 49 - Antenna a feritoia.

questa antenna è il viceversa del dipolo, in quanto la superficie del dipolo è ritagliata da una superficie metallica e l'energia viene irradiata dalla fenditura, alla quale è portata a mezzo di un conveniente conduttore cavo.

Fino alle onde decimetriche si ha la formazione della radiazione a fascio disponendo uno sull'altro dei dipoli su una parte riflettente come si vede in fig. 50. Le singole coppie di dipoli vengono alimentate da conduttori incrociati, ed in tal modo sono alimentate in fase, come si vede in fig. 51.



Un'antenna direttiva di questo tipo irradia la massima parte dell'energia in direzione perpendicolare al suo piano, nei due versi, e riceve anche al massimo nella stessa direzione,

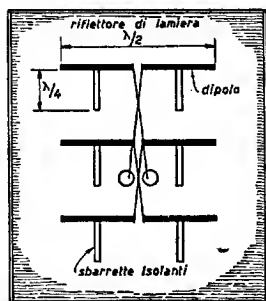


Fig. 50 - Antenna a gruppi di dipoli

se non c'è nessuna parte riflettente. Per formare un fascio di energia in un solo senso si pone un riflettore dietro ai di-

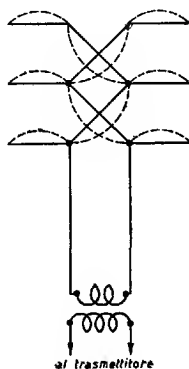


Fig. 51 - Distribuzione della corrente su un'antenna a gruppi di dipoli.

poli, alla distanza di circa un quarto d'onda. Anche dipoli a sbarrette collocati nella linea focale di uno specchio concavo cilindrico danno ottimi risultati, nel senso di produrre un fascio molto stretto; disponendolo in modo scorrevole in senso longitudinale si può accordare esattamente il dipolo. Sin dagli anni della guerra sono poi diventate note le antenne direttive a specchio parabolico, costituite di sottile rete metallica e adatte sia per trasmissione che per ricezione. Citiamo ancora una forma di antenna molto semplice che, a somiglianza di un normale dipolo, irradia perpendicolarmente alla sua dimensione longitudinale, ma è assai più concentrata del dipolo; essa si vede in fig. 52, e consiste in un dipolo su mezza onda alimentato da una linea accordata;

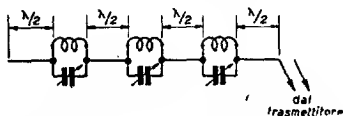


Fig. 52 - Radiatore direttivo a quattro dipoli della stessa fase, con tre circuiti accordati per l'inversione della fase.

alla estremità opposta c'è un circuito oscillante antirisnante, dall'altra parte un secondo dipolo su mezza onda e così continuando fino a costituire una fila di questi gruppi allineati; in figura ne sono presentati quattro. I circuiti accordati hanno soltanto la finalità di invertire la fase fra i successivi dipoli, affinché questi oscillino tutti con fase uguale. Invece dei circuiti accordati si può anche fare uso di linee bifilari lunghe un quarto d'onda, tese perpendicolarmente ai dipoli (vedi fig. 53); anche in questo caso si può



Fig. 53 - Radiatore analogo a quello di fig. 52, solo che l'inversione di fase avviene con tronchi di linea in quarto d'onda.

ottenere una concentrazione in un solo verso disponendo dei riflettori dietro i radiatori alla distanza di un quarto d'onda.

Quasi tutte le antenne descritte vengono alimentate con linee non accordate, ma anzi adattate come impedenza caratteristica, dette anche linee per onde correnti (1). Questo modo di alimentazione presenta sempre vantaggi quando c'è da attendersi sottrazioni di energia dovute a parti metalliche e costruzioni vicine e sempre che ci siano da trasportare piccole potenze su tratti piuttosto lunghi, poichè le perdite sono minime quando non vi sono ventri di tensione o di corrente, come appunto avviene con linee adattate sulla loro impedenza caratteristica. Si dice anche che queste antenne sono alimentate indirettamente con linee non irradianti.

Per trasportare l'energia ad alta frequenza sia dal generatore all'antenna sia dall'antenna al ricevitore o anche da uno stadio all'altro ci si serve essenzialmente di tre tipi di collegamenti: per le onde metriche, preferibilmente di linee bifilari; per le onde decimetriche, preferibilmente di linee concentriche; per onde centimetriche, esclusivamente di guide d'onda cave.

La linea bifilare è molto bene adatta al trasporto dell'energia a frequenza alta quando la lunghezza della linea è maggiore della lunghezza d'onda, perchè sotto certe condizioni si costituisce un'onda elettromagnetica propagantesi dalla sorgente, la quale resta legata alla linea e si propaga anche nel dielettrico, sicchè si possono costituire queste linee nel modo più semplice (cavi da 300 e da 70  $\Omega$ ).

A frequenze più alte si ha però una irradiazione crescente con la frequenza, ed è per questo che si va ai cavi coassiali o

---

(1) In contrapposizione alle linee a onde stazionarie (N.d.T.).

(per le onde centimetriche) alle guide d'onda. Se la linea bifilare è aperta, o chiusa in corto circuito all'estremità libera, a causa delle onde in arrivo e delle onde riflesse si formano onde stazionarie sicchè non si ha più propagazione di energia. In questa forma la linea bifilare si comporta assai più prossimamente come un circuito risonante o rispettivamente antirisonante, ed in grazia di questo comportamento può servire alla misura diretta della lunghezza d'onda. Per trasportare invece potenza la linea deve essere chiusa sulla sua resistenza caratteristica o impedenza d'onda.

La linea infatti presenta alle onde entranti una certa resistenza; ciò è vero per una linea « infinitamente » lunga. Ora ogni linea finita può essere trasformata in linea « infinita », elettricamente parlando, chiudendola su una resistenza uguale alla sua resistenza caratteristica; ne segue che la resistenza caratteristica è indipendente dalla lunghezza della linea. Poichè in realtà una linea nel suo schema equivalente deve essere pensata come costituita da induttanza distribuita (che dipende dal filo) e capacità distribuita (che dipende dalla distanza fra i fili), la resistenza caratteristica  $Z$  ad alta frequenza (e supponendo basse le perdite) si calcola partendo dall'autoinduzione e dalla capacità della linea per ogni unità di lunghezza.

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Chiudendo quindi la linea su una resistenza di questo valore essa si comporta come se fosse infinitamente lunga, cioè assorbe tutta la potenza senza rifletterne, sicchè non si possono formare onde stazionarie. Per rendere una linea adatta al trasporto di energia bisogna che non solo l'uscita ma anche l'entrata corrisponda all'impedenza caratteristica. Entrambe possono essere resistenze effettive o reattanze.

Una volta realizzato l'adattamento, l'energia si propaga in forma di onde progressive e non si hanno riflessioni alle estremità della linea.

La resistenza caratteristica di una linea bifilare è data dalla formula:

$$Z(\Omega) = 120 \ln \left( \frac{a}{r} \right)$$

dove i simboli hanno il significato indicato in fig. 54 se la costante dielettrica è 1 (isolamento in aria); in caso contrario la formula va completata come segue:

$$Z(\Omega) = 120 \ln \left( \frac{a}{r} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon}}$$

finalmente, se invece del logaritmo naturale si vuole introdurre il logaritmo decimale, si avrà

$$Z(\Omega) = 120 \ln \left( \frac{a}{r} \right) = 120 \cdot 2,3 \log \left( \frac{a}{r} \right)$$

Un esempio servirà a chiarire il procedimento di calcolo.

Sia data una linea bifilare nella quale la distanza fra i fili  $a = 1$  cm e il raggio dei fili  $r = 0,05$  cm; il dielettrico sia

costituito da aria, sicchè  $\epsilon = 1$ ; il rapporto  $\frac{a}{r} = \frac{1}{0,05} = 20$

il cui logaritmo naturale è 2,99573; segue:

$$Z(\Omega) = 120 \times 2,99573 \approx 360 \Omega$$

calcolando invece coi logaritmi decimali si ha:

$$\log_{10} 20 = 1,30103; \quad Z = 1,30103 \times 2,3 \times 120 \approx 360 \Omega$$

I valori dei logaritmi vanno cercati nelle tabelle dei manuali.

Le linee a bassa resistenza sono molto sensibili agli errori di adattamento; un cavo piatto di  $300 \Omega$  di resistenza caratteristica, bifilare, con i conduttori distanziati a mezzo di stiroflex, è garantito per questa impedenza. Il valore di  $300 \Omega$  per la impedenza caratteristica dei cavi è un valore raccomandato internazionalmente.

La linea bifilare è una linea simmetrica, a differenza del cavo coassiale, del quale bisogna dire che è una linea dissimetrica data la diversità di costruzione dei due conduttori.

Per le bande decimetriche i cavi coassiali si prestano meglio delle linee bifilari, data la totale schermatura del loro campo elettromagnetico. Se il conduttore esterno è messo a terra ogni possibilità di influenza esterna resta esclusa. Nelle linee coassiali i due sistemi conduttori sono sostituiti dalla superficie interna del tubo esterno e della superficie esterna del conduttore interno.

L'impedenza caratteristica di un cavo coassiale è data dalla formula:

$$Z(\Omega) = 60 \ln \left( \frac{D}{d} \right) = 60 \ln \left( \frac{D}{d} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon}}$$

secondo che la costante dielettrica sia uno o diversa da uno. La impedenza caratteristica è più ridotta, data la maggiore capacità del cavo tubolare. Per  $D$  e  $d$  di fig. 54 il valore ot-

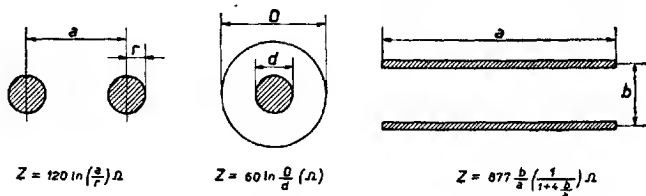


Fig. 54 - Impedenza caratteristica di linea bifilare, concentrica e a doppio nastro

timo per il trasporto si ha quando il rapporto del diametro interno del conduttore esterno al diametro esterno del conduttore interno è uguale a 9,2.

Il conduttore cavo, guida d'onda, è costituito da un tubo metallico cavo, cilindrico, nel quale le onde di frequenza maggiori della frequenza limite della guida d'onda si propagano senza perdite. La frequenza limite dipende dall'area della sezione.

Le onde di lunghezza maggiore dell'onda limite non sono più trasmesse.

Le onde propagate possono avere diverse forme secondo il tipo di eccitazione; le forme più importanti sono le così dette forme elettriche (onde  $E$ ) che si verificano quando nella direzione longitudinale del tubo c'è soltanto un campo elettrico e le onde magnetiche (onde  $H$ ) quando nella stessa direzione si ha soltanto un campo magnetico.

Anche la guida d'onda può essere chiusa in modo da evitare riflessioni, disponendo un disco attenuatore sulla estremità da chiudere in corto circuito. In fig. 55 si vedono vari modi di eccitazione di onde  $E$  e  $H$ , con accoppiamento induttivo del trasmettitore. L'accoppiamento però può anche realizzarsi capacitivamente. Una soluzione molto soddisfacente è il così detto radiatore conico, come si vede in fig. 55; le caratteristiche di irradiazione sono determinate dalla lunghezza e altezza del cono (che deve essere possibilmente grande) e dall'angolo di apertura.

Per una propagazione di energia priva di perdite bisogna che nella linea non ci siano riflessioni, che cioè esse sia chiusa a entrambe le estremità sulla propria impedenza caratteristica. A una delle estremità si trova in ogni caso l'antenna, trasmittente o ricevente, con la sua resistenza di radiazione o con la resistenza che essa ha alla base. All'altra estremità c'è o l'entrata del ricevitore o l'uscita del trasmettitore. Per adattare l'antenna, mentre è facile conoscere la resistenza caratteristica la quale resta costante, è molto meno facile

determinare la resistenza di radiazione di un certo tipo di antenna. Essa infatti, a perfetta risonanza costituisce una resistenza pura, ma può assumere valori molto diversi secondo l'alimentazione e secondo la disposizione degli elementi, come abbiamo visto in fig. 46. Il suo valore determina il trasferimento di potenza sull'antenna. Inoltre data la variazione dei valori della corrente e della tensione nei diversi

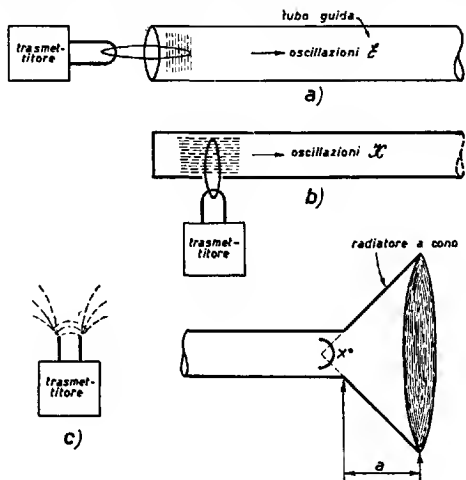


Fig. 55 - Guida d'onda tubolare con accoppiatore e radiatore.

punti dell'antenna anche la resistenza di radiazione è diversa da punto a punto. Per avere quindi una grandezza costante si riferisce la potenza dell'antenna al valore efficace della corrente di antenna nel suo ventre e si dà il valore alla resistenza, che in quel punto è minima, come resistenza di radiazione propria dell'antenna. Questa allora dipende solo dalla sua lunghezza.

Determinare con calcoli la resistenza di radiazione di un'antenna è molto problematico, poichè il valore calcolato



di solito è maggiore di quello effettivo; la causa di ciò dipende dall'assorbimento di energia che si verifica in prossimità dell'antenna. Soltanto le misure possono dare un preciso valore della resistenza di radiazione. D'altra parte assai raramente essa coincide con la resistenza d'onda della linea, sicchè l'una deve essere adattata all'altra; a questo adattamento bisogna dedicare una particolare attenzione, perchè da esso dipende il trasferimento ottimo di potenza.

Come linea di trasporto si usa preferibilmente una piatina o cavo piatto da  $300 \Omega$ , meno costoso e di minori perdite di un cavo coassiale. Supponiamo di dover adottare un semplice dipolo, con resistenza di radiazione di  $75 \Omega$ , a una linea dall'impedenza caratteristica di  $300 \Omega$ ; bisogna introdurre un elemento adattatore che può essere opportunamente costituito da un tratto lungo un quarto d'onda con una impedenza caratteristica.

$$Z = \sqrt{Z_1 Z_2} = \sqrt{75 \times 300} = 150 \Omega$$

Questa disposizione si vede in fig. 56 a) in cui una linea su quarto d'onda con  $Z = 150 \text{ ohm}$  è incluso fra il centro dell'antenna e l'estremità del cavo.

Le dimensioni geometriche di una linea bifilare, che abbia la resistenza caratteristica di  $150 \Omega$ , si ricava dalle formule già date:

$$Z (\Omega) = 120 \ln \left( \frac{a}{r} \right) = 120 \times 2,3 \log \left( \frac{a}{r} \right).$$

in cui:  $r$  = raggio dei conduttori;

$a$  = distanza fra gli assi dei conduttori.

Il rapporto cercato:

$$\frac{a}{r} = \frac{Z}{e^{120}} \text{ e si trova in tabelle.}$$

In modo analogo si può usare come elemento di adattamento un tronco di cavo coassiale in quarto d'onda (v. fig. 56 b); il rapporto è allora:

$$\frac{a}{r} = \frac{Z}{e^{60}}$$

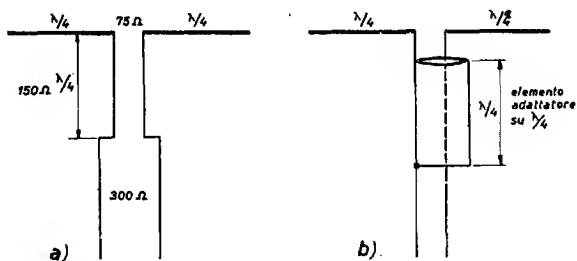


Fig. 56 - Elementi adattatori su quarto d'onda:

- a) a fili paralleli;
- b) a conduttori coassiali.

Altri tipi di adattamento sono dati da una linea aperta lunga un quarto d'onda (vedi fig. 44) in cui il collegamento della linea di alimentazione deve avvenire in un punto opportuno, con l'adattatore a T rappresentato in fig. 57

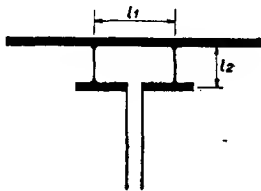


Fig. 57 - Adattatore d'impedenza a T.

Un tratto di linea bifilare lunga un quarto d'onda consente l'adattamento della resistenza di radiazione di un'antenna a qualsiasi linea di trasporto nel modo più semplice. Si tratta solo di stabilire il collegamento della linea di trasporto in un punto opportuno della linea in quarto d'onda dove cioè si verifica l'adattamento; in questo caso non si avranno onde stazionarie sulla linea di trasporto. Praticamente si eccita l'antenna a mezzo di un'antenna ausiliaria e si cercano i nodi di corrente a mezzo di un amperometro ad alta frequenza, per determinare l'esatta lunghezza di un quarto d'onda. Il collegamento della linea di trasporto si fa poi nel punto nel quale, sperimentalmente, non si hanno onde stazionarie sulla linea di alimentazione (si veda il volume 3°: *Tecnica delle Misure*). L'adattamento a  $T$  deriva dalla considerazione che la resistenza di radiazione di un dipolo su mezza onda è minima al suo centro (ventre di corrente) e diventa sempre più grande man mano che ci si avvicina agli estremi, cosicchè in tal modo si può trovare un adattamento. I collegamenti della linea di trasporto devono quindi essere spostati dal centro, simmetricamente verso le due estremità, fino a che si realizza l'adattamento.

