

PUBBLICAZIONI DELL'ISTITUTO NAZIONALE PER L'ADDESTRAMENTO
ED IL PERFEZIONAMENTO DEI LAVORATORI DELL'INDUSTRIA-I.N.A.P.L.I.

SERIE III

N. 27

ELEMENTI
DI
RADIOTECNICA

I. N. A. P. L. I.

Edizione 1960

PUBBLICAZIONI DELL'ISTITUTO NAZIONALE PER L'ADDESTRAMENTO
ED IL PERFEZIONAMENTO DEI LAVORATORI DELL'INDUSTRIA - I.N.A.P.L.I.

SERIE III

N. 27

ELEMENTI
DI
RADIOTECNICA

A CURA DEL SERVIZIO STUDI DELL'I. N. A. P. L. I. - VIA G. BAGLIVI, 6 - ROMA

I N D I C E

CAPITOLO I. - RICHIAMI DI ELETTROTECNICA GENERALE

1. Gli elettroni nei fenomeni elettrici	pag.	1
2. Correnti continue e correnti alternate	»	2
3. Concetti di tensione, intensità e resistenza	»	3
4. Concetti di energia e potenza elettrica	»	3
5. Unità di misura e loro simboli	»	4
6. Corpi conduttori ed isolanti	»	5
7. Resistenza specifica o resistività	»	5
8. Calcolo della resistenza di un conduttore	»	5
9. Leggi elettriche fondamentali	»	6
10. Densità di corrente nei conduttori	»	7
11. Variazione della resistenza con la temperatura	»	8
12. Applicazione delle leggi elettriche enunciate	»	9
13. Effetti della corrente elettrica	»	10
14. Strumenti elettrici di misura	»	11
15. Misure di intensità di corrente	»	13
16. Misure di tensione	»	14
17. Misure di resistenza	»	16

CAPITOLO II. - ELEMENTI CIRCUITALI

18. Generalità	pag.	17
19. Resistori	»	17
20. Resistenze in serie	»	18
21. Resistenze in parallelo	»	20
22. Resistenze in serie-parallelo	»	22
23. Potenza dissipabile in un resistore	»	24
24. Capacità e condensatori	»	25
25. Misura della capacità	»	27
26. Tensione di scarica o di rottura	»	29
27. Condensatori in serie e in parallelo	»	31
28. Tipi di condensatori fissi e loro caratteristiche	»	33
29. Fenomeni d'induzione della corrente. Induttanza	»	35
30. Induttori a nucleo di ferro	»	38
31. Flusso e induzione magnetica. Permeabilità	»	39
32. Intensità di campo magnetico. Forza magneto-motrice. Riluttanza	»	41
33. Circuito magnetico misto	»	44
34. Induttanze in serie ed in parallelo	»	50
35. Mutua induzione tra due circuiti	»	51
36. Senso opposto delle correnti indotte	»	54
37. Concetto di trasformatore	»	55

CAPITOLO III. - CORRENTI ALTERNATE

38. Generalità	pag.	57
39. Valore istantaneo e valore efficace	»	57
40. Fase	»	58
41. Reattanza induttiva	»	60
42. Reattanza capacitiva	»	61
43. Impedenza	»	63
44. Resistenza equivalente in parallelo	»	70
45. Circuiti oscillanti	»	71
46. Costanti oscillatorie	»	75
47. Sovratensione nei circuiti risonanti	»	76
48. Q di un circuito risonante	»	77
49. Fattore di potenza di un circuito reattivo	»	78
50. Trasformatori. Generalità	»	79

CAPITOLO IV. - RADIO ONDE - LORO PROPAGAZIONE E RICEZIONE

51. Campo elettrico	pag.	94
52. Campo elettromagnetico	»	94
53. Energia elettromagnetica	»	96
54. Propagazione delle radio onde	»	98
55. Captazione delle radio onde	»	102
56. Onde smorzate, onde continue e modulate	»	104
57. Ricezione delle radio onde	»	109

CAPITOLO V. - TUBI ELETTRONICI

58. Generalità	pag.	120
59. Emissione termoelettrica	»	121
60. Vari tipi di catodi	»	122
61. Corrente di placca	»	124
62. Uso dei diodi per la rettificazione della corrente al- ternata	»	125
63. Tubi a tre elettrodi o triodi	»	130
64. Curve caratteristiche di un triodo	»	132
65. Parametri di un tubo elettronico	»	133
66. Amplificazione	»	135
67. Polarizzazione	»	138
68. Circuiti di uscita di uno stadio amplificatore	»	139
69. Amplificatori di tensione e di potenza	»	142
70. Collegamento di più tubi in parallelo o in controfase	»	145
71. Capacità interelettrodiche dei tubi. Generalità	»	147
72. Il tetodo	»	150
73. Il pentodo	»	152
74. Valvole a μ variabile	»	154
75. Tetodi a fascio	»	156
76. Valvole per scopi speciali	»	157
77. Circuiti catodici e ronzio negli amplificatori	»	158

78. Polarizzazione di griglia negli apparecchi a c. a.	pag. 160
79. Tensione della griglia schermo	» 162
80. Reazione negli amplificatori. Generalità	» 163
81. Oscillatori	» 165
82. Caratteristiche funzionali di un oscillatore	» 169

CAPITOLO VI. - LE PARTI DEL RADIORICEVITTORE

83. Lo stadio rivelatore. Generalità	pag. 173
84. L'amplificatore di B. F.	» 184
85. Il riproduttore elettroacustico	» 193
86. Il trasformatore d'uscita	» 195
87. Classificazione degli amplificatori	» 207
88. Lo stadio convertitore	» 210
89. Lo stadio di media frequenza	» 232
90. Lo stadio di radio frequenza	» 237
91. Ricevitori super senza stadio F. I.	» 239
92. Ricevitori super del tipo reflex	» 240
93. Lo stadio alimentatore	» 242

CAPITOLO VII. - CIRCUITI DI RETTIFICAZIONE

94. Vari tipi di rettificatori	pag. 250
95. Limiti di lavoro dei tubi rettificatori	» 253
96. Accorgimenti nell'uso dei tubi rettificatori	» 255
97. Filtri di livellamento	» 255
98. Tensione d'uscita di un rettificatore munito di filtro	» 263
99. Circuiti rettificatori particolari	» 264
100. Potenza assorbita nel trasformatore d'alimentazione	» 270
101. Corrente a vuoto di un trasformatore d'alimentazione	» 272
102. Uso dei raddrizzatori metallici	» 273
103. Induttori per filtri di livellamento	» 276
104. Risonanza in un filtro di livellamento	» 282
105. Filtri a resistenza-capacità	» 283
106. Divisori di tensione	» 285
107. Stabilizzatori di tensione	» 287
108. Stabilizzazione elettronica di tensione	» 289

CAPITOLO VIII. - IL RADIORICEVITTORE COMPLETO

109. Ricevitori a cristallo	pag. 293
110. Ricevitori a reazione	» 293
111. Ricevitori a stadi accordati su R. F.	» 294
112. Ricevitori supereterodina	» 296
113. Messa a punto della parte A. F. di un radiorecettore	» 300

CAPITOLO IX. - STRUMENTI DI LABORATORIO

114. Il misuratore universale	pag. 307
115. L'oscillatore modulato	» 312
116. L'oscillatore di bassa frequenza	» 315

117. Il misuratore d'uscita	pag. 317
118. Il voltmetro a valvola	» 319
119. Il grid-dip	» 324
120. L'oscilloscopio	» 327

CAPITOLO X. - LA RIPARAZIONE DEL RADIORICEVITORE

121. Cause più comuni dei guasti	pag. 340
122. Come si effettua la ricerca del guasto	» 341
123. Origine di alcuni inconvenienti di natura reattiva	» 346
124. Come si prepara un preventivo per una riparazione	» 347

CAPITOLO XI. - PREVENZIONE DEGLI INFORTUNI pag. 349

TABELLE CON LE CARATTERISTICHE DEI TUBI ELETTRONICI DI USO PIÙ COMUNE NEI RADIO RICEVITORI

Dati di valvole americane - Serie miniatura	pag. 359
Dati di valvole americane - Serie normale	» 359
Dati di valvole europee Philips	» 359

TABELLE CON I COLLEGAMENTI ALLA BASE DEI TUBI ELETTRONICI DI USO PIÙ COMUNE NEI RADIO RICEVITORI

Valvole americane - Serie miniatura	pag. 361
Valvole americane - Serie normale	» 361
Valvole europee Philips	» 361

PREMESSA

La presente pubblicazione I.N.A.P.L.I. intende di offrire in forma ordinata e piana le nozioni essenziali che, insieme con i richiami dei principî elementari della elettrotecnica, facilitano la comprensione dei fenomeni dominanti negli apparecchi radioriceventi del commercio.

Il proposito di conservare la trattazione in termini di estrema volgarizzazione presuppone tuttavia il possesso da parte del lavoratore di una certa cultura generale iniziale di base nel campo della aritmetica, della geometria e della fisica, per l'avviamento ad un successivo più approfondito studio, confortato sempre dalla guida intelligente e competente di volenterosi Istruttori, possibilmente dotati di mezzi sperimentali adeguati.

CAPITOLO I.

RICHIAMI DI ELETTROTECNICA GENERALE

1 Gli elettroni nei fenomeni elettrici.

La fisica moderna è arrivata alla conclusione che la materia costituente i corpi non è un insieme omogeneo e compatto, ma è composta di piccolissimi granuli chiamati *atomi*.

Ognuno di questi atomi è formato a sua volta da corpuscoli elettrici appartenenti a due specie diverse: i *protoni* e gli *elettroni*. I primi sono elementi con carica positiva, in numero limitato e strettamente avvinti, e formano un insieme chiamato *nucleo*.

I secondi sono elementi con carica negativa, in numero più o meno grande, e ruotano intorno al nucleo. Gli uni e gli altri sono vincolati tra loro da forze elettriche e formano un sistema equilibrato in tutto simile al sistema planetario nel quale i protoni occupano il posto del sole e gli elettroni quello dei pianeti.

Tutti gli elettroni hanno la stessa carica elettrica e la stessa massa; così pure tutti i protoni. La massa di un elettrone è però circa 1800 volte più piccola di quella di un protone.

In un atomo *neutro*, cioè con cariche elettriche equilibrate, la carica complessiva degli elettroni è in valore assoluto pari a quella dei protoni.

L'atomo di un corpo differisce dall'atomo di un altro corpo per il numero di elettroni ruotanti intorno al nucleo. Questo numero è chiamato in chimica *numero atomico*.

Nei fenomeni elettrici si considerano generalmente i soli elettroni perché questi, almeno in parte e cioè quelli più periferici, possono svincolarsi facilmente dalla materia. Quando uno o più elettroni si staccano dall'atomo,

l'equilibrio cessa e ciò che rimane assume segno positivo (*jone positivo*). Aggiungendo invece elettroni ad un atomo, esso assume segno negativo (*jone negativo*).

La carica positiva di un corpo è dunque dovuta a scarsità in esso di elettroni e quella negativa ad abbondanza di questi.

Per il fenomeno di repulsione o di attrazione tra cariche elettriche rispettivamente uguali od opposte, accade che gli elettroni vengono respinti dalle cariche negative ed attratti da quelle positive. Appunto per tale motivo, quando si applicano agli estremi di un conduttore due cariche elettriche opposte, si sviluppa in esso una *corrente*, cioè uno spostamento di elettroni dall'uno all'altro polo della sorgente. Questi elettroni si propagano nei corpi attraverso i vuoti intra-atomici che sono molto ampi in confronto alle minuscole dimensioni degli stessi elettroni e dei protoni.

È facile concludere che in un conduttore gli elettroni si muovono nel senso che va dal negativo al positivo della sorgente, mentre una vecchia convenzione stabilisce che la corrente elettrica sia considerata come un passaggio di cariche elettriche dal polo positivo a quello negativo del generatore. Ciò non muta nulla agli effetti pratici essendovi analogia perfetta nei fenomeni relativi ai due casi.

2 Correnti continue e correnti alternate.

Una corrente elettrica che scorre sempre nello stesso senso, cioè è originata da una sorgente a polarità costanti, viene chiamata *corrente continua*. Se si collegano, ad esempio, i due poli di una pila alle estremità di un filo metallico, avverrà che in questo la corrente, secondo la convenzione accennata, circola sempre dall'estremità collegata al morsetto positivo della pila verso l'estremità collegata al morsetto negativo, e mai viceversa. Il moto delle particelle elettriche in un dato mezzo è inoltre a velocità costante.

Se gli elettroni si muovono invece in sensi successivamente inversi ed in quantità variabile nel tempo da un minimo ad un massimo, la corrente risultante prende il nome di *corrente alternata*.

Sorgenti di corrente continua sono le *pile*, gli *accumulatori* e le *dinamo*: sono sorgenti di correnti alternate gli *alternatori*, che producono nelle centrali elettriche l'energia utilizzata principalmente dalle industrie ed alimentano le applicazioni domestiche per azionare piccoli motori, accendere lampade, riscaldare fornelli, ecc.

3 Concetti di tensione, intensità e resistenza.

Una qualsiasi corrente elettrica è caratterizzata da due termini essenziali che sono la *tensione* e l'*intensità*.

Chiamasi *tensione* (simbolo V , oppure E) la differenza di potenziale elettrico esistente ai capi di un conduttore connesso ad una determinata sorgente. Detta tensione, dovuta alla sorgente stessa, obbliga gli elettroni a muoversi in maggiore o minore quantità a seconda dell'ostacolo che la materia di cui il conduttore è composto offre a questo moto. Tale ostacolo prende il nome di *resistenza elettrica* (simbolo R) del conduttore.

La quantità di elettroni circolanti nell'unità di tempo attraverso una sezione del conduttore rappresenta l'*intensità* della corrente elettrica (simbolo I). Ne consegue che, a parità di condizioni, più grande è la tensione applicata più forte è l'intensità della corrente sviluppata. Inoltre, a parità di tensione, la intensità di corrente è tanto maggiore quanto minore è la resistenza del conduttore.

4 Concetti di energia e potenza elettrica.

Per energia s'intende la capacità a compiere del lavoro: per energia elettrica s'intende la capacità della corrente elettrica a produrre luce, calore, movimento ecc. Per potenza s'intende la quantità di lavoro compiuto nell'unità di tempo. Similmente, in un circuito elettrico, quando una differenza di potenziale mette in moto una certa quantità di elettricità vi è sviluppo di potenza.