Si è già detto che l'adattamento dell'impedenza deve realizzarsi ad entrambi gli estremi della linea, cioè anche dal lato ricevitore o trasmettitore; adattando la linea alla entrata del ricevitore essa deve essere collegata ad una bobina di accoppiamento la quale porta una presa al centro ed è ivi collegata a terra per ragioni di simmetria elettrica, mentre i due capi della bobina vanno ai due conduttori della linea. L'impedenza risultante dal parallelo costituito dalla resistenza caratteristica della linea e dall'impedenza della bobina di antenna viene ora riportata sul circuito di entrata (il quale è caricato con la resistenza di entrata della valvola) in modo tale che si abbia il massimo trasferimento di energia al ricevitore.

Per compensare un indebolimento dell'accoppiamento (che potrebbe p. es. verificarsi per casuale accoppiamento capacitivo attraverso il trasformatore di entrata, e che darebbe luogo ad una dissimmetria dell'entrata della linea, di per sè simmetrica) si raccomanda di realizzare il trasformatore di entrata già descritto in maniera esattamente simmetrica. Le stesse condizioni si verificano nell'accoppiamento fra trasmettitore e linea. Quando è realizzato l'adattamento dell'impedenza di uscita del trasmettitore all'impedenza d'onda del cavo, si ha la massima trasmissione di potenza; la potenza uscente allora dipenderà dal punto ottimo di lavoro della valvola finale, in base ai dati della casa costruttrice. La condizione detta si realizza disponendo un accoppiamento variabile; praticamente si porta anzitutto a risonanza il circuito di uscita, regolandosi sulla minima corrente anodica e tenendo lasco l'accoppiamento; successivamente si stringe l'accoppiamento fra la linea (caricata dell'antenna) e la bobina del circuito oscillante, in modo tale che nel punto di lavoro più adatto del trasmettitore si abbia la resistenza di uscita voluta e si abbia altresì la massima potenza in uscita; questa condizione si controlla a mezzo dell'amperometro di antenna o di una lampada a luminescenza.





**PREZZO L. 650**

TRASMISSIONE E RICEZIONE DELLE ONDE CORTE E ULTRACORTE



EDITRICE **IL ROSTRO** MILANO

R. WIGAND - H. GROSSMANN

PARTE III  
VOL. 3'

**MISURA  
DELLE ONDE  
ULTRACORTE**





*TECNICA DELLE MISURE*  
*delle O. U. C.*

1084

*ROLF WIGAND*  
H. GROSSMANN

*ONDE CORTE E ULTRACORTE*  
*parte terza - Vol. 3<sup>o</sup>*

**TECNICA DELLE MISURE**  
delle O. U. C.



EDITRICE

MILANO

1 9 5 9

III

Titolo originale dell'opera  
**SENDEN UND EMPFANG**  
Kurzer und ultrakurzer Wellen  
Teil III - Ultrakurzwellen  
Band 3: UKW - Messtechnik  
ALBRECHT PHILLER - VERLAG, MINDEN (WESTF)  
Traduzione di **Antonio Nicolich**

*Tutti i diritti riservati alla  
Editrice il Rostro*

---

Tipografia Edizioni Tecniche - Via Baldo Degli Ubaldi, 6 - Milano

## INDICE

	Pag.
1. Misura delle lunghezze d'onda coi fili di Lecher . . . . .	1
2. Determinazione della frequenza per mezzo di circuiti di assorbimento . . . . .	4
3. Misure di frequenza di precisione con l'oscillatore per falla di (griglia grid-dip oscillator). . . . .	9
4. Misura di frequenza secondo il principio della sovrapposizione per mezzo del frequenzimetro a tubi elettronici . .	13
5. Misure di tensioni R F col voltmetro a tubo elettronico .	18
6. Misure di sensibilità col generatore di disturbi (o di rumore)	21
7. L'allineamento degli apparecchi riceventi di M F e O.U.C. .	31
<i>a)</i> Un generatore di prova a O.U.C. e M F . . . . .	31
<i>b)</i> L'allineamento del preselettore e dell'oscillatore . . . .	39
<i>c)</i> L'allineamento dell'amplificatore a F I (frequenza intermedia) . . . . .	43
<i>d)</i> L'allineamento dello stadio demodulatore . . . . .	53
8. Misure sulle antenne e sulle linee di trasmissione . . . .	57
– Abbreviazioni importanti del codice dei dilettanti . . . . .	61
– Le più importanti abbreviazioni – Q (Codice Q) . . . . .	64
– Prefissi di nazionalità in ordine alfabetico . . . . .	65

*Parte III: Onde ultracorte, consta dei seguenti volumi:*

Vol. 1: *Tecnica della ricezione a o.u.c. (1081)*

Vol. 2: *Tecnica della trasmissione a o.u.c. (1082)*

Vol. 3: *Tecnica delle misure a o.u.c. (1084)*

## ALFABETO MORSE

<i>E</i>	·	<i>Ä</i>	·-·-·-	<i>W</i>	·-·-·-
<i>I</i>	··	<i>K</i>	-·-·-	<i>Ü</i>	··-·-·-
<i>S</i>	···	<i>F</i>	··-·-·	<i>3</i>	···-·-·-
<i>H</i>	····	<i>L</i>	·-·-··	<i>J</i>	·-·-·-·-
<i>5</i>	·····			<i>2</i>	··-·-·-·-
<i>N</i>	-·	<i>à</i> }	·-·-·-·-	<i>I</i>	·-·-·-·-
<i>D</i>	-·-·	<i>á</i> }			
<i>B</i>	-·-·-·	<i>ä</i> }			
<i>6</i>	-·-·-·-·	<i>T</i>	-	<i>R</i>	·-·-·
		<i>M</i>	- - -	<i>P</i>	·-·-·-·
<i>G</i>	- - - - ·	<i>O</i>	- - - - -	<i>X</i>	-·-·-·-
<i>Z</i>	- - - - -·	<i>ch</i>	- - - - - - -	<i>Y</i>	-·-·-·-·-
<i>7</i>	- - - - -·-·	<i>zero</i>	- - - - - - - - -	<i>Q</i>	- - - - -·-
<i>Ö</i>	- - - - -·	<i>A</i>	·- -	<i>è</i> }	·-·-·-·-·
<i>8</i>	- - - - -·-·	<i>U</i>	··-·-	<i>é</i> }	
<i>9</i>	- - - - -·-·-·	<i>V</i>	··-·-·-	<i>ê</i>	-·-·-·-·
<i>C</i>	-·-·-·	<i>4</i>	····-·-	<i>ñ</i>	- - - - -·-·-

<i>Punto</i>	}	..... (opp)	<i>Doppio tratto di separazione</i>	-----
		-----		
<i>Virgola</i>	}	-----	<i>Lineetta</i>	-----
		.....	<i>Segno + (fine trasmissione)</i>	.....
<i>Punto interrogativo</i>		..-....	<i>Chiamata (inizio trasmissione)</i>	-----
<i>Punto esclamativo</i>		-----		-----
<i>Due punti</i>		-----	<i>Capito</i>	.....
<i>Punto e virgola</i>		-----	<i>Attendere</i>	.....
<i>Apostrofo</i>		-----	<i>Invito a trasmettere</i>	-----
<i>Virgolette</i>		.....	<i>Fine del discorso -</i>	
<i>Parentesi</i>		-----	<i>Fine</i>	-----
<i>Frazione</i>		-----	<i>Ripetiz. del gruppo</i>	.....
		-----	<i>Ricevuto</i>	.....





## 1) Misura delle lunghezze d'onda coi fili di Lecher

Con le onde ultracorte, a partire da circa 3 m si ha, contrariamente a quanto si verifica con le onde corte, una semplice possibilità di determinare sperimentalmente le lunghezze d'onda di onde metriche, decimetriche e centimetriche. Si tratta di una misura diretta di lunghezze d'onda, e precisamente si effettua con l'aiuto di una così detta "Linea di Lecher". Questa è costituita da due fili tesi paralleli di circa 1 mm di diametro, distanziati di circa  $15 \div 30$  mm. È importante che la distanza tra i fili su tutta la lunghezza, che deve essere almeno 2 o 3 volte la lunghezza d'onda da misurare, si mantenga ovunque costante. La precisione delle misure dipende essenzialmente dai due fattori menzionati. Da quanto ora detto risulta il motivo per il quale questo metodo di misura deve essere limitato alle onde metriche più basse, infatti già con un'onda di 3 m la lunghezza minima della linea dovrebbe essere di 6 m, ma se si vuole una maggior precisione di misura si dovrebbe fare tale lunghezza di circa 10 m. La distanza fra i due conduttori della linea determina lo smorzamento del sistema, precisamente: l'irradiazione (qualsiasi sistema aperto di fili irradia, notoriamente) diviene tanto minore, quanto più piccola è la distanza.

Vediamo ora il comportamento caratteristico delle linee di Lecher.

Eccitando la linea di Lecher con un generatore di alta frequenza, ad es. un circuito oscillatorio trasmittente,

come indica la fig. 1, si formano sui conduttori in seguito a riflessione ai loro estremi, delle "onde stazionarie". Queste onde stazionarie si originano sempre agli estremi della linea; all'estremo aperto si forma un ventre di tensione ed un

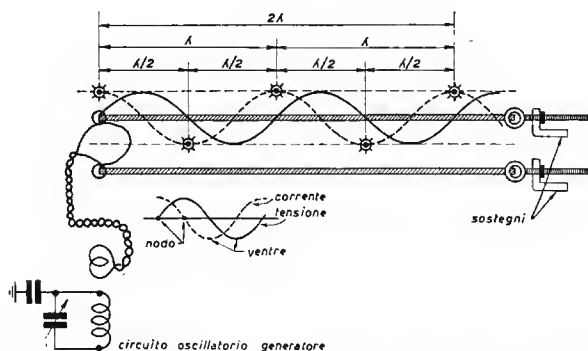


Fig. I - Misura delle lunghezze d'onda con linea di Lecher

corrispondente nodo di corrente, all'estremo chiuso invece si forma un nodo di tensione ed un corrispondente ventre di corrente.

È ora interessante notare che queste onde stazionarie, a motivo della relazione fra corrente e tensione su entrambi i conduttori, possono essere utilizzate per la misura delle lunghezze d'onda menzionata in principio. Nella fig. 1 questa ripartizione della tensione e della corrente è molto chiaramente disegnata. Si formano dunque sulla linea alla distanza di una semilunghezza ( $\lambda/2$ ) d'onda un ventre di tensione ed un nodo di corrente, e ciò si ripete regolarmente per tutta la lunghezza della linea. Come si è detto i massimi di tensione e i minimi di corrente possono essere utilizzati per la misura delle lunghezze d'onda.

È molto facile mettere in evidenza in un ventre di corrente l'esistenza di corrente anche molto debole, mediante una lampadinetta luminescente disposta in una spira chiusa. Spostando questa spira provvista dell'indicatore luminoso lungo la linea di Lecher, la lampadina si illumina sempre a distanze regolari di  $\lambda/2$ . La distanza fra due massimi di luminosità è uguale a mezza lunghezza d'onda. Per ottenere in qualche modo la necessaria precisione, si ripete varie volte la misura lungo la linea, quindi si fa la media delle distanze tra i massimi misurate col metro rigido. La media è tanto più precisa, quanto più lontane si effettuano le misure dall'estremo della doppia linea influenzato dal generatore. Se l'indicazione non è abbastanza evidente, si raccomanda di variare opportunamente l'accoppiamento. Quanto più debole è la corrente ricevuta e quanto più lasco è l'accoppiamento, tanto più precisa è l'indicazione. Naturalmente possono essere utilizzate per la misura altrettanto bene le distanze fra due minimi di accensione della lampadina. I rilievi fatti con la luce in diminuzione (spegnimento della lampadina) sono forse da ritenersi più attendibili. Se invece dei ventri di corrente o dei nodi di tensione, si vogliono utilizzare dei ventri di tensione o dei nodi di corrente, si raccomanda l'impiego di un voltmetro a valvola per la misura. In questo caso si individuano dei massimi nei ventri di tensione o dei minimi nei nodi di corrente molto ben controllabili. Si faccia attenzione che il piano della spira chiusa o i morsetti dell'indicatore siano perpendicolari alla linea. La precisione della misura col sistema di Lecher può raggiungere anche il  $\pm 1\%$  circa. Nella realizzazione pratica dei sistemi di Lecher si tenga ben presente che i fili devono essere il più possibile tesi e disposti in spazio libero. Se non vi è questa possibilità, come quando i fili devono essere disposti su un sopporto di legno o su una parete di una camera, si devono distanziare al minimo indiscusso di 5 cm.

## 2) Determinazione della frequenza per mezzo di circuiti di assorbimento

L'uso della linea di Lecher per la misura delle lunghezze d'onda risulta poco agevole e richiede molto tempo. Si ricorre perciò a trovare un circuito oscillatorio dimensionato per il campo di frequenza interessato, col metodo di Lecher, quindi lo si usa per una grossolana valutazione della frequenza. Vogliamo chiarire questo punto: mentre il sistema di Lecher fornisce le misure delle lunghezze d'onda, tutti gli altri metodi forniscono le misure di frequenze.

La trasformazione segue dalla relazione:

$$\frac{300}{\lambda (m)} = (\text{in MHz})$$

Il principio per la misura di frequenze per mezzo di un circuito di assorbimento, che nel caso più semplice è formato solo da una bobina e da un condensatore, riposa sul fatto che questo così detto circuito assorbitore sottrae o assorbe al circuito oscillatore del generatore da misurare, una parte della sua energia quando siano reciprocamente accoppiati ed accordati entrambi alla stessa frequenza. Si presuppone naturalmente che l'oggetto da misurare sia un circuito generatore. L'assorbimento di energia deve essere opportunamente limitato, perchè con accoppiamenti troppo stretti le oscillazioni possono disinnescarsi completamente, come quando si determina la frequenza nei ricevitori. In questo caso si accoppia strettamente dapprima il circuito assorbitore all'oscillatore del ricevitore, per modo che alla sintonia le oscillazioni si spengono. Girando ulteriormente il comando di accordo dell'assorbitore di alcuni gradi della sua scala, si fa ricomparire l'oscillazione. L'innescio e il disinnesco si manifestano con un "cnac" chiaramente udibile. Quanto

più ora si rende lasco l'accoppiamento, tanto minore diviene la distanza fra le posizioni di entrambi i "cnac", finchè questi vengono praticamente a coincidere. In corrispondenza di questa posizione si determinano poi entrambe le frequenze dell'oscillatore.

Il punto di risonanza si può anche determinare inserendo nei circuiti di griglia ed anodo un milliamperometro. Mentre il misuratore di corrente anodica indica un massimo alla risonanza, la corrente di griglia cade a un minimo. Nella massima parte dei casi si correda il circuito assorbitore di uno strumento indicatore, per ottenere in modo semplice un'indicazione, che possa essere osservata rapidamente. Per la determinazione della frequenza di oscillatori dei ricevitori o di generatori di piccola potenza, si inserisce, a questo scopo, nel circuito di misura, oltre ad un piccolo raddrizzatore per strumenti di misura, un sensibile strumento a bobina mobile, di circa  $100\mu\text{A}$  di fondo scala, (ossia della portata di circa  $100\mu\text{A}$ ). Lo strumento deve essere cortocircuitato per le alte frequenze. Ci si può attendere una precisione dell'indicatore maggiore, quanto più sensibile è lo strumento. Quale raddrizzatore nel campo delle O.U.C. è raccomandabile un diodo a cristallo, come quello impiegato nell'apparecchiatura di modello di fig. 2. Questa apparecchiatura composta sarà ancora descritta alla fine del paragrafo sui frequenzimetri ad assorbimento. Nelle misure di frequenza su circuiti oscillatori trasmettenti si raccomanda invece di impiegare nei circuiti di misura per l'indicazione preferibilmente una lampadina luminescente di notevole carica-bilità, per risparmiare di sovraccaricare il sensibile strumento indicatore o il diodo a cristallo. Con lo stesso risultato si può usare per l'indicazione un tubo a scarica luminosa, che deve essere disposto in parallelo al circuito, contrariamente alla lampadina luminescente che è collegata in serie nel circuito di misura.

Per ritornare ancora una volta sull'accoppiamento del circuito assorbitore, diremo che esso deve essere effettuato nella maggior parte dei casi induttivamente. Quanto più lasco è l'accoppiamento, tanto più univoca diviene l'indicazione. Costruttivamente si dispongono le cose per solito in modo che si monta la bobina al di fuori di una cassetta, dentro la quale trova posto il condensatore, per avvicinarsi

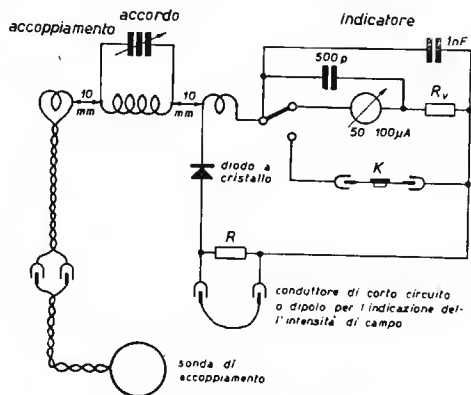


Fig. 2 - Circuito di assorbimento per le misure delle frequenze

poi con la cassetta sufficientemente al circuito oscillatorio dell'elemento da misurare, oppure in modo da montare entrambi all'interno della cassetta, si predispose poi anche una bobinetta supplementare, di accoppiamento, che attraverso ad una linea, porta ad una bobinetta sonda, che può facilmente essere introdotta anche in luoghi malamente accessibili.

Circa la pratica fabbricazione di un simile ondometro ad assorbimento, si deve dire che esso deve essere costruito solo con componenti di alta qualità, perchè l'acutezza di risonanza di un circuito oscillatorio è piccola colle onde ultracorte che qui interessano.