La *potenza elettrica* (simbolo P) si ottiene moltiplicando il valore della tensione per quello dell'intensità. Moltiplicando la potenza per il tempo in cui essa si è sviluppata, si ha la misura dell'*energia elettrica* erogata.

5 Unità di misura e loro simboli.

L'unità di misura della tensione è il *volt*, quello della intensità di corrente l'*ampere*, quella della resistenza elettrica l'*ohm* e quella della potenza elettrica il *watt*.

L'*ampere* (simbolo A) è l'intensità di quella corrente che trasporta $6,25 \times 10^{18}$ cariche elettriche negative, cioè elettroni, al minuto secondo. Questa quantità è chiamata anche *Coulomb*.

L'*ohm* (simbolo Ω) è la resistenza offerta ad una corrente costante da una colonna di mercurio avente una sezione uniforme di un mm^2 ed una lunghezza di 106,3 cm. (alla temperatura di 0°C).

Il *volt* (simbolo V) è quella tensione che applicata ad un conduttore della resistenza di un ohm genera la corrente di un ampere.

Il *watt* (simbolo W) è la potenza erogata al minuto secondo da una corrente costante di un ampere alla tensione costante di un volt.

I multipli e sottomultipli particolarmente in uso di queste unità sono:

Kv	= Kilovolt	= mille volt
mV	= millivolt	= un millesimo di volt
μV	= microvolt	= un milionesimo di volt
mA	= milliampere	= un millesimo di ampere
μA	= microampere	= un milionesimo di ampere
Kw	= chilowatt	= mille watt
KΩ	= chiloohm	= mille ohm
MΩ	= megaohm	= un milione di ohm

Per la misura dell'energia elettrica si hanno le seguenti unità:

J	= joule	= potenza di un watt che agisce per il tempo di un secondo.
Wh	= wattora	= potenza di un watt che agisce per un'ora = 3600 joule.
Kwh	= chilowattora	= mille wattora.

6 Corpi conduttori ed isolanti.

Finora si è parlato genericamente di conduttori elettrici. È ora il caso di precisare meglio.

Qualunque corpo è più o meno atto a condurre corrente. In genere i corpi metallici si prestano più degli altri a questo scopo offrendo, a causa della loro struttura, una resistenza minore al passaggio delle cariche elettriche. Essi vengono perciò chiamati *conduttori*. Fra essi si distinguono l'oro, l'argento, il rame e sue leghe, l'alluminio e lo zinco. Altri corpi, invece, hanno caratteristiche opposte e non si lasciano attraversare dalla corrente.

Questi ultimi, come ad esempio il legno, la carta, il marmo, la mica, la bachelite, il vetro e molte resine sintetiche, vengono chiamati *isolanti*.

7 Resistenza specifica o resistività.

Si chiama resistenza specifica o *resistività* (simbolo ρ) di un corpo, la resistenza in ohm che un solido prismatico dello stesso corpo avente la lunghezza di un metro e la sezione di un mm^2 offre al passaggio di una corrente costante. Per esempio, dire che il rame elettrolitico ha una resistività di 0,0175 significa che tale è il valore della resistenza di un pezzo di filo di questo metallo avente le dimensioni di cui sopra. Per ottenere la resistenza di un ohm ci vogliono circa 57 m. dello stesso filo.

8 Calcolo della resistenza di un conduttore.

La resistenza di un conduttore a sezione uniforme dipende dalla sua resistività; è direttamente proporzionale alla sua lunghezza ed è inversamente proporzionale alla sua sezione. Ciò si esprime mediante la formula:

$$R = \rho \frac{l}{s} \quad \text{da cui} \quad l = \frac{R s}{\rho} \quad \text{oppure} \quad s = \frac{\rho l}{R}$$

ove R è la resistenza in ohm, ρ la sua resistività, l la sua lunghezza in metri, S la sua sezione in mm^2 .

Esempio pratico: un filo di costantana ($\rho = 0,5 \Omega \text{ m/mm}^2$) lungo 70 m. e di sezione $0,7 \text{ mm}^2$ ha una resistenza:

$$R = \rho \frac{l}{s} = \frac{0,5 \times 70}{0,7} = 50 \Omega.$$

9 Leggi elettriche fondamentali.

Dal paragrafo 3 di questo capitolo è intuibile la legge di Ohm che si vuole qui ricordare:

L'intensità di corrente in un circuito elettrico chiuso è direttamente proporzionale alla tensione applicata ed inversamente proporzionale alla resistenza del circuito.

Ciò si esprime mediante la relazione:

$$I = \frac{V}{R} \quad \text{da cui} \quad V = I R \quad \text{oppure} \quad R = \frac{V}{I}.$$

In ciascuna espressione conoscendo due termini si può ricavare il terzo incognito.

Il concetto di resistenza di un conduttore implica che ci siano delle forze da vincere in esso perché la corrente possa attraversarlo. Tali forze sono vinte con un consumo di energia da parte della sorgente elettrica; la stessa energia si trasforma poi in calore nel conduttore. Da ciò trae origine la *legge di Joule* che si vuole qui ricordare:

In un circuito elettrico la dissipazione di energia per calore è direttamente proporzionale al quadrato della corrente, alla resistenza del circuito ed al tempo.

Esprimendo il tempo in secondi si ha l'energia in joule:

$$J = I^2 R t.$$

La dissipazione di potenza è:

$$P = I^2 R, \quad \text{da cui} \quad I = \sqrt{\frac{P}{R}}, \quad \text{oppure} \quad R = \frac{P}{I^2}.$$

La quantità di calore prodotto, espressa in calorie è:

$$q = 0,00024 R I^2 \text{ calorie al minuto secondo}$$

$$Q = 0,860 R I^2 \text{ calorie all'ora.}$$

Dalla definizione di potenza elettrica del paragrafo 4 si ricava che la potenza prodotta od assorbita da una macchina o apparecchio elettrico è anche:

$$P = V I, \text{ da cui } V = \frac{P}{I}, \text{ oppure } I = \frac{P}{V}.$$

Combinando questa espressione con quella riassumendo la legge di Ohm si arriva a determinare la potenza in funzione della resistenza del circuito e della tensione applicata:

$$P = \frac{V^2}{R} \text{ da cui } V = \sqrt{P R}, \text{ oppure } R = \frac{V^2}{P}.$$

È da osservare che tutte le formule sin qui citate valgono per la corrente continua, ma si possono applicare anche alla corrente alternata quando il carico è puramente resistivo (carico ohmico), ossia quando il circuito di utilizzazione non contiene reattanze (vedi più avanti, Cap. III, paragrafo 40).

Inoltre, nelle applicazioni delle leggi enunciate, le grandezze di tensione, intensità e resistenza vanno espresse nelle unità di misura note e cioè, rispettivamente, in volt, ampere ed ohm.

10 Densità di corrente nei conduttori.

Allo scopo di ridurre il riscaldamento dei conduttori elettrici entro limiti che salvaguardino l'integrità e la conservazione dei loro rivestimenti isolanti, è opportuno evitare che la corrente che li attraversa raggiunga valori troppo elevati in relazione alla loro sezione. Per linee molto lunghe di trasporto di energia elettrica vi è un fattore che interviene a consigliare una bassa *densità* di corrente, ed è quello di limitare la caduta di tensione e la conseguente perdita di energia che si verifica lungo la linea per la resistenza ohmica del conduttore.

Per *densità* s'intende l'intensità di corrente che passa per ogni millimetro quadrato di sezione del conduttore. Tale densità varia da caso a caso a seconda della temperatura ambiente, del tipo di rivestimento, delle possibilità

di raffreddamento, ecc. La densità si esprime in ampere per millimetro quadrato (A/mm^2).

11 Variazione della resistenza con la temperatura.

Si è detto che la corrente riscalda i conduttori. Questo riscaldamento fa variare in una certa misura la loro resistenza e precisamente la fa aumentare nei conduttori metallici.

Chiamasi *coefficiente di temperatura* (simbolo α) l'aumento di resistenza che subisce un conduttore della resistenza di un ohm per l'aumento della temperatura di un grado centigrado. Essendo la variazione di resistenza proporzionale alla variazione di temperatura, si può scrivere:

$$R_t = R_0 + R_0 \alpha t = R_0 (1 + \alpha t)$$

in cui;

R_t = resistenza alla temperatura di t°

R_0 = resistenza alla temperatura di 0°

α = coefficiente di temperatura del conduttore.

Se invece di partire dalla temperatura zero si parte dalla temperatura t_1 per giungere alla temperatura t_2 si ha la seguente formula:

$$R_2 = R_1 [1 + \alpha (t_2 - t_1)]$$

essendo R_2 ed R_1 le resistenze relative a t_2 e t_1 .

TABELLA I - RESISTIVITÀ E COEFFICIENTI DI TEMPERATURA DI ALCUNI METALLI

METALLI	Resistività a $20^\circ C$ in ohm/mm ² /m	Coefficiente tra 0° e $100^\circ C$
Argento	0,0165	0,0037
Rame elettrolitico	0,0175	0,0039
Bronzo fosforoso	0,05 ÷ 0,1	0,0039
Ottone	0,06 ÷ 0,08	0,001 ÷ 0,002
Stagno	0,115	0,0043
Zinco	0,061	0,0036
Ferro in fili	0,12 ÷ 0,14	0,0045
Argentana	0,35 ÷ 0,40	0,00007
Nichelcromo	0,9 ÷ 1,1	0,0001 ÷ 0,0002
Costantana	0,49 ÷ 0,51	circa 0

12 Applicazione delle leggi elettriche enunciate.

a) Una pila a secco da 4,5 volt alimenta una lampadina che assorbe 0,2 A. Quale sarà la resistenza (a caldo) della lampadina?

$$R = \frac{V}{I} = \frac{4,5}{0,2} = 22,5 \Omega$$

b) Alla tensione di rete di 160 volt si applica una resistenza di riscaldamento che ha il valore di 80 Ω . Qual'è l'intensità della corrente richiesta e quale la potenza erogata?

$$I = \frac{V}{R} = \frac{160}{80} = 2 \text{ A} \quad P = \frac{V^2}{R} = \frac{160^2}{80} = 320 \text{ W}$$

oppure:

$$P = I^2 R = 2^2 \times 80 = 320 \text{ W} .$$

c) In un circuito elettrico avente 30 Ω di resistenza scorre una corrente di 0,6 A. Qual'è la tensione ai suoi capi e quale la potenza assorbita?

$$V = I R = 0,6 \times 30 = 18 \text{ volt}$$

$$P = I^2 R = 0,36 \times 30 = 10,8 \text{ watt}$$

La potenza è anche ricavabile moltiplicando la tensione per l'intensità:

$$P = V I = 18 \times 0,6 = 10,8 \text{ watt}$$

d) Una lampada elettrica ha una potenza di 60 W. Che corrente richiede e qual'è la sua resistenza (a caldo) se la tensione di rete è di 120 V? Quanto è l'importo corrispondente all'energia consumata in 100 ore se il prezzo unitario di questa è di 30 lire al Kwh?

$$I = \frac{P}{V} = \frac{60}{120} = 0,5 \text{ A} \quad R = \frac{V}{I} = \frac{120}{0,5} = 240 \Omega$$

$$\begin{aligned} \text{costo} &= \text{watt} \times \text{ore} \times \text{prezzo di 1 Chilowatt-ora} = \\ &= 60 \times 100 \times \frac{30}{1000} = 180 \text{ lire} \end{aligned}$$

e) Una linea elettrica in rame, lunga 100 metri, alimenta un carico di 5500 watt alla tensione di 220 volt. Quale potenza sarà perduta nella linea con una densità di corrente di 5 A/mm²? Quale sarà la tensione effettiva della sorgente?

È necessario anzitutto ricavare la corrente assorbita dal carico:

$$I = \frac{P}{V} = \frac{5500}{220} = 25 \text{ A}$$

La sezione del filo deve essere:

$$s = \frac{\text{corrente da trasportare}}{\text{densità ammessa}} = \frac{25}{5} = 5 \text{ mm}^2$$

e il suo diametro:

$$D = \sqrt{\frac{4s}{\pi}} = \sqrt{\frac{20}{3,14}} \approx 2,5 \text{ mm}$$

Per sapere la potenza perduta in linea (P') occorre conoscere la resistenza totale di questa (due conduttori da 100 mt. ciascuno). Tale resistenza è ottenuta mediante la formula già nota:

$$R = \rho \frac{l}{s} = \frac{0,0175 \times 200}{5} = 0,7 \Omega$$

Dalla legge di Joule applicata alla sola linea si ricava:

$$P' = I^2 R = 25^2 \times 0,7 = 437,5 \text{ W}$$

La tensione effettiva della sorgente (E) è ottenuta aggiungendo alla tensione sul carico (V) la *perdita o caduta di tensione* (V') della linea. Questa ultima è:

$$V' = I R = 25 \times 0,7 = 17,5 \text{ volt}$$

quindi:

$$E = V + V' = 220 + 17,5 = 237,5 \text{ volt}$$

13 Effetti della corrente elettrica.

Gli effetti più importanti della corrente elettrica sono tre: l'effetto *termico*, l'effetto *chimico* (o *elettrolitico*) e l'effetto *magnetico*.

L'effetto termico è quello già visto per cui un conduttore attraversato da corrente si riscalda. Questo fenomeno, dovuto a trasformazione di energia elettrica in energia calorifica, viene utilizzato in pratica negli apparecchi di riscaldamento ed in quelli d'illuminazione (lampade ad incandescenza).

L'effetto chimico è quello per cui una corrente, attraversando una soluzione (per esempio acqua contenente un acido, un sale od una base), provoca una decomposizione chimica delle sostanze che compongono la soluzione stessa e permette la separazione di queste sostanze. In tale caso si verifica un movimento di ioni il quale corrisponde ad un vero e proprio trasporto di materia. Il fenomeno chimico della corrente è utilizzato ampiamente in un'applicazione chiamata *galvanostegia*. Il processo di elettrolisi in una soluzione salina permette ad una lastra di metallo, fungente da elettrodo negativo, di rivestirsi di un sottile strato del metallo contenuto nel sale. Altre forme di sfruttamento dell'effetto chimico sono quelle da cui hanno origine le *pile* e gli *accumulatori*, apparecchiature atte le une a *generare* elettricità mediante trasformazione di energia chimica in energia elettrica, e le altre a *immagazzinare* elettricità mediante opportune reazioni sviluppate nel loro interno durante il passaggio della corrente.

Sull'effetto magnetico, di cui si parlerà nel capitolo seguente, sono basati, tra l'altro, i principî di trasformazione dell'energia elettrica in energia meccanica e viceversa. I motori azionati dalla corrente permettono di ottenere energia meccanica per far funzionare qualunque tipo di macchina operatrice industriale, e l'energia meccanica di un motore a scoppio permette di ricavare elettricità da una dinamo o da un alternatore accoppiato al suo asse.

È raccomandabile di rivedere la descrizione di questi fenomeni nei volumi di Elettrotecnica generale o di Elementi di Elettrotecnica.

14 Strumenti elettrici di misura.

Il passaggio della corrente in un circuito elettrico può essere constatato inserendo nel circuito stesso uno strumen-

to chiamato *amperometro*. La presenza della tensione ai capi di un generatore può essere messa in evidenza collegando i due poli di questo ai morsetti di uno strumento chiamato *voltmetro*.

Entrambi questi strumenti sono costituiti essenzialmente da un quadrante graduato, da un indice mobile e da un sistema per lo più magnetico o termico che genera il movimento dell'indice.

Negli strumenti utilizzando l'effetto termico la corrente da misurare attraversa un filo sottile che si riscalda e si allunga. Il filo è ancorato da un lato ed è tenuto teso dall'altro mediante una piccola carrucola ed una molla. L'allungamento provoca la rotazione della carrucola e di conseguenza lo spostamento dell'indice solidale con la carrucola. Questo tipo di strumento è conosciuto sotto il nome di strumento a *filo caldo*.

Nei voltmetri ed amperometri basati sugli effetti magnetici della corrente sono da distinguere due categorie di strumenti, e cioè quelli *elettromagnetici* o a *ferro mobile* e quelli *magnetoelettrici* o a *bobina mobile*. I primi hanno l'indice collegato ad una ancoretta di ferro, la quale è libera di muoversi nell'interno di una bobinetta (piccolo avvolgimento di filo di rame a forma di rocchetto) percorsa dalla corrente da misurare o da una frazione di essa. La bobinetta quando è attraversata dalla corrente produce un campo magnetico che attira o *succhia* l'ancoretta di ferro. I secondi hanno un magnete permanente a forma di ferro di cavallo fra le cui espansioni polari è collocata una bobinetta sostenuta assialmente tra due punte. La bobinetta è trattenuta da due molle antagoniste sottilissime ed a forma di spirale piana. Le due molle sono collegate elettricamente ai terminali della bobina e, nel tempo stesso, ai morsetti esterni dello strumento. Quando circola corrente, il campo magnetico della bobina reagisce col campo magnetico del magnete permanente e produce la rotazione della bobina stessa, la quale trascina l'indice ad essa solidale. La rotazione è proporzionale all'intensità della corrente.

Gli strumenti a filo caldo sono adoperati in genere solo per misure grossolane d'intensità di corrente; essi servono sia per corrente continua che per corrente alternata.

Gli strumenti a ferro mobile sono discretamente sensibili (*) e vengono utilizzati sia come amperometri che come voltmetri. Anch'essi sono in grado di misurare sia le correnti continue che le correnti alternate, ma vengono maggiormente adoperati per queste ultime.

Gli strumenti a bobina mobile funzionano esclusivamente con corrente continua: in questo uso, però, essi si prestano egregiamente per quasi tutte le esigenze di misura. Possono essere costruiti abbastanza facilmente con sensibilità fino al microampere per divisione. Se forniti di speciali raddrizzatori, il loro uso può essere esteso anche alle correnti alternate. Vengono adoperati sia per misure di intensità che per misure di tensione.

15 Misure di intensità di corrente.

La misura dell'intensità di una corrente si effettua disponendo lo strumento *in serie* al circuito di utilizzazione, come indicato nella fig. 1.

Naturalmente lo strumento deve avere una *portata* (valore della corrente di fondo scala) non inferiore all'ordine di grandezza della corrente da misurare. I misuratori di corrente

prendono il nome di *amperometri*, *milliamperometri*, *microamperometri* a seconda che le loro possibilità di misura siano riferite a letture in *ampere*, *milliampere* o *microampere*.

Un misuratore di corrente, al fine di non alterare sensibilmente le costanti del circuito in cui va inserito, deve avere una *bassa resistenza interna*, cioè un basso valore

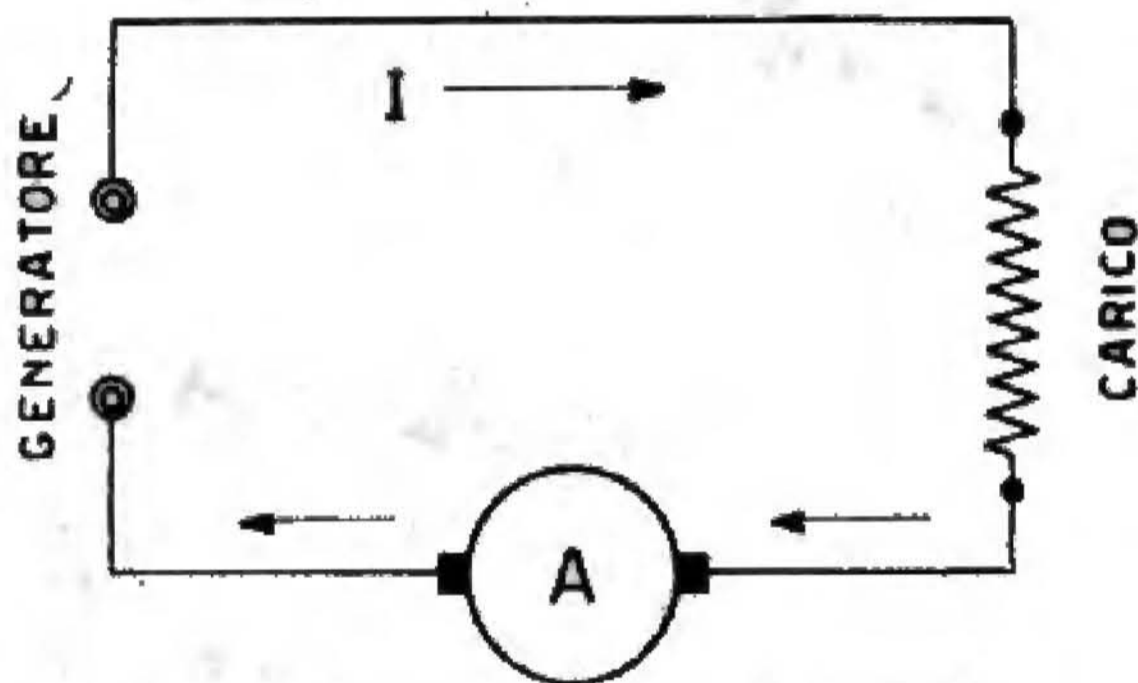


Fig. 1. - Misura d'intensità di corrente.

(*) Per sensibilità s'intende la minima variazione della grandezza da misurare che può essere indicata dallo strumento.

della sua propria resistenza. Negli strumenti a ferro mobile ed a bobina mobile tale resistenza è quella della bobinetta. Maggiore è la corrente da misurare e minore deve essere la resistenza interna. Un rapporto sufficiente nella pratica fra la resistenza del circuito di prova e quella dello strumento è di 1 a 100. Gli strumenti sensibili hanno di solito resistenze interne elevate.

Desiderando, con uno strumento sensibile, realizzare portate elevate di misura di corrente, si dispone fra i due morsetti di esso una resistenza di basso valore, detta *shunt* o *resistenza di derivazione*, atta a lasciar passare la maggiore parte della corrente da misurare. La caduta di potenziale che si stabilisce ai capi di questa resistenza, pur essendo piccolissima, è sufficiente a far deviare l'indice dello strumento.

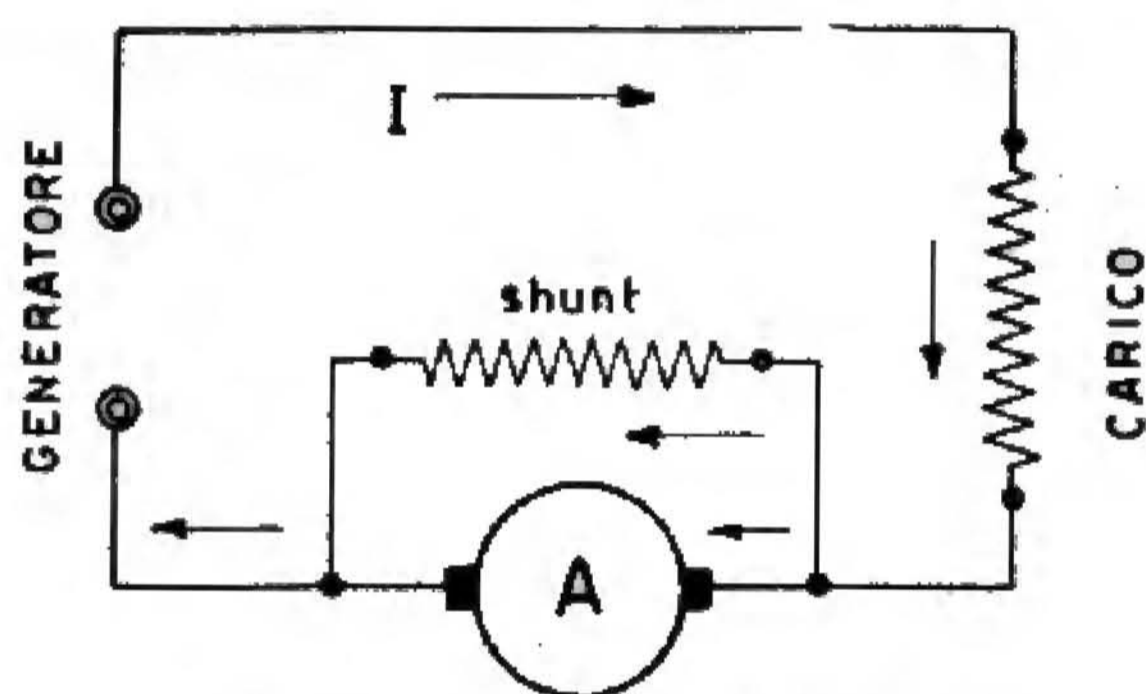


Fig. 2. - Amperometro con shunt.

In altre parole, desiderando aumentare di 10, 100, 1000 volte la portata di un amperometro o di un milliamperometro, si dispone in derivazione ad esso una resistenza rispettivamente 9, 99, 999

volte inferiore. La corrente totale si divide nei due rami (fig. 2) in parti inversamente proporzionali alle relative resistenze.

Nei tre casi accennati 9, 99, 999 parti passano nello shunt ed una parte passa nello strumento.

16 Misure di tensione.

La misura di una tensione si effettua disponendo il voltmetro *in derivazione* (si dice anche *in parallelo*) alla sorgente della tensione stessa o in derivazione a due punti di un circuito elettrico fra cui si voglia effettuare una lettura di tensione (vedi fig. 3). Il voltmetro è costituito ge-

neralmente da un milliamperometro o microamperometro e da una elevata resistenza aggiunta, in esso incorporata. Per esempio, uno strumento di 1 mA equipaggiato con una resistenza addizionale di 1 MΩ forma un voltmetro capace di misurare una tensione massima di 1000 volt. Infatti sono necessari 1000 volt ai capi dell'insieme costituito dallo strumento e dalla resistenza aggiunta perché scorra nello strumento la corrente di 1 mA:

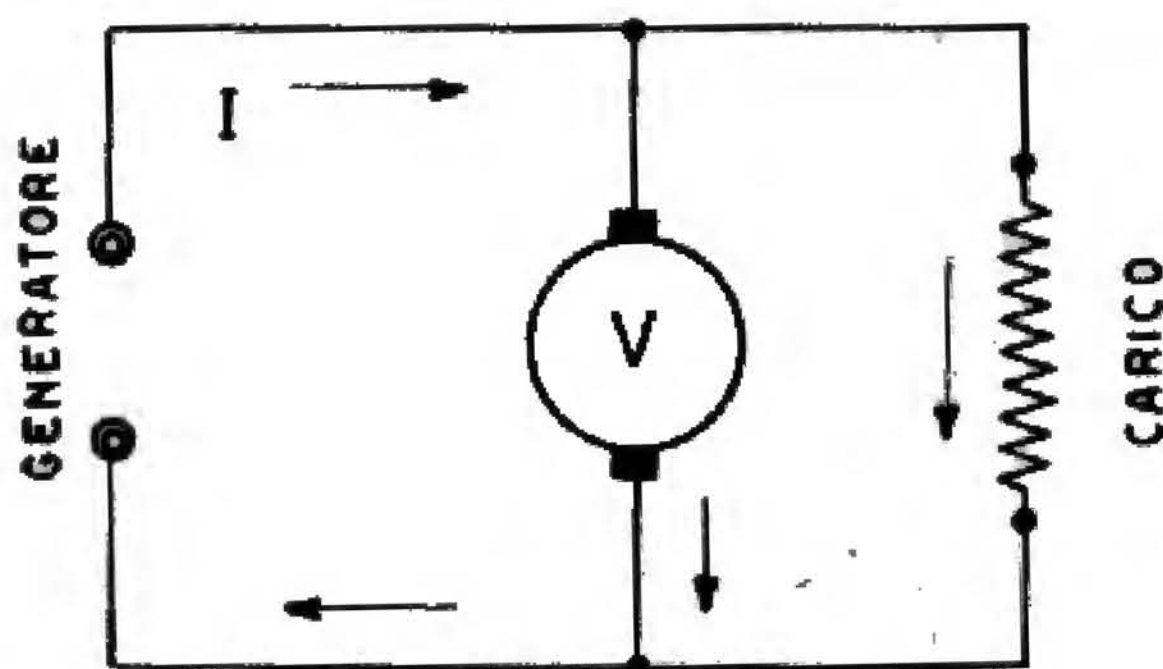


Fig. 3. - Misure di tensione.

$$V = I R = 0,001 \times 1.000.000 = 1000 \text{ volt}$$

Desiderando realizzare con lo stesso strumento una portata di 100 V, basta sostituire la resistenza di 1 MΩ con una di 100 KΩ (la resistenza propria del milliamperometro in oggetto è trascurabile rispetto a questi valori delle resistenze aggiunte).