Per la costruzione i raccomandano in ispecial modo i condensatori variabili a farfalla provvisti di lamine argentate. La bobina, o le bobine quando si vuol prendere varie gamme d'onda commutabili, sono avvolte in aria con filo di rame argentato, forte, di  $2 \div 3$  mm (di diametro), per mantenere rigidamente la loro forma. Così si possono fabbricare, con le variazioni del condensatore variabile e con la commutazione delle bobine, ondometri a commutatore per frequenze da 50 a 300 MHz. Sebbene la precisione della determinazione delle frequenze per mezzo dell'ondometro ad assorbimento non raggiunga quella dei frequenzimetri a tubi elettronici non ancora descritti, tuttavia tale ondometro si trova in ogni stazione di dilettante in radiotrasmissione. Il suo pregio consiste nella determinazione univoca della frequenza fondamentale mentre coi frequenzimetri a valvola ci si può già sbagliare nella valutazione del numero dell'armonica. Lo schema del circuito di assorbimento mostrato in fig. 2 richiede una più precisa illustrazione. In questo schema il circuito principale di sintonia è galvanicamente separato dal circuito indicatore e dalla bobina di accoppiamento ed è accoppiato solo lascamente alla bobina di accoppiamento per mantenere piccola la dissintonia. La bobina di accoppiamento fa capo ad una spira sonda che può agevolmente essere avvicinata all'oscillatore a radiofrequenza o a qualsiasi circuito oscillatorio emittente RF. L'alta frequenza indotta sul circuito assorbitore viene portata in risonanza con questo e attraverso la bobina di accoppiamento viene addotta al circuito indicatore che è provvisto di un diodo a cristallo e chiuso sopra un sensibile microamperometro. Passando colla commutazione dallo strumento alla cuffia si avverte nell'auricolare, nella misura della frequenza, lo zero o annullamento dell'oscillazione, secondo il metodo dell'interferenza.

CARATTERISTICHE DEI DIODI A CRISTALLO

Tipo	Tensione inversa a 1 mA di corr. inv. [V]	Corrente minima a + 1 V [mA]	Osservazioni e usi	Dimens. [mm]	Peso [g]
BN6	3 ... 6	4	Ricevitori di alta qualità per radio-diffusione circolare e per O.U.C.	13 × 4 Ø	1
BN15	8 ... 15	3	Come BN6. Diodo per misure.	13 × 4 Ø	1
BH30	20 ... 30	3	Molti usi	13 × 4 Ø	1
BH60	40 ... 60	3	Alta tensione di bloccaggio.	13 × 4 Ø	1

Capacità max. 0,2 pF; Corrente max. in senso diretto 30 mA; Induttanza  $6 \cdot 10^{-3} \mu H$ ; Intervallo di temperatura  $-20 \dots +60^\circ C$ . Stabilità meccanica 10 g.

Catodo (cristallo di Germanio) contrassegnato con un punto blu.

Il circuito indicatore può servire anche come misuratore di intensità di campo, quando si sostituisca al conduttore di corto circuito un dipolo ausiliario. Nello strumento di modello mostrato in fig. 3 è stato impiegato un diodo a cristallo tipo BN della ditta Ing. W. Bull, Planegg di Monaco, diodo che possiede un'eccellente sensibilità. I diodi al Germanio che questa ditta può fornire sono elencati nella precedente tabella.



Il circuito risonante può essere così composto, che è possibile coprire facilmente la gamma 2 metri dei dilettanti e la gamma 3 m della radio diffusione, impiegando una capacità di circa 15pF e una bobina di 3 — 4 spire di filo rame  $\varnothing$  1,5 mm, del diametro di circa 12 mm. L'apparecchio è fornito senza schermature: eventualmente può rendersi necessario contro l'influenza della capacità della mano, l'uso di un prolungamento ceramico per il comando del condensatore variabile. La scala dell'ondametro può essere tarata direttamente in MHz.

### 3) Misure di frequenza di precisione coll'oscillatore per falla di griglia (Grid-Dip oscillator)

Parlando dei circuiti di assorbimento si è già ricordato che un circuito oscillatorio accoppiato a un generatore, sottraendogli energia, richiama un massimo di corrente anodica, o un minimo di corrente di griglia. Una volta sta-

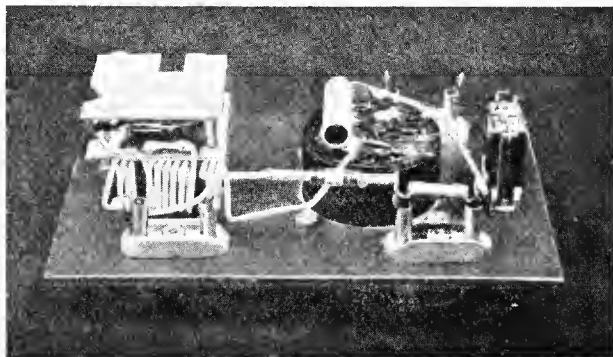


Fig. 3 - Vista del cablaggio del circuito di assorbimento

bilita la precedente misura, sorge l'idea di trasformare invertita l'apparecchiatura suddetta, perchè in tal caso si ha la possibilità di effettuare misure di frequenza anche in circuiti non generatori, come avviene in particolare per la maggior parte dei componenti dei radioricevitori. Si fabbrica allora un piccolo oscillatore e si dispone nel circuito di griglia, poichè l'indicazione della corrente di griglia è univoca, uno strumento indicatore. Ora oscilla anche lo stesso circuito, che effettua la determinazione della frequenza, e questa volta viene ad esso sottratta energia da parte del circuito oscillatorio da misurare, ne consegue che nel caso di risonanza si verifica un minimo evidente della corrente di griglia.

Questa possibilità offre dei vantaggi veramente essenziali, infatti si possono provare anche circuiti di ingresso, o di frequenza intermedia nell'intorno della loro risonanza, senza che il circuito stesso debba cedere energia. Uno schema di tale principio è mostrato in fig. 4. L'oscillatore oscilla secondo lo schema ultraudion, che innesca molto facilmente.

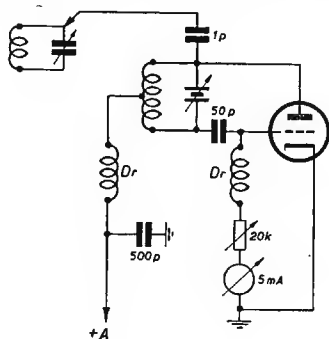


Fig. 4 - Oscillatore per «Grid-Dip» (per falla di griglia)

Va da sè che si può impiegare anche qualsiasi altro schema di oscillatore appropriato allo scopo. Come tubi si può usare qualunque triodo ancora capace di oscillare nel campo dell'O.U.C., oppure un pentodo collegato a triodo. Per ottenere un apparecchietto portatile si raccomanda soprattutto l'uso di tipi di tubi di minimo ingombro, come i triodi a ghianda 955, 4671 o DS 311. Il campo di misura (la portata) dello strumento da adottare non è critica, perchè la corrente indicatrice può essere variata col regolatore di 20 k $\Omega$ , secondo diversi rapporti. Anche coll'oscillatore " Grid-Dip " noi troviamo ancora un'unica indicazione alla frequenza fondamentale, quando entrambi i circuiti pervengono alla loro frequenza propria, senza che l'indicazione sia confusa dalle armoniche. L'accoppiamento fra i due circuiti può essere o induttivo o capacitivo. In fig. 4 si indica la possibilità dell'accoppiamento capacitivo effettuato con un piccolo condensatore di 1pF. La reazione rimane piccola in tal caso. L'accoppiamento induttivo può essere realizzato secondo i principi già esposti per mezzo di bobina supportata da guide, o con bobina di accoppiamento o bobina sonda. Chi non vuole o non può prevedere l'impiego di un extra strumento, applichi all'apparecchio due semiscatoline in cui può essere collocato un ordinario strumento di tipo universale già esistente.

Anche per le misure di frequenza col misuratore Grid-Dip vale la legge fondamentale: quanto più lasco è l'accoppiamento, tanto più netta è l'indicazione.

Quando la precisione della misura deve essere molto spinta, per es. la taratura di un circuito oscillatore deve presentare una notevole precisione, non si deve trascurare nella costruzione dell'apparecchiatura i punti di vista già ricordati e che sono di aiuto. Per parlare ancora del circuito oscillatore si consiglia di usare una scala di buona precisione di lettura, un condensatore variabile ben posizionato,

tensioni di alimentazione stabilizzate, come pure tensioni anodiche comprese fra 100 e 150 V.

Oltre la suddetta possibilità di determinare la frequenza di risonanza di circuiti oscillatori non eccitati, col metodo di misura del Grid-Dip si offrono anche le possibilità dello allineamento di circuiti oscillatori, come pure delle misure di induttanza e capacità, quando si disponga di induttanze e capacità campioni normalizzati.

Mentre le induttanze e incognite si possono determinare colla relazione:

$$L \text{ (}\mu\text{H)} = \frac{25330}{C \text{ (pF)} \cdot f^2 \text{ (MHz)}},$$

le misure di capacità si possono effettuare col seguente metodo: si debba per es. determinare la capacità risultante di un circuito oscillatorio, si segue dapprima una misura di frequenza col misuratore Grid-Dip. Indichiamo con  $f_1$  la frequenza così determinata. Si aggiunge ora una capacità supplementare  $C_z$  di valore noto con tolleranza stretta, si determina nuovamente la frequenza e si indica il risultato con  $f_2$ . La capacità risultante  $C$  del circuito incognita e ricercata, si ottiene poi colla seguente relazione:

$$C = C_z \cdot \frac{1}{\left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2 - 1}$$

Il seguente esempio illustra il calcolo:

$$\begin{aligned} f_1 &= 150\text{MHz (C)} \\ f_2 &= 140\text{MHz (C + C}_z\text{)} \\ C_z &= 2 \text{ pF} \end{aligned}$$

$$C = 2 \cdot \frac{1}{\left(\frac{150}{140}\right)^2 - 1} = \frac{2}{1,147 - 1} = 13,6 \text{ pF}$$

#### **4) Misure di frequenza secondo il principio di sovrapposizione per mezzo del frequenzimetro a tubi elettronici**

Tutti i dispositivi fin qui descritti per la determinazione della frequenza soggiacciono al fatto che la precisione presenta dei limiti di tolleranza, che sono in verità sufficienti per certi determinati scopi, ma sono assolutamente insufficienti per altri, come ad es. la rigorosa determinazione dei limiti di gamma nelle bande dei dilettanti. Ciascun dilettante deve perciò possedere, oltre i mezzi ausiliari fin qui descritti per la determinazione della frequenza, anche un frequenzimetro a valvole, col quale si possono eseguire misure di frequenza col metodo delle interferenze. La frequenza da misurare viene portata in sovrapposizione colla frequenza dell'oscillatore ausiliario e si sente nel ricevitore il tono del battimento così determinato. All'annullarsi del battimento la frequenza dell'oscillatore ausiliario eguaglia indiscutibilmente quella del ricevitore. Col metodo interferenziale si possono determinare non solo la frequenza fondamentale, ma anche tutte le armoniche udibili, per le quali il campo di frequenze si allarga notevolmente. Questo fatto comporta senza dubbio, il pericolo, che ci si può ingannare sul numero d'ordine delle armoniche, per cui è indicato, con il frequenzimetro ad interferenza, l'uso di un circuito assorbitore o di un grid-dip. Con un frequenzimetro a valvole esattamente tarato è in ogni momento possibile orientarsi con grande precisione nelle gamme dei dilettanti evitando il pericolo di oltrepassare colle emissioni i limiti di banda.

Facendo attenzione da tutti i punti di vista necessari, le precisioni ottenibili sono comprese fra  $+ 0,1$  e  $- 0,01$  %, quando si fa oscillare l'oscillatore su una frequenza fonda-

mentale bassa e si lavora nelle gamme più alte con le armoniche. A titolo di controllo si avrà sempre alla mano il circuito assorbitore. Se necessario, a questo modo, si può anche lavorare con le armoniche, che vengono irradiate con maggior intensità dal frequenzimetro nel campo delle onde corte. Naturalmente l'ampiezza diviene sempre più piccola all'aumentare del numero d'ordine, per modo che è desiderabile avere in dotazione un oscillatore separato per la gamma desiderata delle O.U.C.

Quando l'oscillatore deve lavorare ad una frequenza fondamentale relativamente già alta, per ottenere la desiderata stabilità, si deve ricorrere per la generazione di oscillazioni al principio del sistema in controfase. La fig. 5

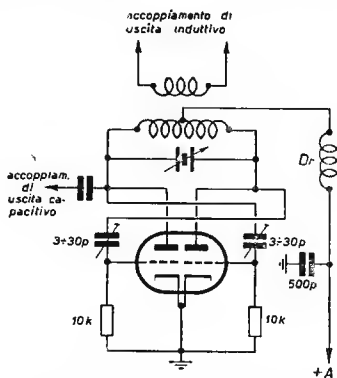


Fig. 5 - Oscillatore bilanciato come circuito di generatore di prova.

mostra lo schema di un semplice oscillatore in opposizione. La potenza R F generata col tubo elettronico ivi adottato è di circa 1 W. Lo schema non presenta particolarità degne di nota.

Per ottenere una determinazione precisa in vari campi di frequenza, si raccomanda di disporre le varie bobine in modo che siano commutabili, e precisamente di impiegare il più possibile un commutatore di bobine a tamburo rotante, per ottenere i collegamenti il più brevi possibile. Per qualsiasi tipo di commutatore di bobine, ma in particolare per commutatori di gamme in qualunque tipo di strumento di misura, che lavorano con circuiti accordati, si sono dimostrati superiori quelli mostrati in fig. 6.

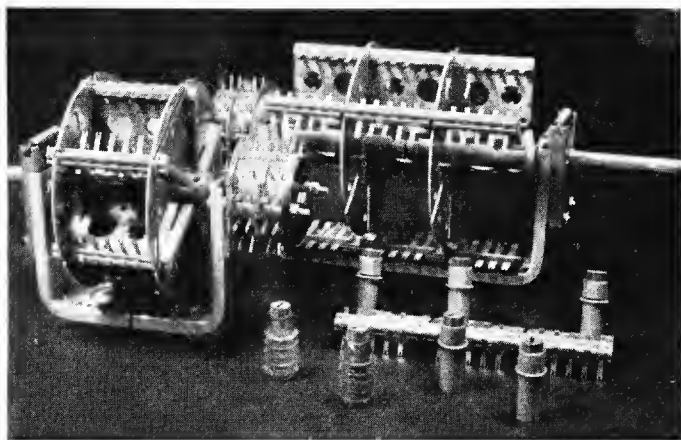


Fig. 6 - Commutatori a tamburo per uno e per tre circuiti.

Oltre alla tipica esecuzione meccanica, si deve notare che i contatti di commutazione sono compensati sulla superficie strisciante, per modo che permettono sempre un'indiscutibile sicurezza di contatto, il che è di somma importanza alle O.U.C. I commutatori revolver di bobine della Görler sono preferibili nel campo delle O.U.C.

Se si prevede una sola gamma ben determinata, si raccomanda di adottare una bobina ceramica con avvolgimenti argentati a fuoco. Il condensatore variabile deve essere collocato opportunamente e connesso alla scala per mezzo di un dispositivo meccanico privo di giochi. Se non si ha a disposizione un bobina ceramica, si avvolgono le spire tese sopra un corpo ceramico di diametro conveniente, al quale gli avvolgimenti possano più tardi venir ancorati saldamente. In entrambi i compensatori a stantuffo di 3 ... 30 pF si deve indicare il grado di accoppiamento inverso. Il valore delle resistenze di entrata in griglia devono essere adattate al tipo di tubo prescelto. La corrente impulsiva, con una tensione anodica di circa 150-180 V, si legge sopra un milliamperometro inserito nel circuito di placca, quando si innescano le oscillazioni. Naturalmente sarebbe errato voler tarare grossolanamente questo generatore col metodo di Lecher, perchè qui vogliamo raggiungere una maggiore precisione.

Questa presuppone, che siano una volta per sempre elencate nell'apparecchio tutte le fonti di errore, che possono modificare una taratura inizialmente anche molto buona, ciò significa che la taratura esattamente eseguita, deve conservarsi anche lungamente nel tempo. Quali fonti di errori si possono qui presentare?

Come prima cosa si deve effettuare una costruzione meccanica, e ciò deve sempre essere ripetutamente detto, compatta assolutamente. Secondariamente si devono assolutamente stabilizzare i regimi impulsivi; basta in questo caso l'uso di uno stabilizzatore del tipo STV 150/20, che con una tensione di 150 V assorbe in corrispondenza la corrente di circa 20 mA. Per ogni singolo caso si deve stabilire se sia necessario stabilizzare anche la tensione di accensione. Nella costruzione dell'apparecchio è della massima importanza che il tubo generatore sia così disposto, da evitare un



surriscaldamento degli elementi del circuito oscillatorio in ogni caso. Il miglior partito è di disporre il tubo al di sopra del telaio, mentre tutte le altre parti trovano posto al di sotto dello stesso. Quando si vuole far oscillare il generatore di frequenza sulle frequenze fondamentali alte della banda di 3 o di 2 metri, si raggiunge la desiderata precisione solo alle condizioni da tenersi presenti al massimo grado, e che sono illustrate qui appresso. Come circuito oscillatorio in questo caso si deve prevedere un sistema di Lecher che consta di stecche ceramiche argentate alla superficie. E' vantaggioso dare a queste asticcioline argentate, oltre all'argentatura superficiale, anche un deposito galvanico rinforzato di argento, che può essere lucidato senza pericolo, per ottenere un'alta cifra di merito. I componenti ceramici hanno un coefficiente di temperatura solo debolmente positivo, che può venir compensato con un piccolo condensatore fisso avente coefficiente di temperatura opposto. Il condensatore di accordo deve essere scelto nell'esecuzione di forma minima. La distanza delle astine ceramiche di Lecher deve essere di 20-30 millimetri, calcolata da mezzzeria a mezzzeria, e deve essere sempre costante. L'ideale sarebbe che il sostegno fosse nei suddetti cavallotti, in cui la posizione potesse mantenersi invariabile. Sarebbero qui assai utili anche dei ponticelli ceramici per la sintonia con riportata un'argentatura per il corto circuito. Nella realizzazione di questi circuiti oscillatori di Lecher si badi a mantenere sufficienti e simmetriche distanze rispetto agli elementi schermanti presenti nell'ambiente.