La resistenza interna di un voltmetro è la somma della resistenza addizionale e della resistenza del misuratore di corrente che lo costituisce. In alcuni casi, specialmente nei circuiti radio, è importante che tale resistenza interna sia la più alta possibile per non alterare la misura. Spesso la resistenza interna viene espressa dai costruttori in relazione all'unità di tensione. Un voltmetro, ad esempio, avente un fondo scala di 500 V, se realizzato con uno strumento di 10 mA, ha una resistenza interna di $500/0,01 = 50.000 \Omega$ oppure, riferendosi all'unità di tensione, di $50.000/500 = 100 \Omega/V$, ossia cento Ω per volt.

I voltmetri vengono costruiti con varie resistenze interne, a seconda dell'uso a cui sono destinati. Per usi industriali è sufficiente una resistenza interna di $100 \div 200 \Omega/V$, mentre nel campo radio sono adoperate resistenze interne fino a $20.000 \Omega/V$ e più.

17 Misure di resistenza.

La misura di una resistenza si effettua ordinariamente mediante un generatore, un voltmetro ed un indicatore di corrente di portata opportuna. Si realizza il circuito di prova disponendolo come in fig. 1, con l'aggiunta del voltmetro in parallelo al generatore. Il rapporto tra la tensione letta sul voltmetro e la corrente espressa in ampere, dà il valore della resistenza totale del circuito. Sottraendo da questo valore la resistenza interna del generatore e quella del misuratore di corrente, si ha il valore della resistenza di carico.

In pratica, quando non si richiede una notevole precisione di misura, si può trascurare la sottrazione delle resistenze estranee menzionate (le quali normalmente sono molto piccole) e ritenere valido il valore di resistenza ottenuto dal rapporto V/I .

CAPITOLO II.

ELEMENTI CIRCUITALI

18 Generalità.

Un circuito elettrico può comprendere uno o più elementi della stessa natura o più elementi di natura diversa.

Oltre ai resistori, vengono adoperati frequentemente nei circuiti organi più complessi chiamati *condensatori*, *induttori* e *trasformatori*. Questi elementi si comportano in modo diverso dai resistori e si imparerà nei prossimi paragrafi a conoscerne il funzionamento e l'uso, prima separatamente poi accoppiati ai resistori.

Nel campo delle applicazioni radio tutto si basa sulla presenza e sulle proprietà dei componenti accennati, che sono adoperati nei valori e nei tipi e forme più disparati. È bene, quindi, fissare fin d'ora l'attenzione sulle nozioni di principio che verranno via via richiamate e che debbono essere considerate indispensabili e complementari di quelle già enunciate.

19 Resistori.

Mentre nei comuni circuiti elettrici i resistori sono quasi sempre costituiti da fili o piattine di materiale metallico altamente resistivo, avvolti in aria e su supporti isolanti, in radio essi possono essere formati da sostanze chimiche concentrate, da impasti speciali, da carbone, ed infine da filo sottile avvolto a spirale su supporto ceramico e poi immobilizzato da lacca o smalto.

Questi resistori sono quasi sempre fissi, cioè di valore non regolabile e stabilito all'atto della costruzione; quelli a filo possono essere fissi o regolabili entro certi limiti. Tale regolabilità è ottenuta mediante un collarino metallico spostabile lungo il corpo del resistore, il quale, rive-

stato d'isolante su tutta la sua superficie, presenta una stretta striscia longitudinale su cui poggia il contatto mobile o collarino munito di una vite d'arresto e di serraggio.

Nelle applicazioni radio i resistori hanno per lo più forme cilindriche; quelli non a filo hanno diametri di alcuni millimetri e lunghezze che vanno da 10 fino a 100 mm., quelli a filo diametri di 5 a 25 mm. e lunghezze che vanno da 30 fino a 200 mm. Sia gli uni che gli altri portano alle loro estremità due fili sottili di rame stagnato o due espansioni metalliche chiamate *terminali*.

I valori resistivi coprono una gamma vastissima che va da qualche ohm ad alcune decine di megaohm. Le dimensioni geometriche, specialmente per i tipi non a filo, dipendono, più che dai valori ohmici, dalle potenze che i resistori stessi sono in grado di dissipare.

20 Resistenze in serie.

Ad una sorgente di forza elettromotrice (tensione) si può applicare sia un carico semplice costituito da un solo

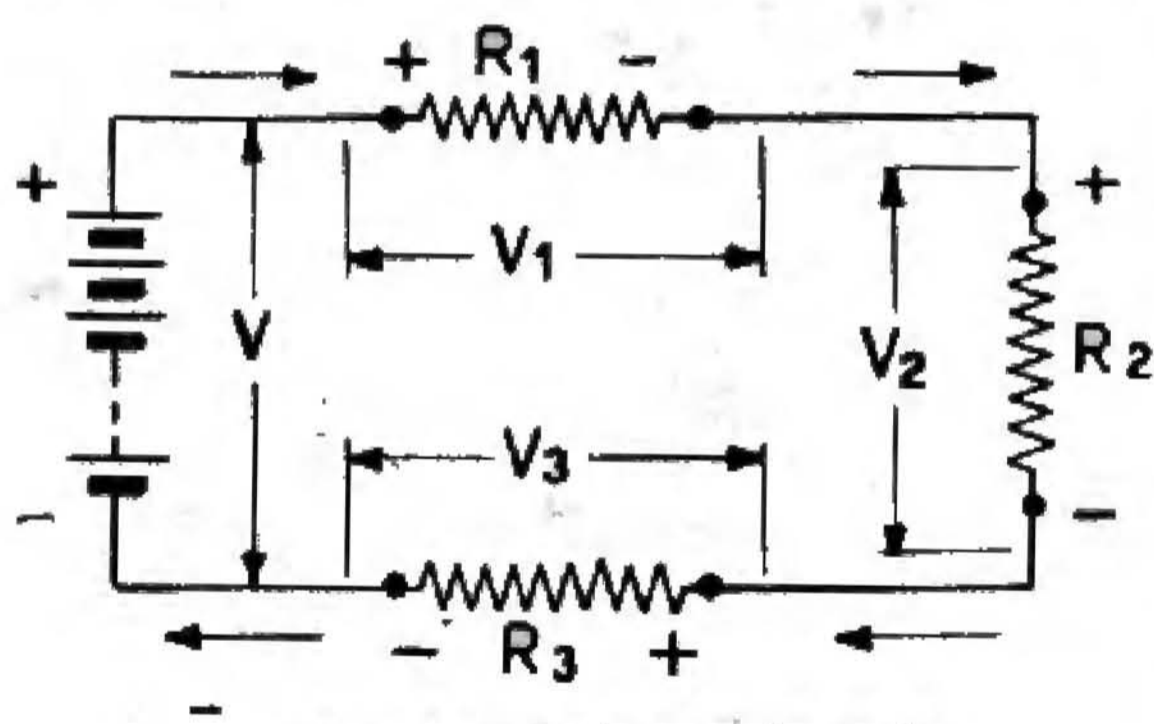


Fig. 4. - Resistenze in serie.

resistore, sia un carico misto costituito da due o più resistori collegati in modo vario.

Si prenda in esame il caso di fig. 4 in cui tre resistori vengono collegati *in serie*, cioè l'uno di seguito all'altro. Si

verificherà che la corrente nel circuito è determinata dalla tensione V divisa per la somma delle singole resistenze:

$$I = \frac{V}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (\text{legge di Ohm})$$

Ciò significa che, se al posto dei tre resistori se ne mettesse uno solo di resistenza uguale alla somma delle loro

resistenze, il risultato sarebbe identico. Quindi, se un circuito elettrico comprende più resistenze connesse in serie, la resistenza complessiva è data dalla somma delle resistenze parziali presenti.

Sempre riferendoci alla fig. 4 si osserverà che la corrente, dovendo attraversare tutti i punti del circuito, deve essere necessariamente uguale in ciascun resistore, mentre la tensione si suddivide fra i tre componenti in parti proporzionali alle rispettive resistenze. Tali parti sono calcolabili mediante la legge di Ohm:

$$V_1 = IR_1$$

$$V_2 = IR_2 \quad (\text{cadute di tensione nello interno di ciascun resistore})$$

$$V_3 = IR_3$$

Deve, in ogni caso, sussistere l'uguaglianza:

$$V = V_1 + V_2 + V_3 = IR_1 + IR_2 + IR_3 = I(R_1 + R_2 + R_3)$$

Sia ad esempio:

$$V = 15 \text{ volt}, R_1 = 10 \Omega, R_2 = 20 \Omega, R_3 = 30 \Omega.$$

Si avrà:

$$I = \frac{15}{10 + 20 + 30} = 0,25 \text{ ampere}$$

$$V_1 = 0,25 \times 10 = 2,5 \text{ volt}$$

$$V_2 = 0,25 \times 20 = 5 \text{ volt}$$

$$V_3 = 0,25 \times 30 = 7,5 \text{ volt}$$

Le tre tensioni V_1 , V_2 , V_3 vengono chiamate *differenze* (o *cadute*) di *potenziale*. Le polarità di ciascuna differenza di potenziale sono quelle indicate in figura e, come si vede, ciascun resistore ha ai suoi capi una tensione con la polarità positiva situata sull'estremo che guarda il positivo della sorgente, e con la polarità negativa sull'estremo che guarda verso il negativo della stessa sorgente.

21 Resistenze in parallelo.

Alla batteria di pile della fig. 5 vengono collegate ancora tre resistori, ma in modo che ciascuno di essi assorba

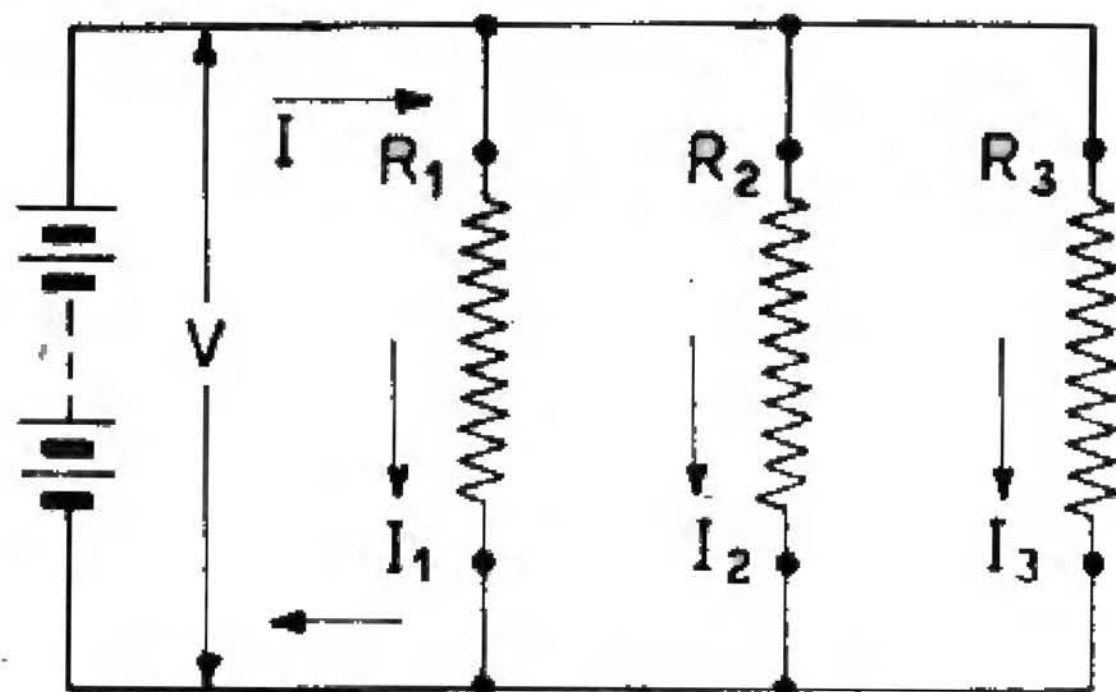


Fig. 5. - Resistenze in parallelo.

corrente indipendentemente dagli altri due. Questo sistema di collegamento è chiamato *in parallelo*. La sorgente di tensione è comune ai tre resistori mentre le correnti nei tre rami sono diverse. Per la legge di Ohm

si può dire che queste correnti sono inversamente proporzionali ai valori resistivi dei singoli rami. La corrente totale, ovviamente, è la somma di queste correnti parziali:

$$I = I_1 + I_2 + I_3 = \frac{V}{R_1} + \frac{V}{R_2} + \frac{V}{R_3} = V \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right).$$

Dallo sviluppo finale dell'espressione testé scritta, si può notare che la corrente totale è ottenuta moltiplicando la tensione V per la somma delle inverse aritmetiche dei valori delle singole resistenze.

L'inversa di una resistenza è chiamata *conduttanza* (simbolo G). Tutto ciò permette di dire che la corrente assorbita da un gruppo di resistori in parallelo è data dal prodotto della tensione applicata per la conduttanza totale; questa ultima è, a sua volta, data dalla somma delle conduttanze parziali. Da ciò si conclude che, nel presente caso:

$$I = V G_t = V (G_1 + G_2 + G_3) = V \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)$$

Essendo $G_t = \frac{1}{R_t}$, si ricava che la formula delle resistenze in parallelo è:

$$R_t = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n}}$$

Dando nello schema della fig. 5 i valori $V = 15$ volt, $R_1 = 30 \Omega$, $R_2 = 20 \Omega$, $R_3 = 12 \Omega$, si ottiene:

$$G_t = \frac{1}{30} + \frac{1}{20} + \frac{1}{12} = \frac{2 + 3 + 5}{60} = \frac{1}{6} = 0,166 \Omega$$

da cui:

$$R_t = \frac{1}{0,166} = 6 \Omega$$

$$I = \frac{V}{R_t} = \frac{15}{6} = 2,5 \text{ A.}$$

Le correnti parziali dei singoli rami si possono ricavare separatamente scrivendo:

$$I_1 = \frac{15}{30} = 0,5 \text{ A}$$

$$I_2 = \frac{15}{20} = 0,75 \text{ A}$$

$$I_3 = \frac{15}{12} = 1,25 \text{ A}$$

Questo procedimento vale per qualunque numero di resistori, ma per il caso più frequente di due soli elementi in parallelo è opportuno applicare la regola: *la resistenza risultante di due resistenze in parallelo è data dal prodotto di queste resistenze diviso per la loro somma.*

$$R_t = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

Volendo risolvere il problema inverso, cioè quello di trovare quale resistenza debba essere messa in parallelo ad un'altra di valore dato per ottenere un valore pure dato e più basso del primo, basta fare il prodotto dei due valori dati e dividerlo per la loro differenza.

Esempio: abbiassi una resistenza di 120 Ω e si voglia modificare questo valore portandolo a 100 Ω . La resistenza da collocare in parallelo alla prima sar :

$$R_x = \frac{120 \times 100}{120 - 100} = \frac{12000}{20} = 600 \Omega .$$

Il parallelo di due o pi  resistori uguali offre una resistenza che ha per valore quello di una resistenza singola diviso per il numero di esse.

22 Resistenze in serie-parallelo.

Vedasi, infine, la fig. 6.   questo un caso semplice di circuito misto. Esso va calcolato a sezioni, comprendendo

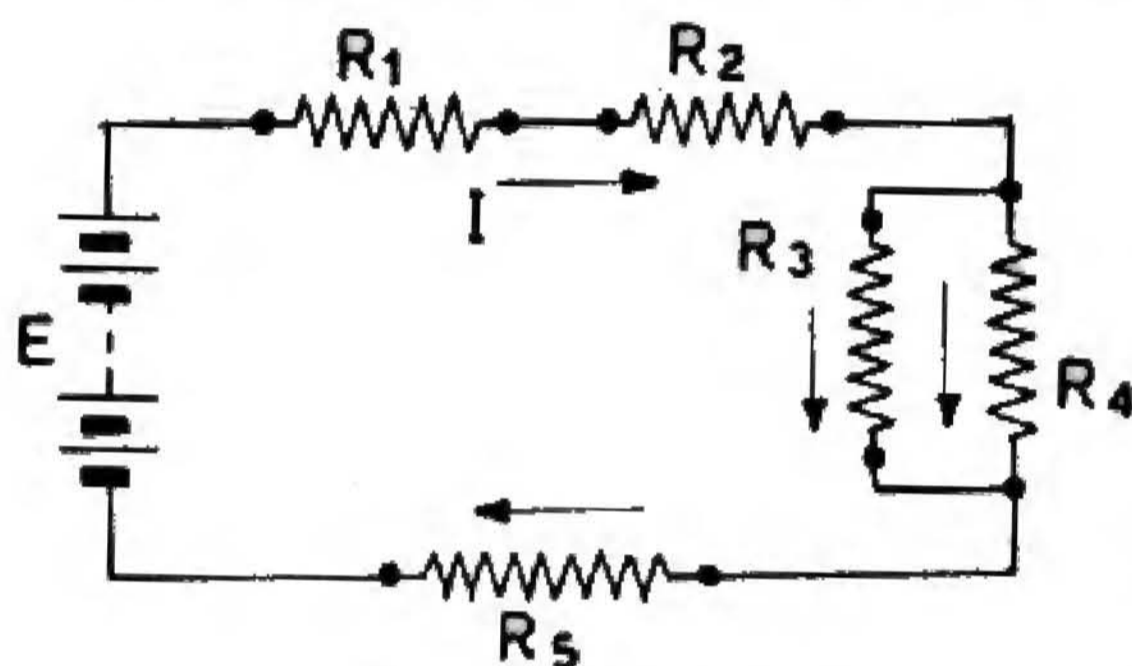


Fig. 6. - Circuito misto.

prima tutti gli elementi disposti in serie e poi quelli disposti in parallelo. Ottenuti i due risultati parziali, si effettua la loro somma e si ha la resistenza totale od equivalente di tutto il circuito. Dando ad E il

valore di 16 volt, e ad R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 rispettivamente i valori 10, 20, 20, 80, 34 ohm, si ottiene:

$$R_s = R_1 + R_2 + R_5 = 10 + 20 + 34 = 64 \Omega$$

$$R_p = \frac{R_3 \times R_4}{R_3 + R_4} = \frac{20 \times 80}{20 + 80} = \frac{1600}{100} = 16 \Omega .$$

Si pu  calcolare ora la resistenza totale:

$$R_t = R_s + R_p = 64 + 16 = 80 \Omega .$$

  quindi facilmente ricavabile la corrente di tutto il complesso scrivendo:

$$I = \frac{E}{R_t} = \frac{16}{80} = 0,2 \text{ A} .$$

Per le resistenze R_1 , R_2 ed R_5 la corrente di circolazione è la stessa I già calcolata. Per le resistenze R_3 ed R_4 si deve tener presente che la corrente totale si divide nei due rami in parti che stanno fra loro in rapporto inverso ai valori delle rispettive resistenze. Essendo il rapporto $\frac{R_3}{R_4} = \frac{20}{80} = \frac{1}{4}$, le correnti parziali I_3 ed I_4 dovranno stare fra loro come 4 sta ad 1. Si dividerà allora la corrente totale in cinque parti di cui quattro rappresenteranno la corrente nella resistenza minore ed una la corrente nella resistenza maggiore. Cioè:

$$I_3 = \frac{4}{5} I = \frac{4 \times 0,2}{5} = 0,16 \text{ A}$$

$$I_4 = \frac{1}{5} I = \frac{0,2}{5} = 0,04 \text{ A} .$$

Per stabilire i valori di I_3 ed I_4 si può procedere anche in un altro modo. Si ricavi anzitutto la caduta di potenziale comune ad R_3 ed a R_4 moltiplicando la corrente I per R_p :

$$V_{34} = IR_p = 0,2 \times 16 = 3,2 \text{ V} .$$

Si applichi ora la legge di Ohm:

$$I_3 = \frac{V_3}{R_3} = \frac{3,2}{20} = 0,16 \text{ A}$$

$$I_4 = \frac{V_4}{R_4} = \frac{3,2}{80} = 0,04 \text{ A} .$$

Le cadute di potenziale relative alle resistenze R_1 , R_2 ed R_5 sono immediatamente ricavabili dai prodotti:

$$V_1 = I R_1 = 0,2 \times 10 = 2 \text{ volt}$$

$$V_2 = I R_2 = 0,2 \times 20 = 4 \text{ volt}$$

$$V_5 = I R_5 = 0,2 \times 34 = 6,8 \text{ volt} .$$

Verifica della tensione totale:

$$E = V_1 + V_2 + V_{34} + V_5 = 2 + 4 + 3,2 + 6,8 = 16 \text{ volt} .$$

23 Potenza dissipabile di un resistore.

L'energia elettrica in un resistore si trasforma sempre in calore. Per poter disperdere facilmente questo calore nell'aria occorre che il resistore sia ben dimensionato.

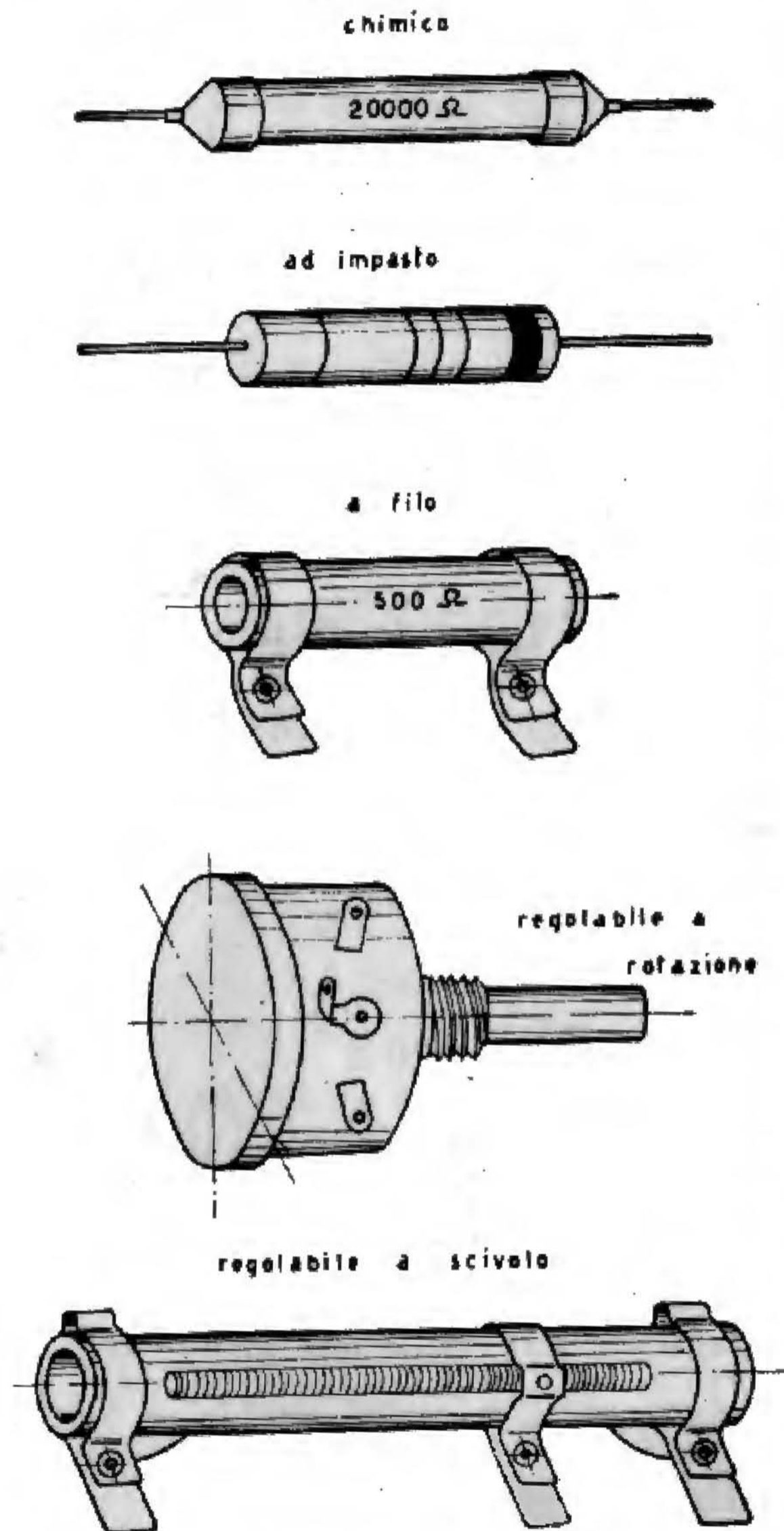


Fig. 7. - Forme più comuni di resistori.

Chiamasi *potenza dissipabile* di un resistore la massima potenza che lo stesso può sopportare in modo continuo, senza che la temperatura assunta possa alterare la sua composizione materiale. Dovendo collegare più resistori in serie o in parallelo, questi dovranno essere scelti in modo che possano dissipare la potenza relativa a ciascuno di essi. A seconda che si conosca la corrente che li attraversa o la tensione ai loro capi, le formule già note I^2R oppure $\frac{V^2}{R}$ serviranno a questo scopo. Essendoci, però, nel commercio soltanto dimensionamenti corrispondenti a determinati valori numerici di potenza dis-

sipabile, si sceglieranno caso per caso quei valori che più si avvicinano a quelli calcolati. Naturalmente è sempre consigliabile approssimare per eccesso. I valori di potenza più usati dai costruttori per i resistori impiegati in radio sono di 0,25 - 0,5 - 1 - 2 - 3 - 4 watt per i tipi chimici, a carbone, a strato o ad impasto; di 3 - 4 - 6 - 10 - 15 - 20 - 50 watt per i tipi a filo.

Eccezionalmente nelle applicazioni radio vengono costruiti resistori a filo anche per potenze superiori.

Riferendosi all'esempio di fig. 6 le rispettive potenze di dissipazione sono:

$$\begin{aligned}
 P_1 &= I^2 R_1 = 0,2^2 \times 10 = 0,4 \text{ W (si sceglierà 0,5 W)} \\
 P_2 &= I^2 R_2 = 0,2^2 \times 20 = 0,8 \text{ W (" " 1 W)} \\
 P_3 &= I_3^2 R_3 = 0,16^2 \times 20 = 0,512 \text{ W (" " 1 W)} \\
 P_4 &= I_4^2 R_4 = 0,04^2 \times 80 = 0,128 \text{ W (" " 0,25 W)} \\
 P_5 &= I^2 R_5 = 0,2^2 \times 34 = 1,32 \text{ W (" " 2 W)}.
 \end{aligned}$$

24 Capacità e condensatori.

Immaginiamo che due piastre metalliche siano poste l'una vicina all'altra, separate da un mezzo isolante, come indicato nella fig. 8. Normalmente le due piastre saranno elettricamente neutre, cioè il numero di elettroni in ciascuna di esse bilancerà esattamente la carica dei rispettivi nuclei. In questo stato non manifestano entrambi nessuna carica elettrica.

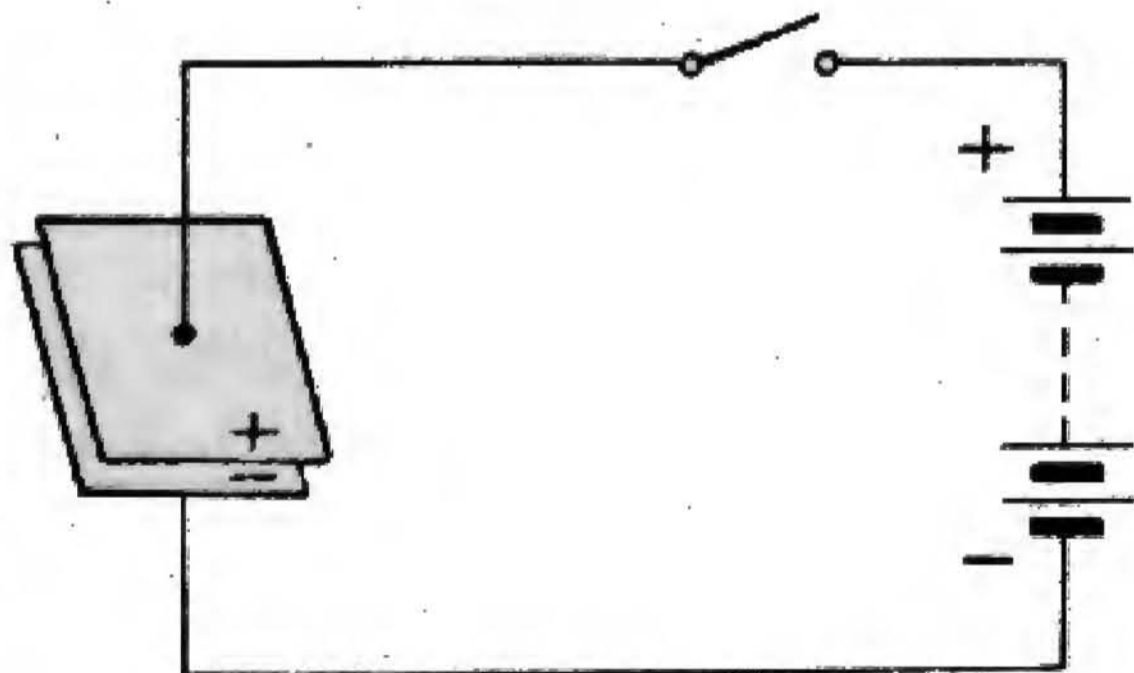


Fig. 8. - Carica di un condensatore.