Soprattutto non devono essere collocati in vicinanza del circuito oscillatorio di Lecher elementi accoppiatori o eccitatori. La lunghezza di una tale linea di Lecher si valuta per una frequenza di riferimento di 145 MHz, equivalente a circa 15 cm di lunghezza. Qui assume importanza il carico capacitivo dovuto alle capacità interelettrodiche di circa

20 pF dei tubi elettronici. La resistenza alla risonanza e la qualità alla risonanza di un simile circuito oscillatorio di Lecher sono certamente importanti, specialmente quando si carica il circuito con piccola capacità e si adotta in conseguenza un sistema di Lecher di maggior lunghezza.

### **5) Misure di tensione a R F col voltmetro a tubo elettronico (voltmetro a valvola)**

Il voltmetro a valvola si è dimostrato un mezzo ausiliario molto utile in tutte le stazioni di dilettanti, quando si debbano effettuare misure di tensione R F su circuiti di oscillatori per la determinazione della grandezza dell'ampiezza dell'oscillazione da applicare al mescolatore, o quando si tratti di dosare l'entità della necessaria tensione alternativa di griglia negli amplificatori in trasmissione. Oltre a ciò i voltmetri a valvola sono necessari nella taratura dei ricevitori super-eterodina M A - M F e nella misura di tensioni di alta frequenza nei circuiti risonanti e nei filtri. Ciascun voltmetro a valvola è caratterizzato per gli usi del campo di misura (portata), poi dalla resistenza ohmica di entrata alle diverse scale, come pure dalla gamma di frequenze secondo la resistenza capacitiva di entrata. Mentre con un semplice voltmetro a diodo la sensibilità è contenuta in stretti limiti e principalmente è determinata dallo strumento adottato, vi sono naturalmente schemi complessi, coi quali la sensibilità può essere resa notevolmente alta. Per le misure comuni può bastare un semplice voltmetro a diodi di portata adeguata, per es. come quello mostrato in fig. 7.

Per lavorare nella gamma delle O.U.C. si deve adottare un diodo O.U.C. come menzionato o doppio diodo. E' importante che vi sia una piccola capacità fra anodo e catodo,

perchè questa capacità determina la resistenza apparente del dispositivo di misura, come pure importa che l'induttanza del collegamento anodico sia minima, in tal modo l'errore di misura rimane contenuto entro limiti ristretti.

Nelle misure nel campo delle alte frequenze i risultati delle misure stesse sono sempre falsati dall'effetto del tempo di transito, e precisamente ne consegue che si legge un valore di tensione minore. Per contro un'induttanza troppo grande dei collegamenti all'anodo comporta un aumento dell'indicazione della tensione. Per ottenere la capacità di entrata

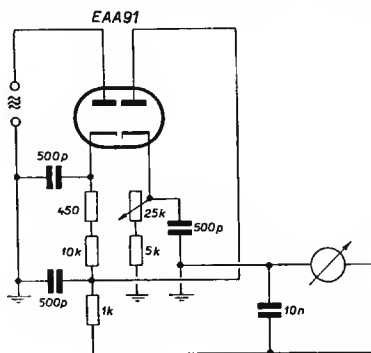


Fig. 7 - Voltmetro per O.U.C. e R F con doppio diodo

più piccola possibile, si sfrutta la sezione a sinistra di un tubo EAA91, o LG1, o RD12GA in circuito serie. Per usare lo strumento con varie portate bisogna cambiare la resistenza di 10 kΩ inserita nel circuito di catodo, con altre, che possono anche essere predisposte a commutazione.

Dallo schema appare che il dispositivo non differisce in modo essenziale da quello per le basse frequenze. Lo smorzamento ohmico di entrata al contrario diviene capacitivo,

il che influisce sempre sull'andamento della risposta in frequenza e quindi sulla precisione delle indicazioni alle alte frequenze, e gioca in questo caso un ruolo secondario, sebbene non debba scendere sotto i  $25\text{ k}\Omega$  alle portate minori. Colle resistenze equivalenti di risonanza di per sè piccole del circuito O.U.C., lo smorzamento perde importanza. In questo caso assume maggior peso, come già detto, la resistenza di entrata, che pure è dipendente dalla frequenza, principalmente a motivo della capacità di ingresso dell'apparecchio. La sua entità non dovrebbe superare i  $2\text{ pF}$ , per non falsare sostanzialmente il risultato della misura. Per ottenere una capacità di entrata estremamente piccola con un diodo termoionico, che pure già corrisponde, massimamente alla capacità stessa di entrata del tubo è necessaria una conveniente costruzione. In particolare si raccomanda di portare il terminale anodico del diodo di misura direttamente al punto di misura. Ciò è possibile solo quando il tubo stesso è disposto in una testina sonda, che contiene solo il condensatore di accoppiamento, e che è connesso mediante conduttori flessibili alla necessaria cassetta di servizio, che contiene tutti gli altri componenti. In questo caso si può usare, invece del doppio diodo mostrato in fig. 7, due semplici diodi, p. es. EA50, perchè si usa disporre nella testina di misura solo il diodo misuratore vero e proprio. La metà di destra del diodo serve a compensare la corrente di riposo del diodo misuratore. La corrente di compensazione viene stabilita per mezzo del potenziometro  $25\text{ k}\Omega$ . Alle alte frequenze le misure di tensione devono essere eseguite con grande diligenza, principalmente nella precisa definizione del punto di terra, perchè ogni benchè piccola lunghezza di conduttore comporta una componente induttiva, che può falsare il risultato della misura. Con l'adozione di due diodi separati del tipo EA50 o VR92 si devono prevedere degli avvolgimenti di accensione separati, che devono

essere realizzati intrecciati. Si raccomanda di schermare staticamente gli avvolgimenti di accensione rispetto all'avvolgimento primario del trasformatore di alimentazione. I collegamenti di accensione devono essere bloccati a massa sempre con 300 pF direttamente sullo zoccolo del tubo elettronico. La resistenza di 450  $\Omega$  nel circuito di catodo del diodo di misura, deve proteggere il catodo dal sovraccarico provocato da impulsi introdotti coll'applicazione di una alta tensione continua. A questo scopo il conduttore di collegamento fra i resistori 450  $\Omega$  e 10  $\Omega$  deve esser fatto di lunghezza ragionevole (circa 30-50 cm) e deve essere fatto passare lungo il telaio, per modo che una grande capacit  di questo conduttore viene connessa a massa.

La taratura del voltmetro a valvola si effettua con una tensione a una frequenza media, che giace fra 50 e 75 kHz; in mancanza d'altro si pu  anche usare la frequenza di rete a 50 Hz.

## **6) Misure di sensibilit  con generatore di disturbi (o di rumore)**

Nel volume 1<sup>o</sup>: Tecnica della ricezione alle O.U.C. (\*)   gi  stato avvertito, che una determinazione della sensibilit , che   utile per i ricevitori della radiodiffusione circolare, perde significato alle O.U.C., perch  essa pu  dire qualcosa solo sulla amplificazione del ricevitore, ma non dice proprio nulla sulla tensione di entrata che deve essere adottata in rapporto ai disturbi di rumorosit , che si verificano alle O.U.C. e che in parte sono generati da fonti disturbanti esterne o interne.

---

(\*) N. 1081 di questa raccolta.

Per stabilire con sicurezza i limiti di sensibilità di un ricevitore, questi parassiti disturbanti devono essere riguardati attentamente, quando si vuole avere un'immagine chiara delle sue proprietà funzionali.

Così p. es. si deve almeno riprodurre la stessa intensità di rumore, oppure raggiungere la medesima tensione all'uscita del ricevitore, pari a quella dimostrata dal segnale disturbante nel ricevitore, usando un segnale telegrafico non modulato. Segnali modulati devono produrre un'intensità di rumorosità 2 o 3 volte maggiore in confronto a quella dei segnali non modulati. Nel campo delle O.U.C. si stabilisce perciò il limite della sensibilità utile con impreciso valore dell'entrata, per il quale il rapporto tensione di segnale/tensione di disturbo diviene = 1.

Questa definizione è necessaria, perchè nel campo delle O.U.C. la rumorosità propria del ricevitore limita la tensione di entrata utile, che con un rapporto minore di 1 : 1 finisce per scendere sotto il livello dei disturbi. Ne consegue che la tensione di rumore è proporzionale alle larghezze di banda, cioè il rapporto tensione di segnale/tensione di disturbo diviene particolarmente sfavorevole, quando si ha a che fare con grandi larghezze di banda, come avviene nella maggior parte dei casi nei ricevitori di O.U.C. La misura della sensibilità col generatore di rumore consiste allora nello stabilire con quale tensione utile all'entrata del ricevitore, alla cui impedenza di entrata deve essere applicata, si viene a raddoppiare la uscita da misurare ai terminali di uscita del ricevitore.

Per la determinazione dell'uscita di rumore di un ricevitore per O.U.C. ci si serve utilmente di un cosiddetto generatore di rumori, che può fornire piccolissime tensioni entro uno spettro molto ampio di frequenze, il quale può estendersi nel campo delle ultra alte frequenze. Invece che alla suddetta tensione di disturbo è consuetudine riferirsi alla rumorosità che si computa in unità  $kT_0$  ( $k$  = costante di Boltzmann =  $1,38 \cdot 10^{-23}$  W sec/° assoluto;  $T_0$  = temperatura

assoluta in gradi Kelvin),  $1 kT_0$  rappresenta la minima rumorosità teorica da ottenere con un ricevitore ideale privo di disturbi propri. Quanto maggiore diviene la cifra di rumore, che secondo il rapporto ideale è uguale a 1, tanto più scadente risulta il ricevitore sotto misura. La fig. 8 indica lo schema di un simile generatore di rumore per le misure di sensibilità nel campo delle O.U.C.

Lo spettro di rumori, che viene addotto al ricevitore come tensione utile succedanea, viene prodotto con un diodo ad accensione diretta, che viene portato nella zona di saturazione, per modo che la rumorosità prodotta risulta definibile. Un vantaggio è che nelle misure di sensibilità col generatore di rumore, la larghezza di banda non deve essere considerata così attentamente, come si doveva fare con un generatore di prova comune per O.U.C., poichè il valore effettivo della tensione di rumore si manifesta da se stesso attraverso la larghezza di banda del ricevitore. Bisogna assicurarsi che il diodo lavori realmente nella zona di saturazione, perchè allora la rumorosità prodotta rimane definibile dalle tensioni di lavoro impiegate. Variando la corrente di accensione l'emissione catodica e quindi l'am-

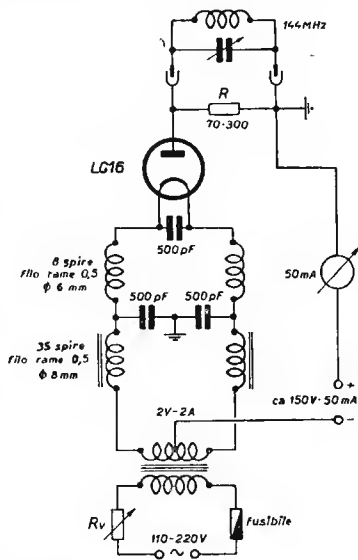


Fig. 8 - Generatore di rumore con diodo disturbatore.

piezza della corrente di rumore possono subire variazioni entro certi limiti. Si dice che un tubo lavora in condizioni di saturazione, quando con tensione anodica alta, una variazione di questa tensione non comporta più alcuna variazione della corrente anodica. Ciò può essere ottenuto in pratica solo con tubi ad accensione diretta provvisti di filamento al tungsteno o al torio. Vi sono a questo scopo speciali diodi, per es. il tipo SA101 o il tipo LG16 e LG17. Con un diodo LG16 si è progettato lo schema mostrato in fig. 8 di un generatore di rumore, il cui principio di funzionamento sarà spiegato qui di seguito. Lo schema in sè è molto semplice. Per la linea di accensione è necessario un trasformatore separatore, nel cui primario è inserito un reostato di alto carico per la variazione della tensione di entrata. Il valore del regolatore è di circa 3-5 k $\Omega$  con un carico di circa 2 W. I conduttori di accensione del tubo devono essere bloccati direttamente ai piedini dello zoccolo ed assolutamente ben fissati. I terminali per la corrente di accensione devono essere conformemente dimensionati, per poter sopportare il carico.

Nel circuito anodico del tubo si trova una conveniente resistenza esterna, che deve corrispondere all'impedenza di entrata dell'apparecchio da esaminare, ed è in conseguenza predisposta intercambiabile. Alle più alte frequenze si raccomanda l'uso di convenienti impedenze in forma di circuito oscillatorio piuttosto che di resistori chimici privi di induttanza. Oltre a ciò nel circuito anodico si trova un misuratore di corrente anodica di circa 50 mA, che più tardi può venire tarato direttamente in cifra di rumore. Come tensione anodica sono necessari circa 150 V/50 mA di tensione continua stabilizzata.

La corrente di rumore contenuta nella corrente continua anodica del diodo, produce ora nella resistenza esterna adattabile una corrispondente tensione di rumore, che viene



addotta al ricevitore per la misura. Si raccomanda qui di portare il più vicino possibile la sorgente di tensione di rumore, cioè il diodo, al punto di misura, per tener lontano durante la misura qualsiasi componente estraneo e dannoso, per ottenere anche alle alte frequenze dei risultati sicuri. In questo caso si possono effettuare misure con diodi appropriati fino ad alcune centinaia di MHz. Perciò è necessario disporre il diodo stesso in una sorta di capsula (o testina) sonda e raccogliere tutte i rimanenti componenti in una cassetta ausiliaria separata. La testina sonda e la cassetta ausiliaria devono essere collegate insieme con un cavo multiplo. Per la misura si deve ora connettere nel generatore di rumore quella resistenza di chiusura, che corrisponde all'impedenza di entrata del ricevitore sotto prova, e si devono collegare i morsetti di uscita del generatore di rumore col'entrata del ricevitore. La misura consiste ora in un confronto della rumorosità prodotta una volta dal ricevitore connesso alla resistenza di entrata, un'altra volta dal diodo di rumore stesso. Per effettuare la misura si connette all'uscita del ricevitore un indicatore a scala quadratica e dapprima non si accende il diodo. Si regola ora l'amplificazione del ricevitore in modo che la tensione di rumore applicata alla resistenza di entrata dia un valore facilmente leggibile. Si misura dapprima dunque la rumorosità propria del ricevitore. Poi si accende il diodo di rumore e si gira il regolatore fino a che la tensione di uscita indicata dal misuratore aumenta di 1,4 volte ( $\sqrt{2}$ ), ciò che equivale ad un raddoppiamento della rumorosità. In tal modo le correnti di disturbo da confrontare o le tensioni di rumore applicate alla resistenza comune, acquistano ugual valore in grandezza. Però, dato che i due risultati devono essere sommati vettorialmente, la tensione di uscita cresce solamente di 1,4 ( $= \sqrt{2}$ ) volte.

La rumorosità determinata con questo sistema corrisponde alla rumorosità propria del ricevitore, e si può dedurre direttamente la cifra di rumore in unità  $kT_o$ , dalla corrente indicata dal diodo, usando la relazione:

$$kT_o = \frac{2Id \cdot R}{100}; \quad Id = \text{corrente del diodo in mA} \\ R = \text{resistenza in } \Omega$$

Con una corrente anodica di 0,5 mA ed una resistenza  $R$  di 300  $\Omega$  si ha una sensibilità di:

$$\frac{2 \times 0,5 \times 300}{100} = 3 kT_o.$$

Per semplicità di lettura si può tarare la scala dello strumento indicatore della corrente del diodo direttamente

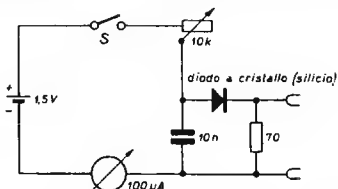


Fig. 9 - Generatore di rumore con un diodo a cristallo di silicio.

in unità  $kT_o$ , quando l'impedenza di entrata adottata abbia un valore fondamentale assegnato, diciamo 75 o 300  $\Omega$ . Alle suddette resistenze corrispondono allora due valori: 40 mA di fondo scala con impedenza 75  $\Omega$  e 10 mA di fondo scala per impedenza 300  $\Omega$ , valgono così per entrambi i campi gli stessi numeri  $kT_o$ , che possono essere impiegati anche per altre impedenze. Col generatore di rumore si deve fare attenzione a mantenere la più debole possibile la corrente del diodo necessaria per il raddoppiamento della

uscita ossia della tensione di uscita. Poichè la sensibilità limite dipende essenzialmente dal corretto dimensionamento dello stadio di entrata e dall'accoppiamento di antenna, si limita a questo stadio il lavoro di equilibratura.

Finora i diodi di rumore adatti erano ottenibili solo molto difficilmente, fortunamente ora la fabbrica di valvole Philips ha portato sul mercato un diodo apposito, e precisamente quello designato K81A. Il diodo ad accensione diretta col filamento di tungsteno richiede una tensione di accensione di 2 V max con una corrente di accensione di circa 2,5 A. La tensione anodica di esercizio raccomandata è di 90-150 V. La corrente del diodo è di 20 mA max, corrispondente ad una dissipazione anodica di 3 W max.

L'anodo come pure ciascun terminale del filamento di accensione nei diodi provvisti di zoccolo noval sono collegati ciascuno a 3 piedini, per modo che si ha una piccola induttanza dei collegamenti.

Se non si prevedono misure assolute di rumorosità, ma solo misure di confronto, si può fabbricare con mezzi semplicissimi un generatore di rumore con un diodo a cristallo di silicio. Il funzionamento riposa sul principio che il cristallo di silicio fornisce una considerevole tensione di rumore, tosto che una corrente continua viene inviata nel senso della conduzione.

Come alimentazione basta perciò una piccola cella di batteria di 1,5 V, la resa di corrente è di 100  $\mu$ A max. Il flusso di corrente attraverso al diodo viene regolato col potenziometro di 10 k $\Omega$ , (v. fig. 9) in modo che si legga all'uscita del ricevitore un valore doppio rispetto alla rumorosità propria del ricevitore.

La resistenza dell'impedenza collegata in circuito è di 70  $\Omega$  e viene cambiata secondo i valori necessari. Bisogna fare attenzione al carico del cristallo. I diodi a cristallo di silicio possono essere forniti dalla ditta S.A.F. (Fabbrica

apparecchiature della Germania del Sud GmbH) di Norimberga. La stessa ditta fabbrica anche diodi al germanio, come quello mostrato in fig. 10, e che sono illustrati nella

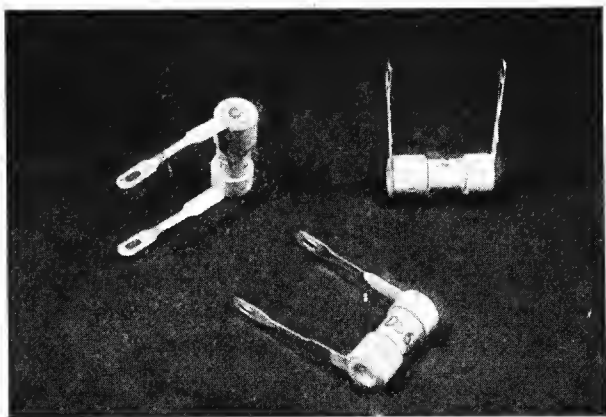


Fig. 10 - Diodo al Germanio SAF Norimberga.

seguinte tabella. Alla taratura deve essere regolato per la minima deviazione del  $\mu$ amperometro.

TABELLA

Tipo	Corrente minima a + 1 V [mA]	Tens. inversa minima [V]	Corrente inversa max		Proprietà e principali applicazioni	Colorazione
			tensione [V]	corrente [mA]		
DS60	5	40	20 40	200 1000	Diodo di uso generale Raddrizzatore, rivelatore, mescolatore, resistenza regolabile in corrente alternata, indicatore di impulsi, utile in generale nella tecnica delle misure.	grigio
DS60a	10	40	5 20 40	5 50 500	Alta conduttività alta resistenza inversa, alto rapporto d'inversione, raddrizzatore per strumenti di misura.	
DS61	3	80	5 40 80	5 100 1000	Diodo 80 Volt, applicazioni corrispondenti al DS60.	
DS61s	2,5	80	20 40 80	50 60 1000	Diodo 80 volt ad alta resistenza inversa. Ricompositore di componente continua (Televisione).	
DS62	3	120	20 40 120	50 100 500	Diodo ad alta resistenza inversa. Scopi speciali. Duplicat. di tensione.	

segue

Tipo	Corrente minima a + 1 V [m.A]	Tens. inversa minima [V]	Corrente inversa max		Proprietà e principali applicazioni	Colorazione
			tensione [V]	corrente [μ.A]		
DS601	3	40	20 40	200 3000	Rivelatore in ricezione Generatore di tensione regolata Limitatore Mescolatore	rosso
DS602	3	40	5 40	50 3000		
DS603	1,5 3,5	40	1,5 40	20 3000		
DS604	1,5	25	1,5	30	Rivelatore	
DS606		25			Rivelatore video (tele- visione)	
DS611	2	80	20 80	200 1500	Diodo 80 volt Applicazioni corrispon- denti al DS601	
DS621	2	120	20 120	100 1000	Diodo ad alta resistenz. inversa. Scopi speciali Applicazioni corrispon- denti al DS62	

## 7) Allineamento degli apparecchi riceventi O.U.C. ed M.F

### a) *Un generatore di prova per O.U.C. e MF.*

A motivo del fatto che oggi, a prescindere dalla classe di apparecchi più economici, quasi nessun radiorecettore viene fabbricato senza O.U.C. ed MF, così pure da uno sguardo nello sviluppo futuro del campo televisivo, si presenta la necessità per il servizio di riparazione, di disporre di un semplice ed opportuno generatore di prova per O.U.C. e MF, che sia di applicazione universale, cioè che permetta di eseguire nel modo più conveniente e rapido tutta le misure e tarature necessarie.

L'oscillatore di prova deve così essere concepito, che innanzitutto in unione con un oscillografo o oscilloscopio renda visibile la curva di risposta dei circuiti risonanti, per facilitare grandemente la taratura dell'apparecchio. La totale gamma di frequenza di un simile generatore di misura deve, per essere universalmente utile, comprendere un campo di frequenze da 10 a 220 MHz, se tutte le frequenze che interessano la ricezione e tutte le frequenze intermedie, devono essere coperte.

Si riporteranno sulla scala evidentemente solo le frequenze da ricevere e quelle intermedie, tali che la precisione della lettura risulti sufficiente. Per i campi corrispondenti alla frequenza intermedia, per es. per la FI di 10,7 MHz, si raccomanda di indicare agli estremi sulla scala 10-11 MHz. Per la massima semplicità si può anche realizzare uno schema, che copra i campi di frequenza interessati, senza commutazione di bobine. In questo caso si mescolano due diverse frequenze di oscillatori, delle quali l'una è fissa e l'altra è variabile, quindi per confronto si ottengono le frequenze somma e differenza. Lo schema di un simile genera-

tore O.U.C. e MF realmente costruito, che comprende anche le frequenze interessanti la televisione, è mostrato in fig. 11. Malgrado le molteplici possibilità di applicazioni, l'apparato può essere conformato nel modo più conveniente, semplice e chiaro in ogni singola applicazione. E' interessante il

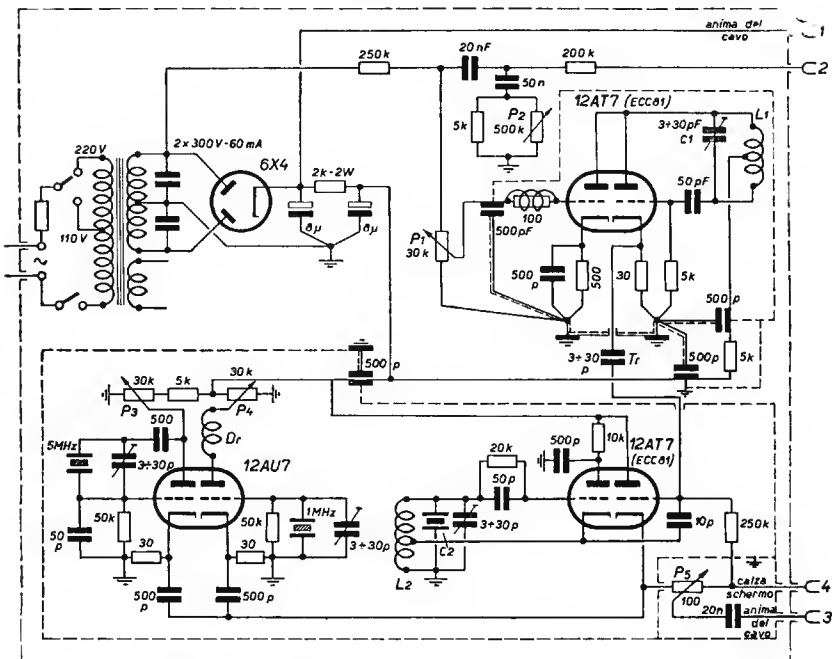


Fig. 11 - Generatore di prova per O.U.C. - MA/MF

fatto che le tensioni di uscita possano essere prelevate dai catodi dei tubi (amplificatori trasferitori catodici). Questa tecnica ha molti vantaggi nel campo delle O.U.C. L'appa-



recchio mostrato nello schema può ancora essere semplificato, perchè l'oscillatore a quarzo indicato a sinistra in basso attualmente non è assolutamente necessario e può essere aggiunto in un secondo tempo.

La parte essenziale del generatore è limitata a due doppi triodi del tipo 12AT7 o ECC81. Lo strumento funziona come segue: la sezione destra del tubo 12AT7, a destra in alto sullo schema, genera una frequenza fissa secondo il circuito ultra audion, mentre la sezione sinistra del doppio triodo lavora come un tubo a reattanza, così che questa frequenza può venire modulata in frequenza. Se non si desidera la modulazione, basta semplicemente girare il regolatore di  $30\text{ k}\Omega$ . La frequenza di modulazione può essere ricavata in modo semplicissimo dalla sezione dello strumento alimentata dalla rete, sopra una resistenza convenientemente alta. Per rendere visibili le curve di risonanza sullo schermo fluorescente di un oscillografo o di un oscilloscopio la stessa frequenza viene adottata contemporaneamente alla deviazione orizzontale e dai morsetti indicati (1 e 2 in alto a destra) sullo schema. Il regolatore  $P_1$  di circa  $30\text{ k}\Omega$  serve per stabilire la variazione di frequenza quando si usa la MF; col regolatore agli estremi della sua escursione si può aumentare o diminuire di alcuni MHz la frequenza centrale. Questo regolatore è opportunamente provvisto di una scala e viene direttamente tarato, così che ogni  $\Delta F$  può venire letto direttamente. Il secondo doppio triodo in basso a destra genera colla sezione a sinistra, che viene eccitata come un circuito induttivo a tre punti, una frequenza variabile, il condensatore di accordo viene mosso sopra una grande scala di buona precisione di lettura, per mezzo di un sistema di ingranaggi privo di giochi colla demoltiplica più alta possibile. L'alta frequenza generata in entrambi gli oscillatori viene prelevata in entrambi i casi per mezzo di capacità dal catodo di ciascun tubo e applicata alla griglia

della sezione destra del doppio triodo in basso a destra. Questo tubo funziona da mescolatore e da stadio separatore per i due oscillatori. Col potenziometro  $P_2$ , che determina la tensione di griglia di questo triodo, si rende possibile una semplice regolazione dell'ampiezza di uscita del tubo che lavora come amplificatore a trasferimento catodico. La scelta delle frequenze di entrambi gli oscillatori può essere fatta in diversi modi. Diamo qui di seguito due esempi. Si scelga come frequenza dell'oscillatore fisso per es. 114 MHz e si faccia oscillare l'oscillatore a frequenza variabile da 37 a 112 MHz, in tal modo colla mescolazione di entrambe le frequenze si producono le seguenti frequenze somma e differenze:

frequenze differenze	2	. . . .	77 MHz ;
frequenze somme	151	. . . .	226 MHz .

Poichè le seconde armoniche delle frequenze differenze si estendono da 4 a 154 MHz, si può sfruttare l'intero campo di frequenze da 2 a 226 MHz. In tal modo è soddisfatta anche la necessità che la seconda armonica dell'oscillatore fisso debba giacere al di fuori del campo coperto di frequenze.

Se non si vuole invadere il campo delle frequenze della televisione, ma si desidera coprire le frequenze intermedie usate dalla radio diffusione circolare nel campo della modulazione di ampiezza, si sceglie la frequenza dell'oscillatore fisso convenientemente di 55 MHz e si pone quella dell'osc. a freq. variabile da 32... a 54,7 MHz. Le gamme di frequenze somme e differenze sono ora:

frequenze differenze	0,3	. . . .	23 MHz ,
frequenze somme	87	. . . .	109,7 MHz .

Nel suddetto campo delle frequenze differenza ora entrano tutte le principali frequenze intermedie comunemente

usate intorno a 470 kHz, come pure 10 MHz, per modo che si possono visualizzare gli oscillogrammi di questi circuiti a frequenza intermedia, quando la frequenza dell'oscillatore fisso viene modulata dal tubo a reattanza. La gamma delle frequenze somma serve invece per l'allineamento dei circuiti alle frequenze da ricevere nella banda O.U.C. e MF. In questo caso si può sfruttare anche la seconda armonica = 174... 219,6 MHz per la gamma televisiva. La seconda armonica della frequenza fissa di 55 MHz  $\equiv$  110 MHz cade al di fuori del campo di utilizzazione. Per il tracciamento delle curve delle bande passanti in ricezione (curva di risposta) sono spesso necessarie delle particolari frequenze come punti di taratura; nello strumento descritto esse sono ricavate da un separato generatore a quarzo fatto col tubo 12AU7. Nella sezione a sinistra di tale tubo si genera a quarzo la frequenza di 5 MHz, mentre nella sezione a destra si genera la frequenza di 1 MHz. I due regolatori  $P_3$  e  $P_4$  permettono di stabilire l'ampiezza delle oscillazioni a frequenze a quarzo secondo il desiderio. Esse sono prelevate da entrambi i catodi e portate ai morsetti di uscita attraverso il regolatore generale di uscita  $P_5$ .

Le frequenze a quarzo servono inoltre a calibrare il generatore nel modo più semplice. Quando si esegue il tracciamento delle curve di risposta si formano sullo schermo fluorescente dei guizzi fissi dai quali si deduce con precisione la larghezza di banda di dette curve. Ruotando a zero i potenziometri  $P_3$  e  $P_4$  si escludono entrambe le frequenze a quarzo. I compensatori posti in parallelo ai quarzi permettono di portare le frequenze a quarzo alla massima ampiezza (sull'oscillografo) o all'annullamento dell'oscillazione.

Si predispongono i supporti dei quarzi in modo che si possano applicare diversi quarzi nei supporti, per es. la combinazione 1 MHz/100 kHz, in tal modo, quando si prevede anche una possibilità di modulazione di ampiezza,

si può effettuare la prova rapidamente ed esattamente anche nel campo delle onde medie modulate in ampiezza.

Per applicazioni all'oscillografo si prelevano dal generatore di prova due diverse frequenze di ripetizione per l'asse dei tempi orizzontale, e precisamente una frequenza di 100 Hz (tensione di ronzio al 1° condensatore di filtro, ottenuta dalla tensione alternata di rete) per la verifica delle curve di risposta simmetriche (circuiti di frequenza intermedia e del discriminatore nelle supereterodine in MF) ed una frequenza di ripetizione già menzionata di 50 Hz, per la taratura delle curve di risposta dissimmetriche (parti a frequenza *intermedia* dei ricevitori televisivi. Il significato del regolatore di fase incluso in questo apparecchio sarà compreso all'uso pratico del generatore.

La costruzione dello strumento comporta una adatta cassetta metallica chiusa da tutte le parti, come quella fabbricata dalla ditta Paolo Leistner di Amburgo-Altona, e mostrata in fig. 12.

Una grave difficoltà sorge quando il generatore di prova per alte frequenze deve essere fatto in modo da non irradiare menomamente all'esterno, affinché anche le più piccole tensioni di misura siano indiscutibilmente prelevabili dal cavo solo e non provengano da irradiazione casuale ed incontrollabile.

Per la schermatura di tutto lo strumento si devono perciò tener presenti i seguenti punti di vista. Come è noto si generano dei campi elettrici o magnetici di alta frequenza, che incidono sulle lamiere metalliche fungenti da schermi, delle correnti di compensazione, che in seguito all'effetto pelle secondo la frequenza scorrono solo alla superficie esterna, così che la faccia opposta è praticamente esente da RF (anche in assenza di fughe attraverso sconessioni), per mezzo dei quali le correnti possono arrivare sull'altra faccia delle lamiere. Purtroppo simili fughe non si possono

evitare se non con grandi difficoltà. In questo caso ci si aiuta nel senso di prevedere due cassette schermanti, che sono mantenute isolate tra loro e portate in contatto insieme in un unico punto. La distanza reciproca fra le due cassette deve essere così grande, che non abbia luogo al-

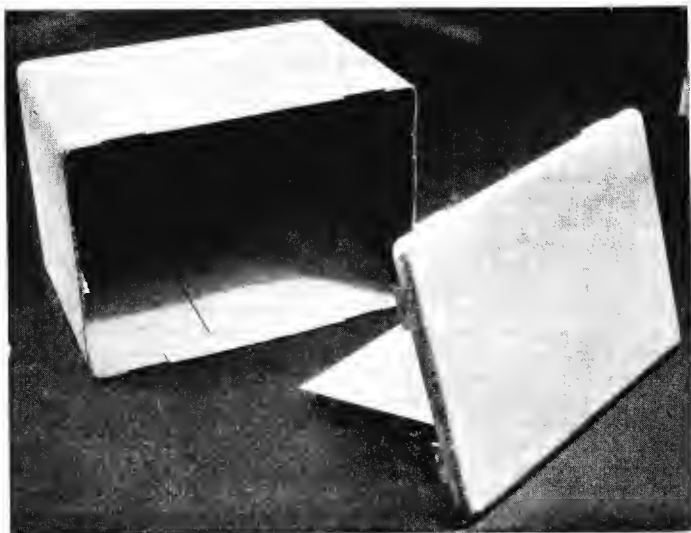


Fig. 19 - Contenitore adatto per emettitore di prova.

cun trasferimento di energia per capacità. Quando si dispone di un involucro chiuso da tutti i lati fino al coperchio per cui devono essere considerate solo le fughe dal coperchio, si può applicare il seguente metodo. La costituzione del coperchio è in due parti, e precisamente tale che il coperchio interno si adagia sulla cassetta internamente, men-

tre quello più esterno copre la stessa esternamente. Entrambi i coperchi sono isolati reciprocamente da una conveniente distanza (circa 1 cm) ed avvitati. Con questa misura precauzionale si riesce a regolare con sicurezza la tensione all'uscita anche al disotto di  $0,1 \mu V$ , quando si siano soddisfatte le altre necessarie esigenze. Le tensioni di disturbo irradiano all'esterno non solo attraverso le fughe degli involucri schermanti, ma trovano una via verso l'esterno dall'apparecchio attraverso la linea di alimentazione di rete. E' perciò necessario usare una o più cellule di filtro nella linea di alimentazione. Qui si deve nuovamente badare alla conveniente disposizione dei singoli componenti ed al cablaggio, se si deve raggiungere un alto grado di efficienza. Per attenuare l'effetto di componenti dannosi invisibili si raccomanda di adottare morsetti con piccola capacità propria e condensatori di passaggio con induttanza propria di valore inapprezzabile. In tal modo il funzionamento dei divisori di tensione diviene efficientissimo.

Sulla base posta da queste necessità in fig. 11 i generatori di alte frequenze sono tenuti separati in scatole schermanti, nelle quali le tensioni in gioco sono condotte ai condensatori di accoppiamento. A questo modo resta sicuramente stabilito che nessuna irradiazione di alta frequenza indesiderata si spanda all'esterno e la tensione di uscita esca fuori solamente dal cavo di uscita, poichè le più piccole tensioni di uscita di alta frequenza rimangono controllabili. Il regolatore  $P_5$  può allora essere eventualmente anche tarato direttamente in  $\mu V$  o in mV. In ogni caso questo generatore di prova per la sua semplicità e la sua adattabilità, è eminentemente appropriato per tutte le operazioni manuali di regolazione e allineamento, così che la sua costruzione può essere caldamente raccomandata.