Supponiamo ora di connettere le due placche ad una batteria di pile con l'interposizione di un'interruttore. Alla chiusura del-

l'interruttore, una parte degli elettroni della piastra superiore sarà attratta dal polo positivo della batteria, mentre una stessa quantità di elettroni sarà respinta dal polo negativo della batteria sulla piastra inferiore. Questo movimento di elettroni continuerà finché fra le due piastre si sarà stabilito lo stesso potenziale della batteria. Si dice che le piastre si sono *caricate*.

Se a questo punto apriamo l'interruttore, la placca superiore verrà lasciata con una deficienza di elettroni mentre quella inferiore ne avrà in eccesso. Le cariche, positiva e negativa, rimarranno non essendoci più possibilità per gli elettroni di ritornare al posto di partenza. Si può, però, ottenere rapidamente il ritorno dell'equilibrio toccando le due piastre con un oggetto metallico (*corto circuito*). Si dice che le placche si sono *scaricate*.

Le due piastre costituiscono ciò che comunemente si chiama un *condensatore elettrico* o semplicemente *condensatore*. Da quanto è stato detto è chiaro che un condensatore possiede la proprietà di immagazzinare elettricità statica. Si deve anche tener presente che durante la carica o la scarica una corrente scorre nel circuito anche se le piastre sono isolate fra loro. Naturalmente i tempi di durata della carica e della scarica sono molto brevi.

La carica, o quantità di elettricità che può essere posta su un condensatore, è proporzionale alla tensione applicata e alla superficie delle piastre, ed è inversamente proporzionale alla loro distanza: dipende, inoltre, dalla natura dell'isolante interposto. I tre elementi, superficie, distanza, materiale isolante, determinano la *capacità* (simbolo C) del condensatore.

Quando l'isolante è l'aria, la capacità del condensatore è minima. Il rapporto tra la capacità che ha un condensatore con un determinato materiale isolante e la capacità che lo stesso condensatore ha quando per isolante c'è l'aria, chiamasi *costante dielettrica* (simbolo ϵ) di quel materiale. L'isolante adoperato è chiamato *dielettrico*: le piastre si chiamano *armature*.

Un condensatore può essere formato da due sole piastre oppure da più piastre sovrapposte e collegate alterna-

tivamente, come indica la fig. 9. Può, inoltre, essere *fisso* oppure *variabile*. Dicesi *fisso* un condensatore la cui superficie affacciata b delle piastre, cioè quella parte di superficie che maggiormente interviene a determinare la capacità, è costruttivamente fissa; quando si può variare tale superficie affacciata, il condensatore prende il nome di *variabile*.

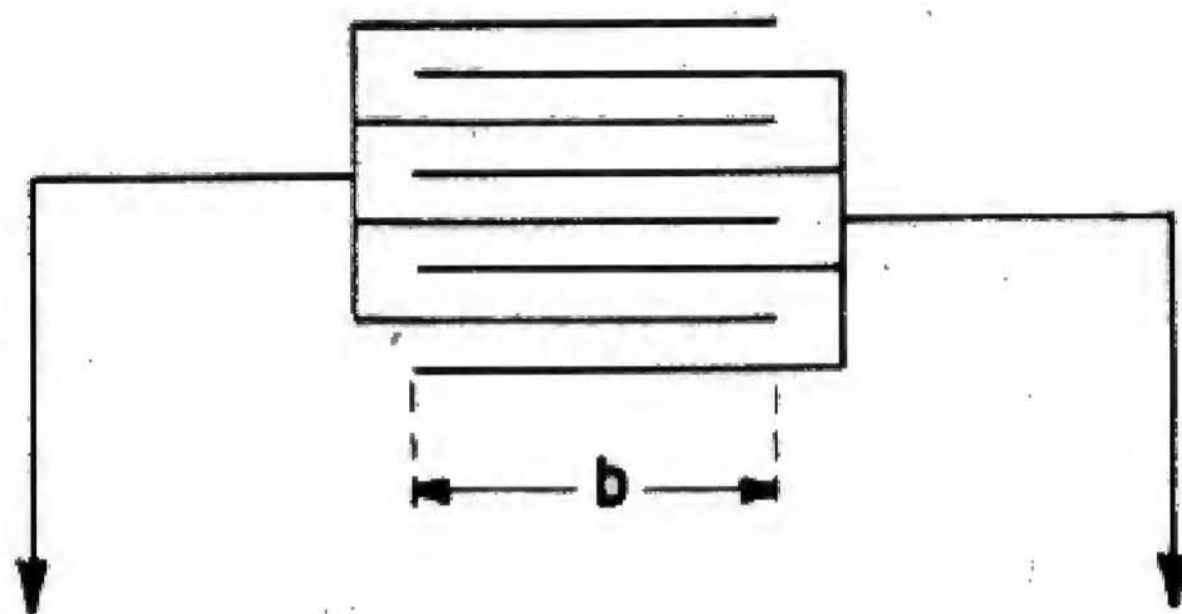


Fig. 9. - Condensatore a più piastre (visto in sezione).

La variazione di capacità di un condensatore è ottenuta fornendo uno dei due complessi di piastre di un perno, il quale ruotando permette al complesso ad esso collegato di fuoriuscire dall'altro e variare così la parte di superficie affacciata. Il complesso fisso è chiamato *statore*, quello mobile *rotore*.

I condensatori variabili sono quasi sempre in aria, mentre quelli fissi hanno per lo più dielettrico solido costituito da carta o da mica.

In certi casi, quando si richiedono capacità fisse molto elevate, si usano dei condensatori speciali detti *elettrolitici*. Essi sono formati da due sottili nastri di alluminio separati da un dielettrico semiliquido. Questo dielettrico è una composizione chimica conduttiva la quale, quando una tensione continua viene applicata al condensatore, determina la formazione di un sottilissimo strato isolante fra le due facce a contatto dei nastri. L'insieme, poi, viene arrotolato e racchiuso in una custodia fornita di due terminali collegati internamente a ciascuno dei nastri.

25 Misura della capacità.

L'unità di misura della capacità è il *farad* (simbolo F). Essa è definita come la *capacità di un condensatore che richiede un coulomb per aumentare il suo potenziale di un*

volt. In altre parole, applicando una tensione di un volt ad un condensatore della capacità di un farad, questo assorbe tante cariche elettriche quante ne trasporta la corrente di un ampere in un secondo. Tale capacità, però, è enorme. Nella pratica si usano due unità molto più piccole, sottomultiple del farad. Esse sono:

il $\mu F = \text{microfarad} = \text{un milionesimo di Farad}$

il $\mu\mu F$ o $pF = \text{micromicrofarad}$ o $\text{picofarad} = 1/1000000$ di μF .

La formula per calcolare la capacità di un condensatore è:

$$C = \frac{885 \epsilon a (N - 1)}{d \times 10} \text{ in } \mu\mu F$$

dove

$\epsilon =$ costante dielettrica del materiale fra le armature
(per l'aria $\epsilon = 1$)

$a =$ superficie di una placca in cm^2 (una sola faccia)

$N =$ numero totale delle placche (fra fisse e mobili, se si tratta di un condensatore variabile)

$d =$ distanza delle armature o spessore del dielettrico in cm.

Se le piastre di un gruppo non hanno la medesima superficie di quelle dell'altro gruppo, la misura si estende a quelle di minore superficie. S'intende, trattandosi di condensatore variabile, che le piastre mobili debbano essere considerate chiuse, cioè portate alla posizione di massima superficie affacciata rispetto alle piastre fisse, se si desidera conoscere la massima capacità del condensatore.

Esempio: Un condensatore variabile ha 9 piastre semicircolari sul suo rotore e ciascuna di queste ha un raggio di 3,5 cm. (vedi fig. 10). Lo statore comprende otto piastre di forma rettangolare aventi ciascuna una superficie che riesce ampiamente ad abbracciare quella di qualsiasi piastra mobile. Al centro, verso il bordo superiore di ogni piastra fissa, è praticata una apertura semicircolare di raggio 1 cm., onde permettere al perno di ruotare liberamente senza possibilità di contatti fra i due complessi.

La distanza tra due piastre adiacenti del rotore e dello statore è di 1 mm. Quale sarà la capacità di questo condensatore se il dielettrico è l'aria?

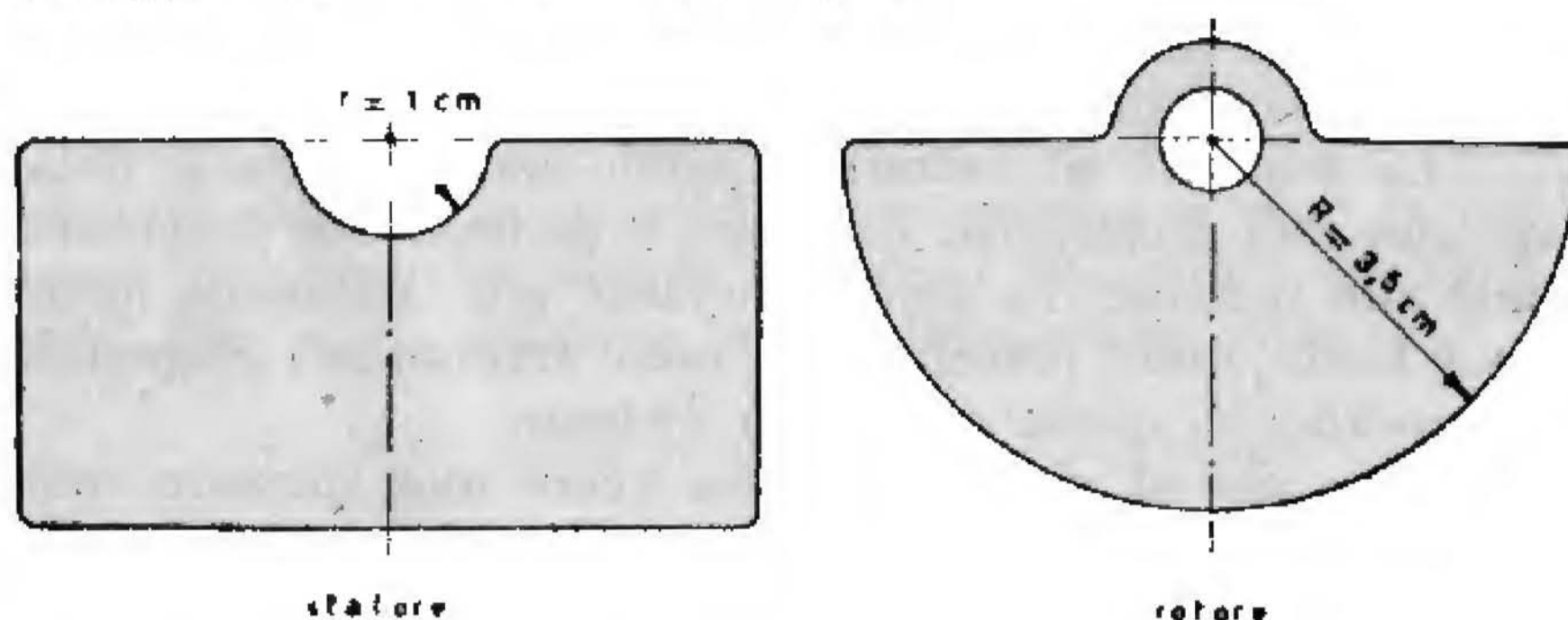


Fig. 10. Placche di condensatori variabili.

Nel presente caso l'area che interessa è quella di una piastra del rotore diminuita dell'area dell'apertura praticata sulle piastre dello statore. Tale area è:

$$a = \frac{\pi R^2}{2} - \frac{\pi r^2}{2} = \frac{\pi}{2} (R^2 - r^2) = 1,57 (3,5^2 - 1^2) = 19,25 \text{ cm}^2$$

La capacità perciò è:

$$C = \frac{885 \varepsilon a (N - 1)}{d \times 10^4} = \frac{885 \times 1 \times 19,25 \times (17 - 1)}{0,1 \times 10^4} = 272,5 \text{ pF}$$

Nota: Valori di questo ordine o poco diversi hanno i condensatori variabili usati nei radioricevitori allo scopo di sintonizzare le stazioni radioemittenti.

26 Tensione di scarica o di rottura.

Quando si applica una forte differenza di potenziale alle armature di un condensatore, si esercita una notevole forza sugli elettroni e sul dielettrico. Dato che il dielettrico è un isolante, cioè un corpo in cui gli elettroni non si distaccano facilmente dai rispettivi nuclei, come nei conduttori, la forte tensione può sviluppare una forza tale da rompere o forare lo stesso dielettrico producendo una scarica violenta. Se il dielettrico è l'aria o un gas qualsiasi.

tale scarica è visibile con una scintilla più o meno luminosa e rumorosa. Se il dielettrico è un corpo solido, alcune particelle di esso possono bruciare nel punto di perforazione e costituire passaggio privo di isolamento che provoca un corto circuito permanente.

La *tensione di rottura* dipende dalla specie e dallo spessore del dielettrico. Essa non è esattamente proporzionale allo spessore. La rottura avviene più facilmente quando i bordi delle placche non sono arrotondati e quando le superfici di queste non sono levigate.