Per chi vuole iniziarsi nel campo delle onde centimetriche, si avverte che si può fabbricare con pochi mezzi un semplice ma ragionevolmente efficiente generatore di microonde nella forma di un ronzatore elettromagnetico, pure senza tubi elettronici, che genera oscillazioni smorzate in un vasto spettro di frequenze. Le frequenze del generatore desiderate si possono isolare selettivamente accoppiando un risonatore a cavità.

Il ronzatore funzionante a batteria, che lavora secondo il principio del martello di Wagner, genera a ciascuna interruzione del contatto, delle oscillazioni impulsive di intensità crescente, che vengono esaltate da un risonatore a cavità corrispondente alla loro propria frequenza. Le oscillazioni generate sono naturalmente modulate colla frequenza delle interruzioni, ma ciò è per lo più desiderabile.

#### *b) L'allineamento del preselettore e dell'oscillatore*

Riguardo alla taratura dei ricevitori di O.U.C. non cambia niente se si tratta di apparecchi per pura MA, o MF, o combinati per MA ed MF, la taratura si esegue indifferentemente per lo stadio di entrata e per l'oscillatore, sempre allo stesso modo. Coi ricevitori provvisti di sezione O.U.C. - MF l'allineamento viene ancora semplificato, in quanto il circuito preselettore, a motivo della piccola gamma da ricevere, è fatto a larga banda, così che richiede di essere tarato in un solo punto al centro della gamma per la massima sensibilità indicata dal misuratore di uscita prediposto sull'uscita in BF. Questo allineamento si deve pure eseguire per es. quando nel circuito preselettore la capacità di ingresso del tubo forma con una bobina di corrispondente induttanza il circuito di entrata (v. schema Görler. Vol. 1). Per l'allineamento si dà col generatore di prova MF all'en-

trata del ricevitore un segnale di frequenza opportuna (nel campo da 88 a 102 MHz, diciamo 96 MHz), e si ruota il nucleo della bobina del circuito preselettore, fino a che il misuratore di uscita fornisce la massima deviazione. Per un miglior allineamento si provvede il circuito preselettore anche di un compensatore in parallelo. Si hanno così, con le bobine provviste di nucleo ferromagnetico due punti di taratura: un punto alle frequenze alte, l'altro alle frequenze basse della gamma da ricevere, punti che generalmente sono segnati con segni particolari sulla scala del ricevitore per O.U.C. delle emissioni radio circolari. In questo caso la taratura ai due punti deve essere ripetuta diverse volte, finchè si raggiunge l'optimum. In molti ricevitori per amore di semplicità la bobina è fatta libera, cioè senza nucleo, così che la taratura si effettua solo al punto alto col compensatore in parallelo al circuito. La bobina è già tarata sulla induttanza risultante. Per l'allineamento si dispone il generatore sul punto di allineamento di frequenza alta e si tara col compensatore del circuito fino alla massima tensione di uscita. In questo caso si raccomanda di eseguire pure un controllo di taratura. A questo scopo si porta il ricevitore ed il generatore di prova al punto basso di taratura e si tiene presente il metodo di allineamento già descritto nel vol. 1, per cui si regola il circuito avvicinandolo alla bobina dell'oscillatore ricorrendo ai due mezzi opposti alternativamente (nucleo di ferro = aumento dell'induttanza  $L$ , correttore a dischetto di rame = diminuzione di  $L$ ).

In entrambi i casi poi la tensione di uscita deve diminuire col suddetto accostamento, è questo un segno che si è ottenuto l'allineamento, premesso che l'andamento di frequenza dell'oscillatore sia stato precedentemente verificato circa la precisione di frequenza generata. Se ciò non si verifica aumenta la tensione di uscita coll'avvicinamento del



dischetto di rame, allora la bobina deve avere minore induttanza (estrarre il nucleo di ferro o allontanare reciprocamente gli avvolgimenti), nel caso opposto l'induttanza deve essere aumentata (introdurre di più il nucleo di ferro o avvicinare le bobine). Quando si esegue la taratura del primo circuito preselettore è necessario chiudere l'entrata con una bassa impedenza, oppure prevedere l'impiego di una resistenza priva di induttanza di 300 o 70  $\Omega$ , o infine si deve lavorare col dipolo ausiliario interno.

Per tarare un circuito di ingresso O.U.C. non è assolutamente necessario un generatore di prova per MF. La taratura può pure essere fatta altrettanto bene con un generatore per MA (sfruttando eventualmente le armoniche delle gamme delle onde corte), quando nella sezione demodulatrice vi sia un ratiometer (discriminatore a rapporto), che rivela anche la MA. Diversamente si può adottare un artificio. Questo consiste nell'eliminazione delle sezioni di FI e di demodulazione. Si ricordi che lo stadio amplificatore di alta frequenza, al quale è collegato il circuito di entrata, ha in sé la funzione di un rivelatore anodico, per modo che all'uscita della corrispondente sezione del tubo può essere prelevata una tensione di bassa frequenza, che viene applicata allo stadio amplificatore di BF, evitando tutti gli altri stadi che seguono quello a RF (estrarre tutti i tubi corrispondenti a tali stadi!).

Per il prelevamento della BF si inserisce opportunamente nel circuito della tensione anodica (dopo il circuito risonante RF, o dopo la resistenza di disaccoppiamento) il primario di un trasformatore di BF (1 : 1 ÷ 1 : 4), il cui secondario viene collegato a massa con un capo, e con l'altro capo alla griglia del tubo di BF, attraverso un condensatore di 10.000 pF. La tensione BF che si manifesta è dipendente dalla tensione di uscita dell'emettitore di prova e dal grado di modulazione adottato. Se questi valori non vengono variati,

la bassa frequenza apparente nel circuito di uscita è funzione della resistenza alla risonanza o della qualità del circuito da misurare relativamente alla frequenza di taratura indicata dal generatore di prova. Se vi sono due stadi preselettori, l'allineamento del secondo circuito viene effettuata allo stesso modo, mantenendo disaccordato il primo circuito. Il secondo circuito manifesta un massimo notevolmente più acuto, perchè lo smorzamento di antenna non incide (il primo circuito è disaccordato!). Se si elimina la dissintonia, si può verificare l'andamento risultante alla risonanza. Il trasformatore di BF è qui collegato dopo la resistenza di filtro nell'accoppiamento anodico allo stadio mescolatore. Cogli apparecchi provvisti di discriminatore a rapporto si può ora effettuare anche un controllo dell'allineamento.

Il ponte artificiale alla BF viene eliminato (dappprincipio il trasformatore di BF può rimanere) e il tubo di FI, che era stato estratto, viene rimesso in posto, così che l'apparecchio lavora di nuovo normalmente.

Per il controllo della taratura o per la determinazione e il tracciamento dei vari valori di frequenza, ci si serve di una scala ausiliaria di carta per l'intero campo di sintonia e si tracciano su di essa i valori di frequenza, che si presentano quando si accoppiano le frequenze del generatore di prova sul campo di accordo.

Se si ripete ora la suddetta misura del preselettore, si devono scoprire entrambi i punti di allineamento, quando la taratura è ben fatta. Si possono naturalmente eseguire entrambe le misure anche colla commutazione alternativa, quando la bassa frequenza ricavata dal trasformatore di BF durante la misura sul circuito preselettore, venga applicata ad un separato amplificatore di bassa frequenza (presa fono di un altro ricevitore) e quando si sia disposto un misuratore di uscita all'uscita di quest'ultimo. Per sem-

plici misure di orientamento sull'oscillatore del ricevitore si può usare il misuratore grid-dip, il già ricordato frequenzimetro ad assorbimento a proposito delle misure sul preselettore.

Colla mescolazione addittiva impiegata in molti schemi di ricevitori sorge il problema di tener lontana la tensione dell'oscillatore dall'antenna.

Si sono a questo scopo elaborati vari sistemi. Così nello schema indicato in fig. 48 del 1° volume, il preselettore è connesso in due punti all'oscillatore, in modo da inviare a massa le tensioni di uguale ampiezza, ma di fase opposta. Colla simmetria elettrica si ottiene la minima reirradiazione nell'antenna. Per la compensazione della simmetria serve il compensatore di 6 ... 20 pF; l'irradiazione può essere ridotta al minimo controllandola con un voltmetro a diodo.

Se non si dispone di un voltmetro elettronico, ci si può aiutare controllando la corrente anodica del tubo mescolatore o la caduta di tensione ai capi della resistenza di filtro dopo il primario del primo filtro di FI. Precisamente: se il collegamento a ponte formato dalle due capacità di simmetrizzazione in unione colle capacità del tubo delle griglie controllo e schermo verso il catodo, è sbilanciato, o se vi è dissimmetria, l'ampiezza dell'oscillazione locale diminuisce, seguendo la tensione di griglia del tubo mescolatore, mentre sale la corrente dello stesso tubo mescolatore. L'equilibrio del ponte si regola per il minimo valore della corrente anodica o della tensione anodica. Prima di questa equilibratura occorre adattare l'impedenza del circuito di entrata del ricevitore chiudendolo sopra una resistenza a strati priva di induttanza.

c) *L'allineamento dell'amplificatore FI (frequenza intermedia).*

Per la taratura dei filtri di banda di frequenza intermedia nei ricevitori O.U.C. è necessario un segnale di un ge-

neratore di prova di 10,7 MHz, che può essere fornito anche da un generatore MA o da un generatore separato a 10,7 MHz eventualmente pilotato a quarzo.

La taratura del filtro FI viene indicata ora dalla massima deviazione del misuratore di uscita disposto al lato uscita del ricevitore. A motivo della più grande larghezza di banda dei circuiti FI nel ricevitore di O.U.C. - MF, alla taratura si devono disaccordare il primo o il secondo filtro, come già si usa in MA quando il filtro di banda è accoppiato sopra al critico.

Negli schemi di demodulazione, che non corrispondono a quelli della MA, per es. col classico discriminatore di fase, o col rivelatore di fase col tubo EQ80, si deve sfruttare per l'allineamento della sezione FI con un segnale MA, la proprietà di ruotare la fase del circuito secondario dell'ultimo filtro di banda. Ne viene in tal modo che con l'accordo induttivo del circuito il nucleo di ferro deve essere estratto e con l'accordo capacitivo si deve porre in parallelo una maggiore capacità di accordo, di circa 1 nF. Ciò fatto si deve regolare il primario di questo filtro per la massima uscita. La taratura successiva del filtro FI avviene ora pedissequamente cominciando da capo fino al 1° filtro. Successivamente si deve reintrodurre il nucleo ferromagnetico del circuito secondario del filtro discriminatore e regolare questo per la minima uscita. La taratura della sezione FI deve essere effettuata col minimo segnale del generatore, affinché non abbia luogo qualche effetto limitatore. Col generatore di prova indicato in fig. 11 in connessione con un oscillografo o un oscilloscopio, si può rendere visibile la curva della banda passante dell'amplificatore FI sullo schermo luminescente del tubo di Braun. Un facile schema per un oscilloscopio è indicato in fig. 13 col tubo LBS, mentre la disposizione per la misura è mostrata in fig. 14. Un oscillografo a raggi catodici di alto valore non dovrebbe mancare oggi in nessun laboratorio di dilettante ed in nessun reparto di

riparazioni. Tuttavia il suo acquisto è sempre molto caro e solo pochissimi possono procurarsi un simile apparecchio. A motivo che nel dopo guerra i tubi a raggi catodici erano offerti e acquistabili relativamente a buon mercato fra gli

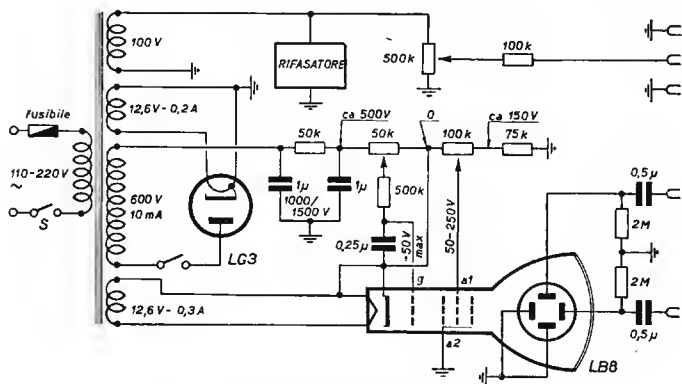


Fig. 13 - Oscilloscopio con tubo LB8.

apparecchi residuati delle forze armate, vennero autocostituiti molti oscillografi. La fabbricazione di un buon oscillografo è sempre tutt'altro che semplice. Se si rinuncia ad uno speciale apparecchio di taratura e si lascia in un primo tempo da parte l'amplificatore indicatore di visualizzazione, allora si può costruire un oscillografo in modo relativamente semplice, massimamente quando si ricorre a tubi a raggi catodici, che richiedono solo una tensione anodica relativamente bassa, così che l'alimentatore dalla rete, occorrente, può essere fabbricato con mezzi modesti. Si richiede allora per il tubo a raggi catodici solo la necessaria alimentazione di corrente e di tensione e si ricava la tensione di deviazione dalla rete a corrente alternata. La fig. 13 mostra un simile

strumento equipaggiato col noto tubo LB8. Per l'alimentazione del tubo bastano in questo caso circa 600 V di tensione alternata, che possono essere raddrizzati anche da un comune raddrizzatore RGN354. Nello strumento sopra ricordato come modello si è impiegato un tubo raddrizzatore per alta tensione LG3, perchè si aveva a disposizione casualmente un trasformatore di rete con gli avvolgimenti indicati. La tensione di accensione per il tubo LB8 è di 12,6 V. Se non si dispone di un conveniente trasformatore con circa  $2 \times 300$  V, del quale non si sfrutta la presa centrale

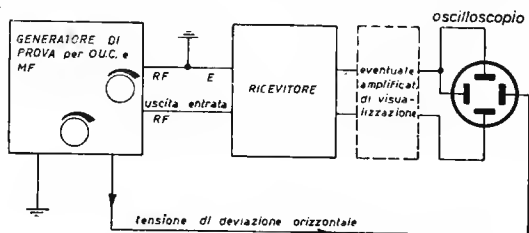


Fig. 14 - Schema di insieme dei dispositivi per la preparazione della misura.

avente gli avvolgimenti necessari, si può sempre combinare due separati trasformatori. L'avvolgimento da 12,6 V si può fare probabilmente con due avvolgimenti a 6,3 V collegati in serie tra loro. Coi tubi raddrizzatori ad accensione indiretta si deve, nell'interesse del tubo raddrizzatore stesso, escludere inizialmente l'alta tensione, fino a quando il catodo ha raggiunto la sua temperatura di lavoro. A questo scopo si è previsto nel circuito di placca un interruttore, che deve essere evidentemente isolato in modo conveniente. Coi tubi a raggi catodici a deviazione elettrostatica l'anodo è generalmente collegato a terra, per modo che il catodo si trova ad alta tensione negativa rispetto al telaio. Poichè

fra il filamento e il catodo del tubo a raggi catodici non vi deve essere differenza di potenziale, si collega il catodo direttamente con un conduttore di accensione, per modo che l'avvolgimento si trova ad alta tensione negativa rispetto alla massa e all'avvolgimento anodico.

Ne consegue che l'avvolgimento di accensione del tubo LB8 deve essere particolarmente ben isolato rispetto al potenziale di massa ed all'avvolgimento anodico. Tutta l'alimentazione di tensione del tubo catodico si ricava poi da un divisore di tensione formato da diverse resistenze in serie, divisore che è disposto fra il meno e il più dell'alta tensione e che deve assorbire una corrente di circa 2 mA. Questa corrente zavorra è sufficientemente grande rispetto alle correnti del tubo, per modo che le tensioni sono largamente stabilizzate. Per il filtraggio della tensione totale serve una sezione di filtro di  $1 \mu\text{F}/50 \text{ k}\Omega/1 \mu\text{F}$ . Dopo questa resistenza di filtro si ha a disposizione ancora un'alta tensione di 500 V circa.

I condensatori di  $1 \mu\text{F}$  devono essere sufficientemente resistenti alle tensioni.

Il filtraggio della tensione anodica è importante, perchè un insufficiente filtraggio delle componenti alternative porta ad una distorsione dell'oscillogramma. Alla resistenza di filtro seguono, nella catena del divisore di tensione, due potenziometri, dai quali si ricavano le tensioni per la griglia e per l'anodo ausiliario  $A_1$ . Il primo regolatore serve dunque per la determinazione della luminosità della figura. Correlativamente al potenziale del catodo si può ricavare da questo regolatore una tensione di polarizzazione negativa, che per il tubo LB8 deve essere al massimo di  $-50 \text{ V}$ , in ogni caso essa deve assumere un valore così grande, da garantire la piena interdizione della corrente del raggio catodico. Per impedire una modulazione a 50 Hz della luminosità della figura, la tensione di polarizzazione di griglia viene spia-

nata con una cellula di filtro di  $500\text{ k}\Omega/0,25\ \mu\text{F}$ . Con figure fisse il regolatore di luminosità deve permettere solo un'immagine debole, per non bruciare il fosforo dello schermo. La tensione anodica ausiliaria prelevata dal secondo regolatore di  $100\text{ k}\Omega$  serve per la concentrazione della corrente elettronica, e serve perciò alla regolazione della finezza della traccia. La tensione di  $A_1$  deve essere presso a poco  $1/4 \div 1/5$ , di quella di  $A_2$ . La nitidezza del puntino luminoso è migliore con la tensione dell'anodo ausiliario più alta,

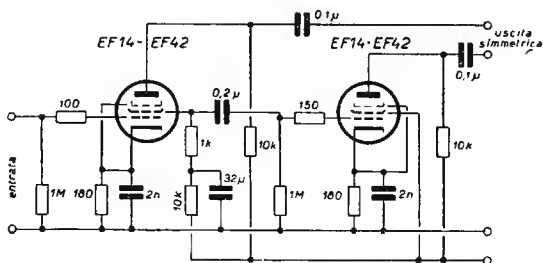


Fig. 15 - Schema di un semplice amplificatore per uso oscillografico

ma all'opposto la sensibilità della deviazione, quando questa è elettrostatica è inversamente proporzionale a questa tensione. In pratica ciò significa che con tensioni di deviazione alte si deve adottare, per una traccia nitida e intensamente luminosa, il massimo limite per  $A_1$ , mentre per tensioni di deviazione basse è conveniente una tensione più debole per  $A_1$ .

La costruzione meccanica dell'apparecchio deve essere molto solida. Si deve anche badare al campo generato dai trasformatori (o dal trasformatore), perchè il tubo catodico è molto sensibile ai campi magnetici disturbanti.

Poichè si ha a disposizione un conveniente involucro



schermante in mumetall per il tubo, involucri che funziona ad un tempo da contenitore, si raccomanda la sua adozione come assolutamente necessaria. Malgrado ciò, si dispone nel miglior modo tutti i singoli componenti relativi al trasformatore di alimentazione dalla rete, sotto al telaio, mentre il tubo LB8 viene montato solo orizzontalmente al di sopra. La fig. 16 mostra il pannello frontale di un simile strumento. I regolatori di luminosità e di nitidezza sono

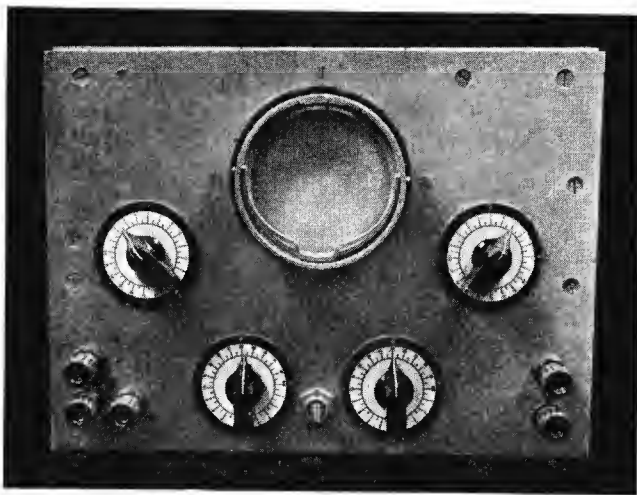


Fig.16 - Pannello frontale dell'oscilloscopio di fig. 13.

posti in alto da entrambi i lati, a destra e a sinistra, del tubo LB8 e devono essere ben isolati rispetto alla massa e all'operatore, perchè sono ad alta tensione rispetto al telaio. Con la deviazione ad onda sinoidale, si deve prevedere la soppressione della traccia di ritorno, perchè l'oscillo-

gramma viene tracciato una sola volta, come si è fatto con l'oscillografo qui descritto. In questo caso si deve provvedere internamente all'apparecchio un circuito variatore di fase ( $R, C$ ), che ruota di  $90^\circ$  in fase la tensione utilizzata per la soppressione della traccia di ritorno, rispetto alla tensione utilizzata per la deflessione orizzontale. Per ottenere ciò,  $C$  deve essere piccolo rispetto a  $R$ . Circa la filatura (cablaggio) si deve ancora notare la necessità di eseguirla in modo da garantire la sicurezza dell'isolamento, con collegamenti brevi e con chiarezza.

In ogni caso si schermano i conduttori alle placche del tubo catodico usando cavetti a bassa capacità.

Per ottenere le ampiezze normali delle figure sullo schermo del tubo LB8, le tensioni per la deviazione alle placche dell'asse dei tempi (placche —  $T$ ) e alle placche di misura (placche —  $M$  o verticali) devono avere una certa ampiezza. Se non si verifica questa condizione, si devono amplificare le tensioni da misurare, prima di applicarle alle placche di misura. A motivo che il tubo LB8 ha il cono breve e per il fatto conseguente che in questo caso le placchette deviatrici si trovano molto vicine allo schermo fluorescente, si rende necessaria per il corrispondente angolo di deviazione una tensione deflettrice naturalmente più alta, che nel caso in cui l'imbuto fosse più lungo. La sensibilità di deviazione del tubo LB8 viene indicata con  $0,07$  mm/V circa per le placche  $T$  e con circa  $0,05$  mm/V per le placche  $M$ . Ora per rendere visibili anche tensioni da misurare relativamente piccole, si raccomanda in ogni caso di tenere a disposizione un amplificatore di misura (verticale).

Coll'amplificatore simmetrico in controfase mostrato in fig. 15 si può ottenere un'amplificazione di 10.000 volte. In tal modo una piccolissima tensione da analizzare di soli  $0,08$  V può ancora essere amplificata fino alla piena ampiezza della figura. L'amplificatore di misura ivi indicato fornisce una tensione di uscita simmetrica, tale da evitare la distor-

sione della deviazione. La gamma di frequenza è fino a 2 MHz entro i limiti di attenuazione di amplificazione non apprezzabile. Per ottenere con sicurezza questa amplificazione a bassa banda con sufficiente sensibilità, si devono adottare in questo amplificatore solo tubi amplificatori detti per larghe bande, con alto rapporto pendenza/capacità, come quelli disponibili attualmente: EF42 o eventualmente EF14. Con tubi del tipo EF14 si diminuisce opportunamente la resistenza anodica a circa 7 k $\Omega$  per ottenere una maggiore linearità. Per un perfetto funzionamento dell'amplificatore in controfase è necessario simmetrizzare le correnti anodiche dei due tubi per mezzo di resistenze catodiche variabili. L'amplificazione bilanciata permette di ottenere la desiderata deviazione simmetrica.

La tensione sotto misura da amplificare viene applicata all'entrata ad alta resistenza e attraverso una resistenza di filtro di 150  $\Omega$ .

Nello schema in esame si ricava ora la tensione pilota sfasata di 180° per il tubo in opposizione, dalla griglia schermo del primo tubo, che per questa ragione non è bloccata a massa. La necessaria ampiezza della tensione pilota viene determinata dal valore della resistenza di carico della griglia schermo. La tensione di lavoro applicata basta sia di 250 V e deve essere ben filtrata. Nella fabbricazione di un tale amplificatore è necessario dare la massima importanza alla realizzazione di una costruzione nitida e conforme allo scopo. Innanzitutto si devono fare tutti i collegamenti delle griglie e degli anodi più corti possibile e più lontani possibile tra loro. Il punto di massa deve essere scelto centrale per modo che tutti i singoli componenti, che devono essere ivi collegati, possano essere connessi secondo il percorso più breve.

La tensione di deviazione per la deflessione orizzontale viene ricavata dalla rete a 50 Hz e deve essere regolabile in ampiezza.

Poichè a motivo dello spostamento di fase nell'amplificatore dell'oscillografo o nel generatore di prova si vedono, durante l'esame oscillografico, sullo schermo del tubo, due tracce curve consecutive, che non si ricoprono, è necessario adottare un circuito rifasatore, col quale le due tracce curve possono essere portate a sovrapporsi.

La regolazione avviene nel circuito di deviazione orizzontale. Un circuito rifasatore è indicato in fig. 11 nel conduttore 2, che va alla deviazione orizzontale e consiste in un circuito in serie di 50 nF con un potenziometro di 500 k $\Omega$ .

Per il tracciamento delle curve di FI di un amplificatore di frequenza intermedia, viene applicata alle placche verticali la tensione di RF rivelata esistente ai capi della resistenza di accoppiamento del limitatore, mentre alle placche orizzontali viene applicata la tensione di modulazione del generatore MF. La taratura si esegue semplicemente applicando il segnale del generatore di prova, modulato in frequenza con una modulazione di  $\pm 150$  kHz, alla griglia dell'ultimo tubo di FI. La tensione esistente al limitatore serve per la deviazione verticale, la frequenza di modulazione per la deviazione orizzontale.

Il pennello elettronico descrive ora la forma della curva che automaticamente si sviluppa e che deve essere resa simmetrica e portata alla risonanza mediante la taratura. Questa taratura viene eseguita fino al 1° filtro di FI, per cui finalmente si vede l'intera curva passante. Cogli schemi discriminatori nei quali l'ultimo tubo di FI non lavora come limitatore, come nel caso del discriminatore a rapporto, si deve usare per la taratura unicamente il condensatore elettrolitico, che determina la costante di tempo ed applicare alle placche verticali la tensione esistente ai capi della resistenza del circuito della costante di tempo. La taratura FI inizia nuovamente col primario del filtro del discriminatore e viene estesa progressivamente fino al 1° circuito FI. Nel-

l'amplificatore FI, in cui l'ultimo tubo FI lavora come limitatore, si può effettuare la taratura in modo semplicissimo con un segnale a 10,7 MHz non modulato, per il fatto che il circuito può essere regolato per la massima tensione o per la massima corrente indicata da un voltmetro elettronico collegato alla griglia del tubo limitatore, o da un amperometro inserito nel conduttore di griglia. La tensione, o la corrente, viene poi misurata al valore di punta tagliata dal limitatore. La taratura deve ancora essere eseguita a partire dall'ultimo stadio FI fino al 1° stadio FI ed il segnale del generatore di prova deve essere diminuito opportunamente durante la taratura. Con filtri di banda accoppiati oltre il critico i singoli circuiti devono essere smorzati con resistenze di alto valore ohmico.

Col rivelatore a rapporto la taratura dell'amplificatore FI si effettua con un voltmetro a valvola, e precisamente questo viene connesso in un punto dove la tensione di regolazione è disponibile, diciamo in parallelo al condensatore elettrolitico del circuito che determina la costante di tempo.

#### d) *L'allineamento dello stadio demodulatore.*

A seconda del principio del discriminatore di cui è fornito il ricevitore O.U.C. - MF, si devono adottare diversi metodi di taratura. Per la taratura di uno stadio demodulatore nel ricevitore O.U.C. - MF occorre naturalmente un segnale MF, e quindi un generatore di prova MF, astrazione facendo dalla taratura del demodulatore di fase col tubo EQ80, che viene ulteriormente illustrato con maggior dettaglio. Col discriminatore di fase col limitatore la taratura avviene in modo semplicissimo.

Per eseguire la taratura si connette fra il meno e il punto comune di entrambe le resistenze di carico un microamperometro posto in serie con una resistenza di alto valore

ohmico, dunque in parallelo alla resistenza di carico collocata inferiormente. Il segnale del generatore di prova viene applicato alla griglia del limitatore, allora il microamperometro accusa una piccola deviazione. In questa condizione si effettua la taratura del primario, senza che intervenga l'azione limitatrice.

Per la taratura del secondario si collega il microamperometro con la resistenza in serie fra i due catodi dei diodi; questa volta si tara per un minimo di indicazione. E' naturalmente da preferirsi al microamperometro un voltmetro a valvola di alta resistenza interna.

Per un controllo di taratura si devono rilevare tensioni uguali di segno opposto all'uscita del discriminatore, cioè fra i catodi dei due diodi, quando si disaccorda la frequenza intermedia di uguali valori di frequenza da entrambi i lati. Il secondario del filtro rivelatore col discriminatore a rapporto viene tarato nuovamente per il minimo di uscita.

Per fare ciò il voltmetro a valvola deve essere collegato fra il punto comune dei due condensatori di alta frequenza e il punto comune di due resistenze di  $100 \Omega$  da applicare in parallelo. Il secondario del rivelatore a rapporto può però anche essere tarato, come quello del discriminatore di fase con un segnale MA. La taratura del demodulatore dell'angolo di fase con l'EQ80 si differenzia rispetto alla taratura del discriminatore di fase o del discriminatore a rapporto, per cui è necessario aggiungere qualche nozione più vicina a detto circuito. A titolo di orientamento si prende come es. per la taratura lo schema 63 del volume 1°.

Il necessario segnale del generatore di prova a disposizione deve essere non modulato e portato alla griglia dello stadio preamplificatore (EF42) ivi indicato.

Se si genera nei circuiti filtro di banda dell'EQ80 una tensione di oltre 10 V, si sviluppa l'azione limitatrice dell'EQ80. La corrente anodica ora non dipende più da qual-

siasi ulteriore sopraelevazione della tensione. Si pone ora in serie colla resistenza esterna di  $500\text{ k}\Omega$  dell'EQ80 un misuratore di corrente anodica di  $0,5 \div 1\text{ mA}$  di fondo scala e di disaccorda fortemente il circuito a filtro di banda connesso alla griglia superiore secondo il noto metodo. Poi si pone esattamente a  $10,7\text{ MHz}$  il segnale del generatore. Come prima cosa si regola il secondo circuito filtro di banda connesso alla griglia inferiore per il massimo della corrente anodica dell'EQ80 e si ripete questa operazione alternativamente ancora sul secondo filtro, mantenendo disaccordato il primo circuito. Per il controllo della precisione della taratura si deve sapere che con un filtro correttamente costruito e tarato si hanno valori della corrente di riposo ben determinati in corrispondenza dei diversi spostamenti di fase, e precisamente si ha con uno sfasamento di  $90^\circ$  una corrente di riposo di  $0,25\text{ mA}$ , a  $60^\circ$  una corrente di riposo di  $0,34\text{ mA}$  e a  $120^\circ$  una corrente di riposo di  $0,16\text{ mA}$ . La interdipendenza fra la corrente anodica dell'EQ80 e l'angolo di fase in questo intervallo è praticamente lineare. La variazione ottima di fase si ha quando si riscontra una  $I_a$  di  $0,34\text{ mA}$  con un disaccordo della frequenza del generatore di prova di  $-100\text{ kHz}$ , e una  $I_a$  di  $0,16\text{ mA}$  con un disaccordo di  $+100\text{ kHz}$ . Per ritornare ancora una volta brevemente sulla taratura dei ricevitori MF eseguita con l'aiuto del generatore di prova descritto in fig. 11, si ricorda che è già stato detto che questo fornisce due diverse frequenze di deviazione orizzontale per l'oscillografo o l'oscilloscopio, una di  $50\text{ Hz}$ , l'altra di  $100\text{ Hz}$ . Quest'ultima tensione di ronzio ricavata dal condensatore di filtro dell'alimentatore, viene presa come ausilio quando si tratta di esaminare curve passanti simmetriche.

Questa frequenza corrisponde alla doppia frequenza di modulazione del tubo a reattanza e fa sì che sullo schermo fluorescente venga descritta una figura duplicata e precisa-

mente in senso opposto, per modo che si manifestano eventuali dissimmetrie. Con essa si può allora effettuare la taratura molto bene, infatti con tale mezzo si può ristabilire la simmetria. Con curve di bande passanti dissimmetriche si può usare la tensione a 50 Hz per la deviazione orizzontale, perchè non è necessaria una taratura di simmetria. Per la taratura dell'amplificatore FI di un ricevitore MF si applica la tensione RF del generatore alla griglia del tubo FI precedente. La coppia di placche verticali è collegata attraverso ad un amplificatore, come quello mostrato in fig. 15 e che può facilmente venire alloggiato nella scatola dell'oscilloscopio mostrato in fig. 16, alla griglia del tubo limitatore, per la deviazione serve la tensione di ronzio a 100 Hz.

Ora si deve ancora applicare l'esatta modulazione di frequenza e sullo schermo luminescente appariranno due curve tracciate direttamente ed inversamente, che devono essere portate a ricoprimento mediante l'operazione di taratura. Questa taratura viene effettuata stadio per stadio a partire dall'ultimo fino al primo stadio, così che da ultimo la risultante curva passante dell'amplificatore FI può essere osservata. Alla taratura dell'amplificatore FI segue la taratura dello stadio demodulatore senza ancora nulla variare nel generatore di prova. Per la taratura del discriminatore di fase si deve fare il collegamento dell'amplificatore oscillografico al catodo del diodo non messo a massa (presa BF), col rivelatore a rapporto o differenziale al punto in cui si preleva la bassa frequenza, cioè prima del filtro di deaccentuazione. Durante la misura il condensatore elettrolitico del circuito della costante di tempo deve essere distaccato.



## 8) Misure sulle antenne e sulle linee di trasmissione

E' un fatto frequentemente osservato che molti dilettanti rivolgono molta cura penosamente al loro ricevitore e al loro trasmettitore, ma tuttavia trascurano matrignamente il lato di antenna. Questo peccato di omissione si manifesta così nocivo, specialmente nel campo delle O.U.C., che deve essere considerato a parità col ricevitore o col trasmettitore.

Si è constatato nel caso opposto che un'installazione di antenna tale da assicurare indiscutibilmente le condizioni ottime di lavoro, non viene impiegata col miglior amplificatore RF. Vale perciò sempre la pena di ricercare eseguendo misure tecniche, la installazione dell'antenna che assicura l'ottima capacità di prestazione. La scelta fra le varie possibilità deve avvenire tenendo presenti le seguenti direttive. Possibilità di errore, che diminuiscono il grado di efficienza dell'antenna, sorgono specialmente nell'alimentazione o nell'adattamento dell'antenna. Per escluderle è conveniente come prima cosa considerare le diverse grandezze, che si devono adattare reciprocamente. Riguardo all'antenna stessa interessa innanzitutto la resistenza di radiazione, che deve essere adattata alla linea di alimentazione. Questa resistenza di radiazione  $R_s$  è l'unica resistenza di utilizzazione dell'antenna, essa peraltro è correlativa alla sua propria resistenza di perdita  $R$ ; entrambe insieme, cioè  $R_s + R$  formano la resistenza risultante di antenna. Per la determinazione di questa resistenza di radiazione delle antenne comunemente usate, si può adottare il seguente metodo: si applica nel punto di alimenta-

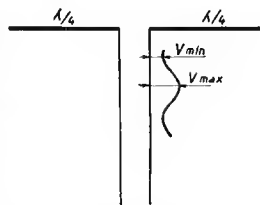


Fig. 17 - Misura della resistenza di radiazione di un dipolo.

zione dell'antenna, in fig. 17 questa è un dipolo semplice di lunghezza  $\lambda/2$ , una linea a fili paralleli di impedenza nota, sulla quale si formano delle onde pseudo stazionarie. (La determinazione della impedenza di una linea a fili paralleli sarà descritta in seguito). Per la determinazione della resistenza di radiazione si misurano ora le ampiezze delle onde  $U_{\min}$  ai nodi di tensione ed  $U_{\max}$  ai ventri di tensione con un voltmetro per RF (voltmetro a valvola o a diodo a cristallo). La resistenza di radiazione si calcola ora dalla relazione:

$$R_s = \frac{U_{\min}}{U_{\max}} \cdot Z.$$

Qui si deve anche ricordare che ai nodi di tensione la tensione non diventa mai zero, ma raggiunge solo un minimo, che viene rilevato per la misura che qui interessa.