Dato che il dielettrico deve avere uno spessore sufficiente a sopportare la tensione massima che si vuole applicare al condensatore, e dato che più grande è questo spessore e più piccola è la capacità del condensatore per una data area di armatura, ne consegue che i condensatori a forte tensione di lavoro sono di dimensioni molto maggiori di quelli di pari capacità costruiti per tensioni basse. La tensione di rottura dei condensatori a carta può essere aumentata impregnando la carta con olio speciale ed introducendo poi tutto il condensatore in una custodia a chiusura ermetica contenente lo stesso olio.

TABELLA II - COSTANTI DIELETTICHE E TENSIONI DI ROTTURA DI ALCUNI ISOLANTI

Isolanti	Costante dielettrica	Chilovolt per mm. di spessore
Aria secca	1	0,8 ÷ 1
Bachelite	4 ÷ 6	25 ÷ 30
Vetro comune	7,5 ÷ 8	8 ÷ 10
Mica	4 ÷ 8	24 ÷ 60
Micalex	7,5	10
Carta	2 ÷ 2,5	50
Porcellana	6 ÷ 7,5	1,6 ÷ 4
Gomma dura	2 ÷ 3,5	18
Polyethylene	2,3 ÷ 2,4	40
Lucite	2,5 ÷ 3	20

Connettere due o più condensatori in serie o in parallelo vuol dire disporli come già visto per le resistenze.

Al contrario delle resistenze, però, le capacità dei condensatori si sommano normalmente quando questi ultimi vengono connessi in parallelo, e si sommano come le resistenze in parallelo quando gli stessi vengono connessi in serie. Per la disposizione in parallelo allora si ha:

$$C_t = C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n.$$

E per la disposizione in serie:

$$C_t = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots + \frac{1}{C_n}}$$

Per soli due condensatori in serie la formula abbreviata è:

$$C_t = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}.$$

Ovviamente in queste formule debbono essere usate le stesse unità di misura per tutti i condensatori.

Due, tre, quattro, ecc. condensatori uguali disposti in serie equivalgono ad un condensatore unico di capacità rispettivamente metà, un terzo, un quarto ecc. di quella di uno dei componenti.

Si effettua il collegamento in parallelo quando si desidera una capacità elevata utilizzando condensatori di capacità individuale piccola.

Il collegamento in serie, invece, è praticato quando si desidera una capacità minore di quella di ciascun elemento disponibile e contemporaneamente una tensione di lavoro maggiore di quella per cui è costruito ogni singolo elemento.

Nel collegamento in parallelo è indifferente che i condensatori abbiano o no la stessa capacità, ma è necessario che essi abbiano individualmente una tensione di lavoro uguale o maggiore di quella massima in giuoco nel circuito in cui vengono inseriti.

Nel collegamento in serie la tensione totale applicata si fraziona nei vari elementi in parti che sono inversa-

mente proporzionali alle rispettive capacità. A condensa-

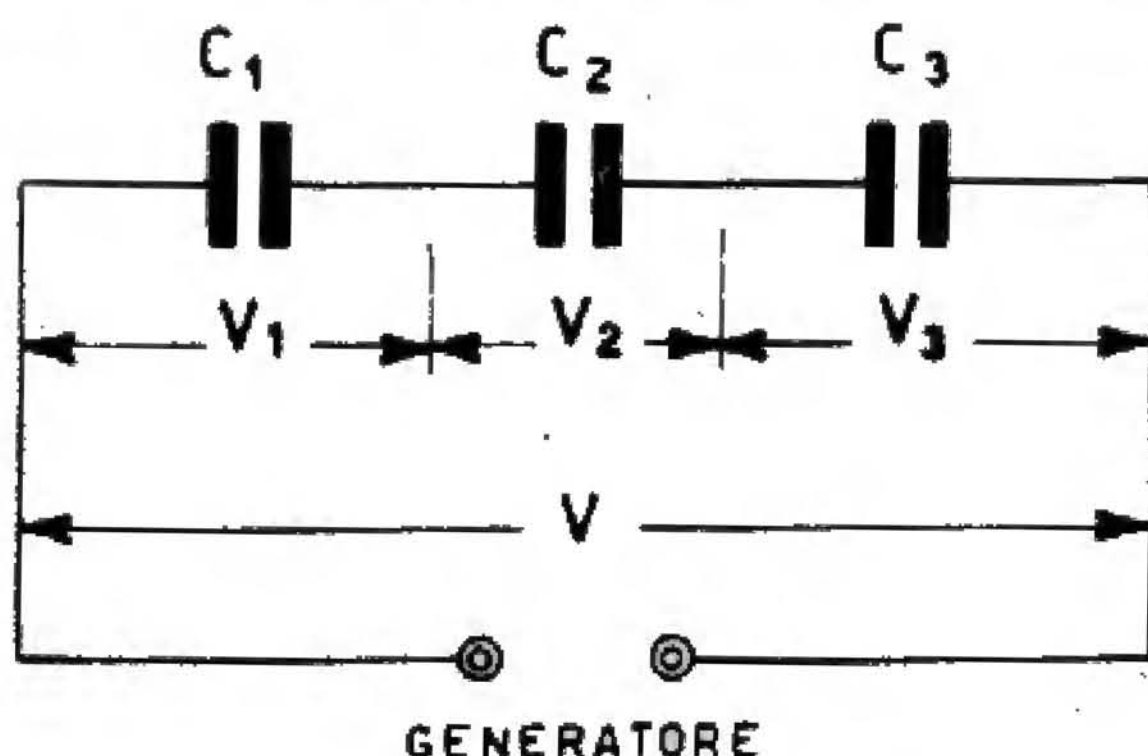


Fig. 11. - Condensatori in serie.

tori di capacità maggiore compete perciò una frazione più piccola di tensione, e viceversa. In linea generale conviene effettuare la disposizione in serie con elementi di uguale capacità e di uguale tensione di

lavoro, sfruttando il fatto che questa tensione singola di lavoro può essere una frazione più o meno grande della tensione totale del circuito, a seconda del numero degli elementi che vengono considerati.

Esempio di disposizione in serie: abbiansi tre condensatori di capacità rispettivamente 2, 5, 10 μ F collegati come in fig. 11. La capacità risultante è:

$$C_t = \frac{1}{\frac{1}{2} + \frac{1}{5} + \frac{1}{10}} = \frac{10}{8} = 1,25 \mu F .$$

La tensione ai capi di C₁ è:

$$V_1 = \frac{C_t V}{C_1} = \frac{1,25 \times 4000}{5} = 2500 \text{ volt}$$

quella ai capi di C₂:

$$V_2 = \frac{C_t V}{C_2} = \frac{1,25 \times 4000}{5} = 1000 \text{ volt}$$

quella ai capi di C₃:

$$V_3 = \frac{C_t V}{C_3} = \frac{1,25 \times 4000}{10} = 500 \text{ volt} .$$

Si può facilmente controllare che:

$$V = V_1 + V_2 + V_3 = 2500 + 1000 + 500 = 4000 \text{ volt.}$$

28 Tipi di condensatori fissi e loro caratteristiche.

Per le applicazioni nel campo dei radioricevitori vengono costruiti vari tipi di condensatori fissi. I più usati fra questi sono (fig. 12):

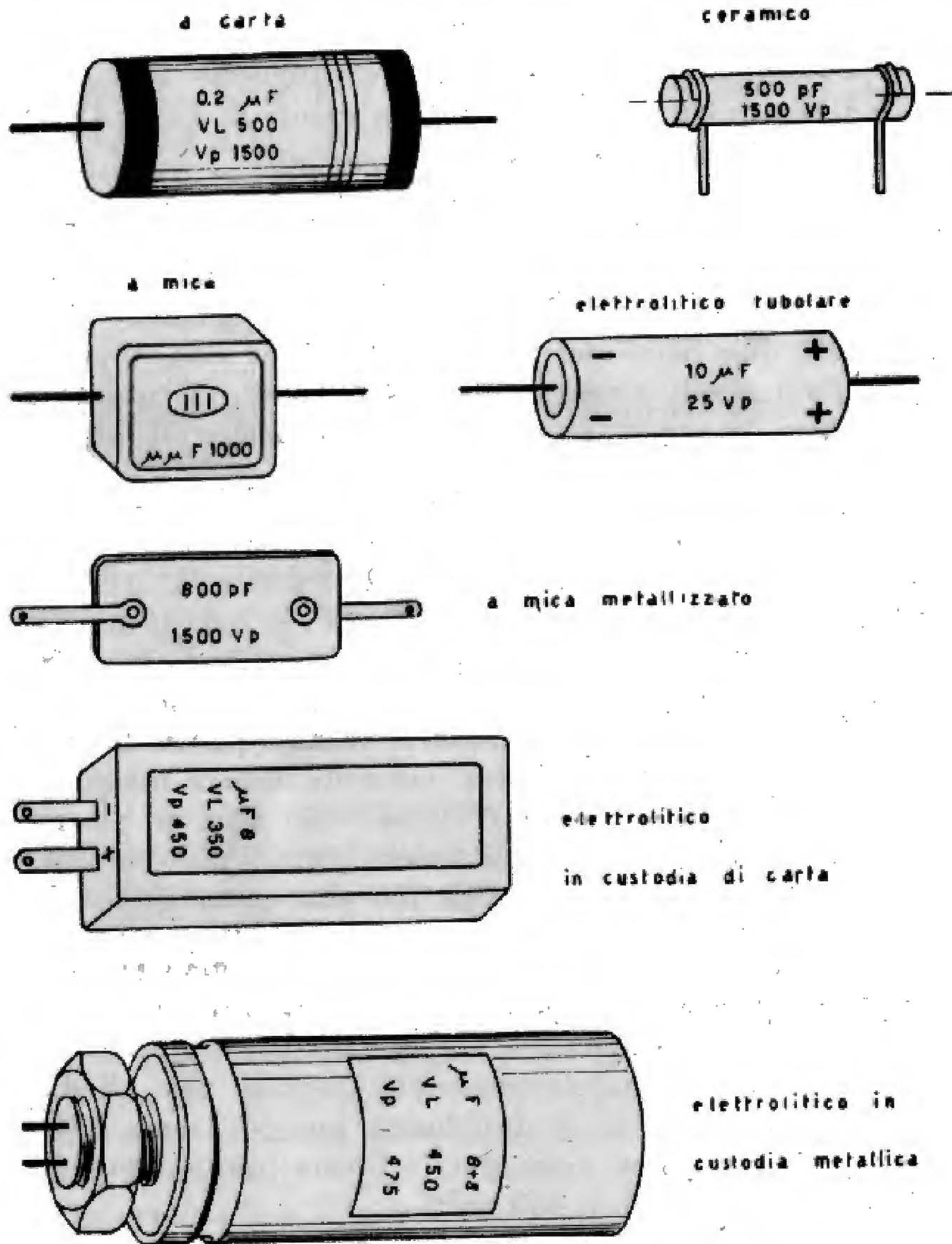


Fig. 12. - Forme più comuni di condensatori fissi.

a) Condensatori piani a dielettrico carta o mica. Valori di capacità $50 \div 10000$ pF. Forma quadrata o rettangolare a cioccolatino. Dimensioni $10 \div 30$ mm. Tensioni di lavoro $300 \div 500$ volt. Costruzione come in fig. 9.

b) Condensatori cilindrici a carta. Valori di capacità $5000 \div 500000$ pF. Forma a cartuccia con diametri di $7 \div 20$ mm. e lunghezze di $20 \div 40$ mm. Tensioni di lavoro $300 \div 500$ volt. Costruzione a spirale di due o più nastri di alluminio separati da striscie di carta.

c) Condensatori ceramici. Si distinguono in tipi a disco e tipi a tubetto. I primi hanno valori di capacità di $1 \div 50$ pF, diametri di $4 \div 11$ mm. e spessori di $1 \div 2$ mm. I secondi hanno capacità di $25 \div 15000$ pF, diametri di $3 \div 8$ mm. e lunghezze di $10 \div 35$ mm. La tensione di lavoro per entrambi i tipi è di 500 volt. Il modello a disco è ottenuto mediante metallizzazione a spruzzo d'argento delle due facce del disco di ceramica con applicazione dei terminali a mezzo saldatura. Quello a tubetto è ottenuto con lo stesso procedimento applicato all'interno ed all'esterno del tubetto ceramico.

d) Condensatori a carta impregnati in olio. Si costruiscono nel tipo a cartuccia per valori fino a $0,5 \mu\text{F}$, nel tipo a scatola per valori di $0,5 \div 20 \mu\text{F}$, e nel tipo cilindrico ad involucro metallico e fissaggio verticale per capacità di $1 \div 20 \mu\text{F}$. Le dimensioni dei tipi a cartuccia sono come per i modelli corrispondenti a carta; quelle dei tipi a scatola variano da 3 a 10 cm. circa di misura massima; i tipi cilindrici hanno diametri di $14 \div 65$ mm. ed altezze di $50 \div 120$ mm. Tensioni di lavoro $100 \div 500$ volt per casi ordinari, e $1000 \div 3000$ volt per casi speciali.

e) Condensatori elettrolitici. Si costruiscono ogniqualvolta si desiderano forti capacità e piccoli ingombri. Valori normalmente compresi tra 8 e $1000 \mu\text{F}$. Forma cilindrica o parallelepipedica. Dimensioni: $20 \div 50$ mm. di diametro e $50 \div 80$ mm. di lunghezza per la forma cilindrica, $15 \times 25 \times 70$ mm. circa per la forma parallelepipedica. Tensioni di lavoro $10 \div 450$ volt.

Tutti i tipi di condensatori elencati hanno due fili o linguette in rame stagnato che rappresentano i terminali

delle placche o complessi di piastre. I condensatori elettrolitici, in particolare, hanno distinti con un segno (+) e con un segno (—) i due terminali di uscita. Nell'inserirli in un circuito elettrico occorre badare a che queste polarità non siano invertite rispetto alla tensione continua del circuito. Un'errata inserzione può rapidamente danneggiare il condensatore elettrolitico. Quando si debbono collegare in serie due o più condensatori di questo tipo, occorre disporli tutti con i (+) orientati verso il positivo della sorgente di tensione del circuito.

Spesso nella pratica si notano condensatori elettrolitici a custodia metallica i quali da un lato hanno un solo terminale o nessuno e dall'altro due o tre od anche quattro terminali. Si tratta di condensatori multipli composti di parecchi elementi incorporati nello stesso involucri. Questo involucri, che è metallico, costituisce il negativo comune a tutti gli elementi. I valori di capacità e di tensione dei singoli elementi sono di solito uguali, ma possono essere anche diversi.