Il metodo ora indicato per la determinazione della resistenza di radiazione può anche essere impiegato per la misura comune dell'impedenza di antenna. Di grande importanza è la conoscenza dell'impedenza della linea di adattamento o dell'impedenza di ciascun tipo di linea di alimentazione. Nel volume 2° (\*) è già stato dato il procedimento di calcolo per le usuali linee di energia, come le linee a fili paralleli e coassiali. Vengono qui riportati dei complementi sui metodi usuali per il rilievo secondo la tecnica delle misure di questi valori.

Nei circuiti dei dilettanti è invalsa la seguente possibilità che descriviamo: la linea di alimentazione di cui si vuol determinare l'impedenza, viene collegata, di lunghezza almeno  $\lambda/4$ , a un generatore o al trasmettitore e accorciata

---

(\*) N. 1082 questa raccolta

a un valore di circa  $\lambda/8$  chiudendola al suo estremo aperto. Dopo la chiusura si ristabilisce nuovamente la risonanza con un condensatore variabile tarato. Allo scopo di eseguire questa determinazione si deve inserire in entrambi i conduttori a filo uno strumento sonda. Ristabilita la risonanza si ha:

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

in ohm quando  $f$  è espresso in Hz e  $C$  in farad.

Quando la suddetta linea di alimentazione viene adattata all'antenna, oppure al ricevitore o al trasmettitore, si esegue un controllo finale, che consiste nello stabilire se l'adattamento è stato fatto esattamente.

In questo caso sulla linea di alimentazione adattata non devono più essere presenti treni d'onde stazionarie. Una possibilità di rivelare le onde stazionarie è offerta dall'indicatore a due lampadine secondo la fig. 18.

Con questo indicatore è facile stabilire se e di quale am-

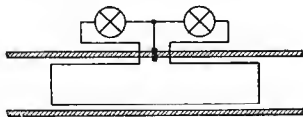


Fig. 18 - Indicatore a due lampadine per il controllo dell'adattamento

piezza si trovano ancora onde stazionarie sulla linea. Se la linea è adattata secondo l'optimum si accende solo la lampadina rivolta verso l'emettitore, mentre l'altra, nel campo dell'antenna, rimane spenta. Con adattamento errato questa lampadina si illuminerà più o meno intensamente. Una correzione dell'adattamento può essere effettuata variando la distanza fra il riflettore, che certamente sempre esiste, ed il radiatore.

Si può eseguire un controllo di quale energia viene irradiata dall'antenna, col semplice misuratore di campo della fig. 19. Questo viene posto a conveniente distanza

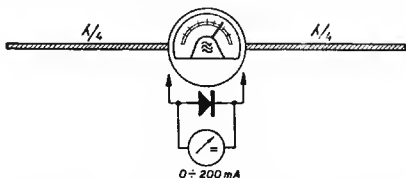


Fig. 19 - Semplice misuratore di intensità di campo.

dal dipolo irradiante e permette nel modo più semplice di stabilire quando si ha la massima intensità di ricezione. Il rendimento viene aumentato per mezzo di un riflettore supplementare aggiunto al dipolo misuratore dell'intensità di campo.

## Abbreviazioni importanti del codice dei dilettanti.

<i>abt</i>	circa	<i>ere</i>	qui
<i>ac</i>	corrente alternata	<i>es</i>	e
<i>aer</i>	antenna	<i>fb</i>	buona cosa
<i>af</i>	bassa frequenza	<i>fd</i>	duplicatore di freq.
<i>agn</i>	nuovamente	<i>fer</i>	per
<i>am</i>	mattina	<i>frd</i>	amico
<i>ammtr</i>	ampermetro	<i>fm</i>	di, da
<i>ant</i>	antenna	<i>fone</i>	telefonia
<i>and</i>	udibilità	<i>fr</i>	per
<i>awh</i>	a risentirci	<b>4</b>	per
<i>aws</i>	arrivederci	<i>ga</i>	buona sera
<i>bcl</i>	cuffia telefonica		(in zona tedesca)
<i>bd</i>	cattivo	<i>ga</i>	cominciate
<i>bjr</i>	buongiorno (francese)	<i>gb</i>	a risentirci
<i>bk</i>	interrimpere	<i>ge</i>	buona sera
<i>bn</i>	buona notte (francese)	<i>gld</i>	bene
<i>bv</i>	prima-avanti	<i>gm</i>	buon giorno
<i>bug</i>	tasto automatico	<i>gn</i>	buona notte
<i>call</i>	segno di chiamata	<i>gmt</i>	tempo di Greenwich
<i>cc</i>	pilotato a cristallo	<i>gt</i>	buon giorno
<i>ckt</i>	schema	<i>ham</i>	sigla per dilettante
<i>cld</i>	chiamato	<i>hf</i>	alta frequenza
<i>clg</i>	chiamante	<i>hi</i>	rido
<i>co</i>	oscillatore a cristallo	<i>hpe</i>	attendo
<i>cp</i>	contrappeso	<i>hr</i>	qui
<i>cq</i>	chiamata generale	<i>hrd</i>	udito
<i>crd</i>	cartolina postale	<i>hv</i>	avere
<i>cua</i>	attenzione, vi chiamo	<i>hvnt</i>	non ho
<i>cuagn</i>	attenzione di nuovo	<i>hw</i>	come
<i>cul</i>	a risentirci	<i>hwsat</i>	come?
<i>cw</i>	onde persistenti	<i>icw</i>	risuonatore non smorz.
<i>dc</i>	corrente continua	<i>if</i>	frequenza intermedia
<i>de</i>	di (alla chiamata)	<i>inpt</i>	entrata
<i>dk(s)</i>	grazie	<i>kc, khc</i>	chilohertz
<i>dr</i>	caro	<i>kw</i>	chilowatt
<i>ds</i>	molte grazie	<i>ky</i>	tasto
<i>duz</i>	fare	<i>lb</i>	caro
<i>dx</i>	a grande distanza	<i>bis</i>	licenziato
<i>eco</i>	oscillatore ad accoppia- mento elettronico		

<i>log</i>	giornale di bordo	<i>qsuf</i>	chiamatemi al telefono
<i>lsn</i>	udire	<i>rac</i>	raddriz. corrente altern.
<i>ltr</i>	lettera	<i>rcd</i>	ricevere
<i>mc, mhz</i>	megahertz	<i>rcvr</i>	ricevitore
<i>mci</i>	grazie (in zona francese)	<i>rpri</i>	avviso
<i>mi</i>	mio	<i>r</i>	ricevere
<i>mni</i>	molto, molti	<i>rf</i>	alta frequenza
<i>mo</i>	oscillatore pilota	<i>rpt</i>	ripetizione
<i>mopa</i>	oscillat. pilotato esternamente	<i>rx</i>	ricevitore
		<i>sa</i>	dica
<i>msg</i>	notizia	<i>sig</i>	segno, firma
<i>mtr</i>	metro	<i>sk</i>	segnale di chiusura
<i>nd</i>	niente da fare	<i>sked</i>	emissione di prova convenzion., regolamentare
<i>nil</i>	nulla		mi dispiace
<i>ng</i>	non bene	<i>sri</i>	continuo, stabile
<i>nm</i>	non più	<i>stdi</i>	qualcosa
<i>nw</i>	ora, adesso	<i>sum</i>	prova, usato dai dilet-
<i>ob</i>	vecchi e giovani	<i>test</i>	tanti inglesi inv. di <i>cq</i>
<i>ok</i>	tutto bene		vi sono telegrammi
<i>om</i>	vecchio amico	<i>tfe</i>	trasmettitore H-K
<i>op</i>	radiotelegrafista	<i>tpig</i>	grazie
<i>ow</i>	cara amica	<i>ths</i>	vi ringrazio
<i>pa</i>	amplificat. del trasmettitore (finale)	<i>tku</i>	grazie
		<i>tnx</i>	trasmettitore H-K
<i>pm</i>	pomeriggio	<i>tnt</i>	trasmettitore
<i>pse</i>	prego	<i>lx</i>	voi
<i>psd</i>	bene	<i>u</i>	mistificazione
		<i>ufb</i>	onde ultra corte
<i>qhl</i>	impicgo la massima frequenza	<i>ukw</i>	non licenziato
		<i>unlis</i>	instabile
<i>qhm</i>	... fino al centro	<i>unstdi</i>	Voi
<i>qlh</i>	... dalla freq. minima	<i>ur</i>	molto
<i>qlm</i>	... fino al centro	<i>vy</i>	molto
<i>qlf</i>	trasmett. col piede sin.	<i>vl</i>	molti
<i>qmh</i>	io lavoro dal centro banda fino alla massima frequenza	<i>vn</i>	ho lavorato con tutti i componenti a terra
		<i>wae</i>	a risentirci
<i>qme</i>	... fino alla freq. minim.	<i>wdh</i>	arrivederci
<i>qqq</i>	devo purtroppo interrompere subito. Spiegaz. segue più tardi	<i>wds</i>	con
		<i>wid</i>	voglio, divento (per formaz. futuro)
<i>qrr</i>	segnale di grave bisogno (su terra)	<i>wl</i>	lavorato con ...
		<i>wkd</i>	

*wrk* lavorare  
*wvl* lunghezza d'onda  
*wx* tempo (meteorico)  
*xcus* scusatemi  
*xmtr* emettitore  
*xial* cristallo  
*yl* signorina  
2 a

*3nite* stassera  
73 migliori saluti  
88 amore e baci (a «yl»)  
99 scomparsa, evanescenza  
*vy est* tutti i migliori saluti  
*best dx* ed auguri per la buona fortuna della vostra stazione.

## Le piu importanti abbreviazioni - Q (Codice Q)

<i>qra?</i>	Qual'è il nome della sua stazione?
<i>qra.....</i>	Il nome della mia stazione è.....
<i>qrb?</i>	A quale distanza Ella si trova dalla mia stazione?
<i>qrb.....</i>	Io mi trovo a.....
<i>qrd?</i>	Dove Ella si trova?
<i>qrd.....</i>	Io mi trovo sulla strada per.....
<i>qrg.....</i>	La sua onda precisa (frequenza) è.....
<i>qrh.....</i>	La sua onda fluttua
<i>qri</i>	Il suo suono fluttua
<i>qrj</i>	I suoi segnali sono deboli
<i>qrk</i>	Io ricevo bene i suoi segnali
<i>qrl</i>	Sono occupato
<i>qrm</i>	Divento matto
<i>qrn</i>	Ho disturbi atmosferici
<i>qro</i>	Aumenti la sua energia
<i>qrp</i>	Diminuisca la sua energia
<i>qrq</i>	Trasmetta più rapidamente
<i>qrs</i>	Trasmetta più lentamente
<i>qrt</i>	Smetta di trasmettere
<i>qru</i>	Non ho nulla per Lei
<i>qrv</i>	Sono pronto
<i>qrx</i>	Aspetti
<i>qrz</i>	Ella è chiamata da.....
<i>qsa (1 ÷ 5)</i>	La sua leggibilità è..... (v. anche la tabella per <i>qsa</i> )
<i>qsb</i>	La sua intensità sonora diminuisce
<i>qsd</i>	La sua emissione di segnali è cattiva
<i>qsl</i>	Le confermo la ricezione
<i>qsm</i>	Ripeta il telegramma
<i>qso</i>	Sono in collegamento diretto con.....
<i>qsp</i>	Ritrasmetterò gratuitamente a.....
<i>qst</i>	Avviso a tutti, non si attenderà risposta
<i>qsu</i>	Trasmetta su..... metri (chilohertz)
<i>qsv</i>	Trasmetterò una serie di V V V
<i>qsw</i>	Trasmetterò su..... metri (chilohertz)
<i>qsx</i>	Udirò sulla stazione..... sull'onda.....
<i>qsy</i>	Trasmetta ancora sull'onda.....
<i>qsz</i>	Trasmetta ogni parola due volte



<i>gaz</i>	Interrompo la ricezione, causa il cattivo tempo
<i>qth</i>	La mia opinione è.....
<i>qtr</i>	L'ora esatta è.....
<i>btu</i>	Le ore di servizio della mia stazione sono.....

*Osservazione:* qui per ragioni di limiti di spazio ha potuto essere riportato solo un limitato numero di abbreviazioni.

### Prefissi di nazionalità in ordine alfabetico.

<i>AC2</i>	Bhutan	<i>FN</i>	India francese
<i>AC3</i>	Sikkim	<i>FO</i>	Oceania
<i>AC4</i>	Tibet	<i>FP</i>	Oceania
<i>AP</i>	Pakistan	<i>FP</i>	St. Pierre
<i>AR</i>	Siria	<i>FQ</i>	Africa equator. franc.
<i>C</i>	Cina	<i>FT</i>	Tunisia
<i>CE</i>	Cile	<i>EY</i>	Guiana
	( <i>CE 1-7</i> )	<i>G</i>	Gran Bretagna
<i>CM</i>	Cuba (telegrafia)	<i>GI</i>	Irlanda settentrionale
	( <i>CM 1, 2, 5-8</i> )	<i>HA</i>	Ungheria
<i>CN</i>	Marocco	<i>HB(9)</i>	Svizzera
<i>CO</i>	Cuba (fonia)	<i>HC</i>	Equatore
<i>CP</i>	Bolivia	<i>HH</i>	Haiti
<i>CR</i>	Portogallo-Colonie	<i>HI</i>	Repubbl. Dominicana
	( <i>CR 4-10</i> )	<i>HJ-HK</i>	Columbia
<i>CT1</i>	Portogallo	<i>HP</i>	Panama
<i>CT2</i>	Azzorre	<i>HR</i>	Honduras
<i>CT3</i>	Madera	<i>HS</i>	Siam
<i>CX</i>	Uruguay	<i>HV</i>	Vaticano
<i>CZ</i>	Monaco	<i>HZ</i>	Heggiar (Arab. Saud.)
<i>DL</i>	Germania	<i>I</i>	Italia e Colonie
<i>EA</i>	Spagna	<i>J</i>	Giappone
	( <i>EA 1-9</i> )	<i>K</i>	SUA
<i>EI</i>	Irlanda	<i>KA</i>	Filippine
<i>EK</i>	Tangeri	<i>LA</i>	Norvegia
<i>EL</i>	Liberia	<i>LU</i>	Argentina
<i>EP-EQ</i>	Iran (Persia)	<i>LX</i>	Lussemburgo
<i>ES</i>	Estonia	<i>LY</i>	Lituania
<i>ET</i>	Etiopia	<i>LZ</i>	Bulgaria
<i>F</i>	Francia con colonie e protettorati	<i>MX</i>	Manciucù
<i>FA</i>	Algeria	<i>N</i>	SUA (stazioni speciali)
<i>FB</i>	Madagascar	<i>OA</i>	Perù
		<i>OE</i>	Austria

<i>FD</i>	Togo francese	<i>OH</i>	Finlandia
<i>FE</i>	Camerun	<i>OK</i>	Cecoslovacchia ( <i>OK 1-4</i> )
<i>FF</i>	Africa occid. francese	<i>OM</i>	Guam
<i>FG</i>	Guadalupa	<i>ON</i>	Belgio e Colonie
<i>FI</i>	Indocina	<i>OZ</i>	Danimarca
<i>FK</i>	Nuova Caledonia	<i>PA-PI</i>	Paesi bassi
<i>FL</i>	Somalia francese	<i>PJ</i>	Curaçao
<i>FM</i>	Martinica	<i>VU</i>	Indie ( <i>VU 1-7, 9</i> )
<i>PK</i>	Indie olandesi ( <i>PK 1-6</i> )	<i>W(I-9)</i>	SUA
<i>PY</i>	Brasile ( <i>PY 1-3, 5-9</i> )	<i>XE</i>	Messico ( <i>X 1-3</i> )
<i>PX</i>	Andorra	<i>YT-XU</i>	Cina
<i>PZ</i>	Surinam	<i>YZ</i>	Burma
<i>R</i>	URSS	<i>YA</i>	Afganistan
<i>SM</i>	Svezia	<i>YI</i>	Irak
<i>SP</i>	Polonia	<i>YJ</i>	Nuove Ebridi
<i>ST</i>	Sudan	<i>YN</i> <sup>τ ▽</sup>	Nicaragua
<i>SU</i>	Egitto	<i>YO-YR</i>	Rumenia
<i>SV</i>	Grecia	<i>YS</i>	Salvador
<i>TA</i>	Turchia	<i>YT-YU</i>	Jugoslavia
<i>TF</i>	Islanda	<i>YV</i>	Venezuela
<i>TG</i>	Guatemala	<i>ZA</i>	Albania
<i>TI</i>	Costarica	<i>ZB-ZJ</i>	Colonie inglesi ( <i>ZB 1-2; ZC 1-5</i> <i>ZD 1-9</i> )
<i>TK-TZ</i>	Colonie francesi	<i>ZK-ZM</i>	Nuova Zelanda e isole ( <i>ZK 1-3; ZLI-4</i> )
<i>U</i>	Russia ( <i>U 1-6, 8-0</i> )	<i>ZN</i>	Beciuania
<i>VE</i>	Canada	<i>ZM</i>	Samoa britannica
<i>VK</i>	Australia ( <i>VK 1-9</i> )	<i>ZP</i>	Paraguay
<i>VO</i>	Terranova	<i>ZS-ZU</i>	( <i>1-6, 9</i> ) Unione sudafr.
<i>VP-VS</i>	Colonie inglesi (non in- dipendenti) ( <i>VP 1-9; VQ 1-6, 8, 9;</i> <i>VR 1-9; VS 1-9</i> )	<i>4X4</i>	Israele
		<i>9S4</i>	Territorio Saariano

*È di imminente uscita un Volume di P. Soati: Manuale delle Radiocomunicazioni; è un'opera completa sull'argomento. Richiedetela alla: Editrice il Rostro - Milano (228) - Via Senato, 23*