Spesso sui condensatori a dielettrico solido in luogo della tensione di lavoro è indicata quella di prova. La tensione di lavoro si stabilisce notevolmente inferiore a quella di prova, ed in genere è $1/3$ di questa. Sui condensatori elettrolitici, invece, si usa indicare la massima tensione sopportabile per breve tempo che è circa 1,3 volte maggiore della tensione di lavoro.

29 Fenomeni d'induzione della corrente. Induttanza.

La corrente continua che scorre in un conduttore produce degli effetti magnetici verificabili in vari modi. L'ago di una bussola, per esempio, sottoposto al conduttore percorso da corrente verrà spostato dalla sua posizione di equilibrio e tenderà a disporsi in direzione perpendicolare ad esso. Più forte è la corrente, o minore è la distanza dell'ago dal filo, più pronunciato è l'effetto magnetico.

Lo spazio entro cui sono avvertibili degli effetti magnetici viene chiamato *campo magnetico*. Le linee lungo le quali agiscono le forze del campo vengono dette *linee di flusso magnetico*.

Se un filo percorso da corrente viene incurvato in modo

da formare una spira, si produrrà nell'interno di questa un campo magnetico più intenso di quello che si creerebbe se lo stesso filo fosse tenuto diritto. Una qualunque cosa di natura ferrosa introdotta nella spira concentrerà ancora di più il campo. Più spire consecutive di questo genere costituiscono ciò che si chiama *solenoid*, e più comunemente *bobina* o *induttore*.

Quando una bobina è attraversata da corrente continua essa si comporta come una calamita: un nord e un sud si stabiliscono agli estremi del suo asse ed il campo magnetico generato esercita forze di attrazione sui materiali ferrosi posti nelle sue vicinanze. La relazione tra la forza del campo e l'intensità della corrente che lo produce è chiamata *coefficiente di autoinduzione* o semplicemente *induttanza* della bobina (simbolo L). Tale induttanza dipende dalle caratteristiche fisiche della bobina, e cioè dal suo diametro, dal numero delle sue spire e dalla sua lunghezza assiale.

Se si fa variare d'intensità la corrente che circola in un conduttore o in una bobina, si osserva che ai loro capi si sviluppa una tensione o *forza elettro-motrice* (*f.e.m.*) la quale è perfettamente indipendente dalla tensione da cui ha origine la corrente stessa. Si dice che questa *f.e.m.* è *indotta* nel conduttore o nella bobina. Più forte è il campo magnetico, o più rapida è la variazione della corrente del circuito, maggiore è la *f.e.m.* indotta. Dato che l'intensità del campo dipende dall'induttanza, si può dire che la tensione indotta, a parità di altri fattori, è proporzionale all'induttanza del conduttore o della bobina.

La *f.e.m.* indotta tende a far scorrere nel circuito una corrente che ha senso *opposto* a quello della corrente prodotta dalla *f.e.m.* esterna, quando quest'ultima corrente è in *aumento*. Se invece la corrente principale è in *diminuzione*, la corrente generata dalla *f.e.m.* indotta ha lo *stesso* senso della corrente principale. L'effetto dell'induttanza, quindi, è di opporsi ad ogni variazione della corrente nel circuito, indipendentemente dalle cause della variazione stessa. Questo effetto, considerato in una bobina cilindrica, è proporzionale all'area della sezione normale della bobina, al quadrato del numero delle spire, e dipende da altri fattori riguardanti la forma dell'avvolgimento.

L'unità di misura dell'induttanza è l'henry (simbolo H). Essa è l'induttanza di un circuito in cui una variazione di corrente nella misura di un ampere al secondo produce una f.e.m. indotta di un volt.

Sottomultipli dell'henry sono:

il mH = millihenry = un millesimo di henry

il μ H = microhenry = un milionesimo di henry

L'induttanza di una bobina avvolta in aria o su supporto isolante può essere calcolata abbastanza approssimativamente mediante le formule seguenti:

a) *bobina cilindrica ad uno strato*

$$L = \frac{D^2 N^2}{2,54 (18 D + 40 l)} \quad (\text{in } \mu\text{H})$$

D = diametro medio della bobina in cm (vedi fig. 13)

N = numero delle spire

l = lunghezza dell'avvolgimento in cm.

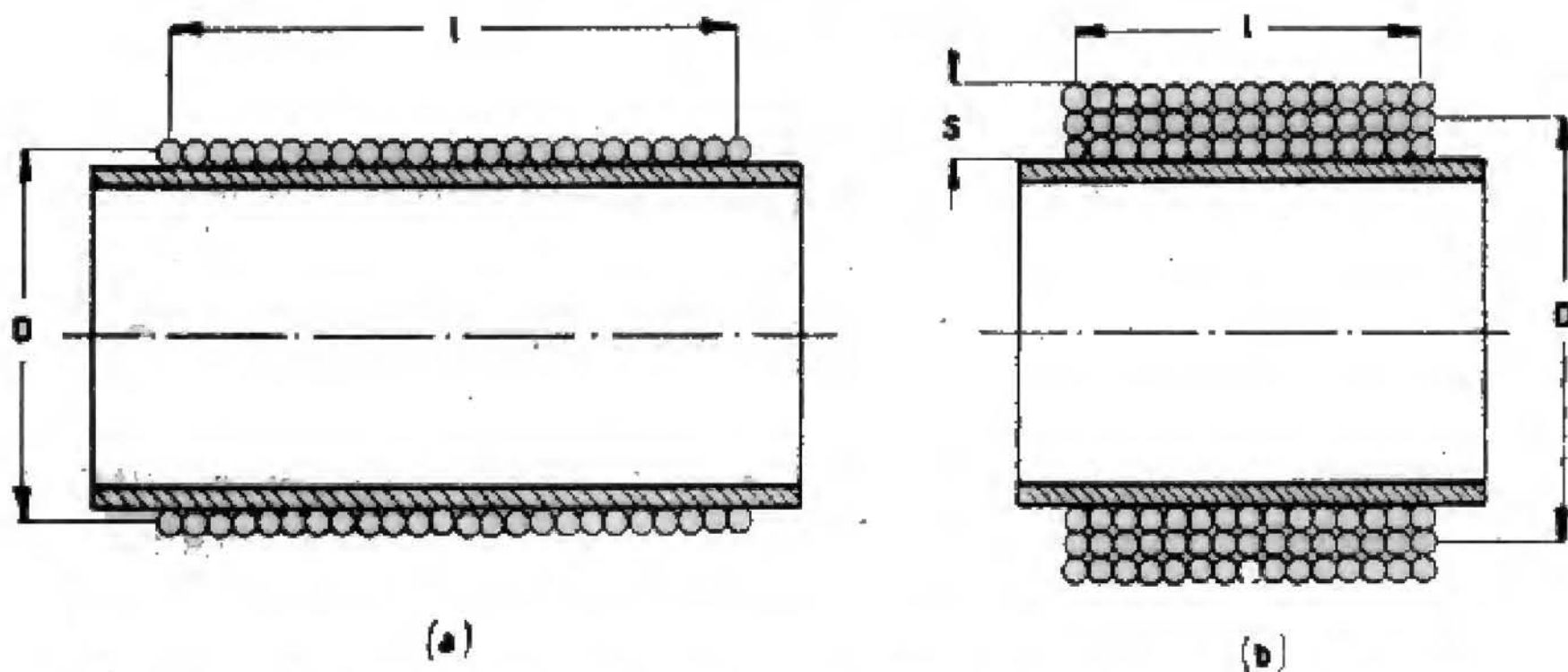


Fig. 13. - (a) Bobina ad uno strato; (b) bobina a più strati sovrapposti.

b) *bobina cilindrica a più strati sovrapposti*

$$L = \frac{0,0787 D^2 N^2}{3D + 9l + 10 s} \quad (\text{in } \mu\text{H})$$

D = diametro medio della bobina in cm (vedi fig. 13)

N = numero delle spire

l = lunghezza dell'avvolgimento in cm

s = spessore radiale dell'avvolgimento in cm.

Nota: I valori di induttanza usati nelle applicazioni radio variano da pochi microhenry a parecchi henry. Nei circuiti a radiofrequenza non si sorpassa quasi mai l'ordine di grandezza di qualche millihenry. I valori maggiori d'induttanza vengono adoperati, invece, nei circuiti di alimentazione dei radioricevitori, nei trasformatori ed in generale in tutte le applicazioni ove la frequenza di lavoro è quella della rete (50 periodi per secondo) oppure giace nel campo delle frequenze acustiche, cioè nei limiti di 15 a 15000 periodi/secondo.

30 Induttori a nucleo di ferro.

Normalmente i grandi valori d'induttanza sono raggiunti avvolgendo le bobine su supporti ad anima di ferro. Questa anima o *nucleo* magnetico è un solido a sezione uniforme, quadrata o circolare, e può essere in ferro pieno, in fili di ferro a mazzetto, oppure in lamine ferrose di piccolo spessore riunite assieme e isolate tra loro mediante carta, vernice o semplice ossidazione superficiale. Il tipo laminato è il più efficiente quando è presente un campo magnetico *alternativo* (generato cioè da corrente alternata).

Il nucleo magnetico può essere *aperto* oppure *chiuso*. Nel nucleo aperto le linee magnetiche non compiono un percorso tutto chiuso nel ferro: questo di solito ha forma rettilinea ed è lungo poco più della bobina entro cui va inserito. Raramente vengono usati in pratica nuclei di questo tipo. Diconsi chiusi i nuclei a forma anulare o a mantello; essi sono costituiti quasi sempre da un certo numero di lamierini sagomati come indica la figura 14, ottenuti per tranciatura da lastre in ferro dolce alligato con silicio (il silicio riduce le perdite magnetiche

del ferro). Lo spessore dei lamierini è ordinariamente di $0,3 \div 0,5$ mm.

Come si vede nella fig. 14, ciascun tipo di lamierino è diviso in due pezzi onde permettere l'introduzione in uno dei bracci della bobina previamente preparata. Per la forma (a) la bobina può essere infilata indifferentemente in uno dei due bracci verticali, oppure nel braccio orizzontale staccato. Per la forma (b) la bobina è infilata nel braccio centrale più grosso.

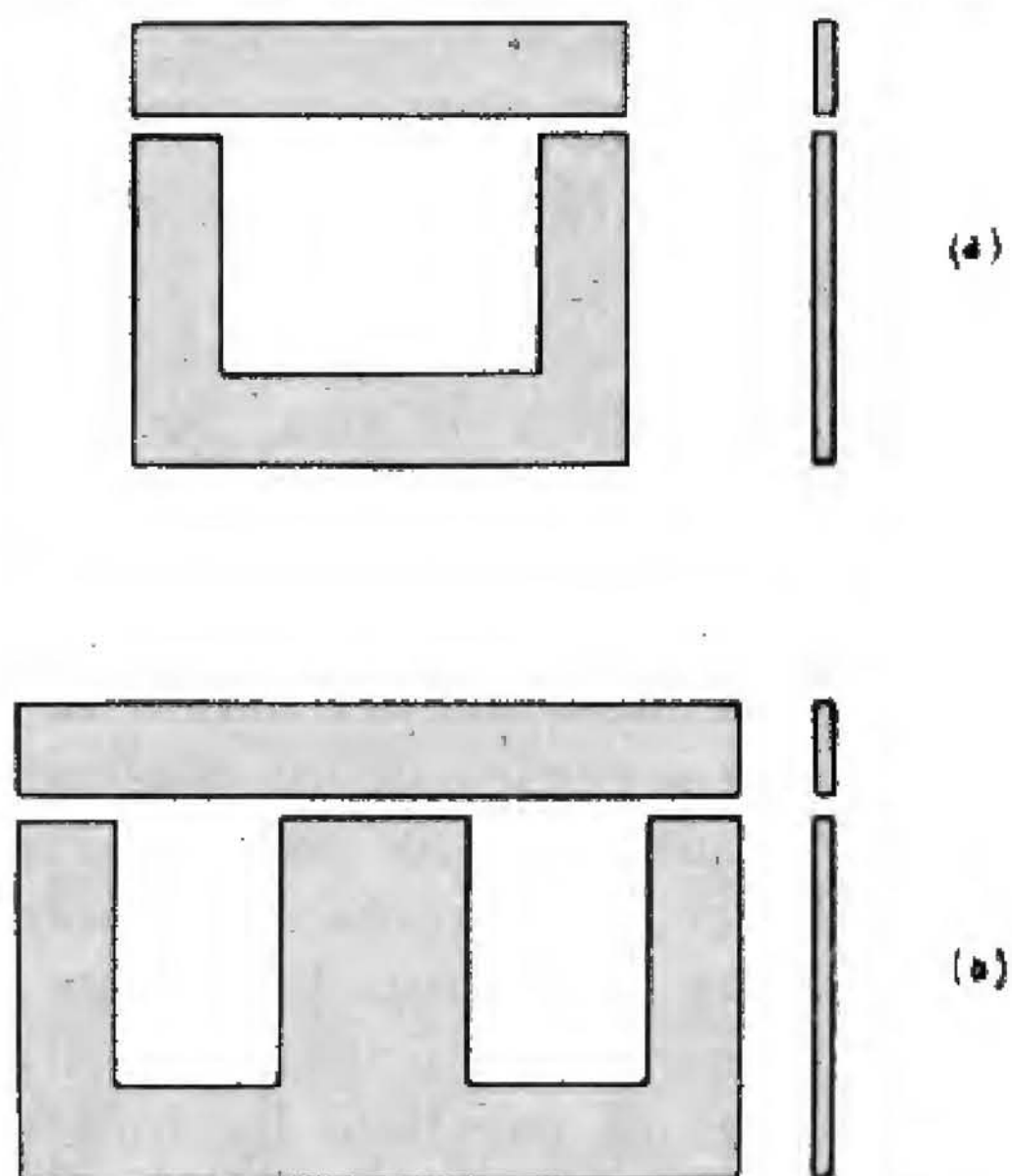


Fig. 14. - (a) Lamierino anulare; (b) lamierino a mantello.

31 Flusso e induzione magnetica. Permeabilità.

Una corrente che scorre in un filo rettilineo produce un campo magnetico circolare il cui asse è lo stesso filo.

Le linee di flusso giacciono sui piani perpendicolari al filo e formano circonferenze concentriche ad esso (vedi

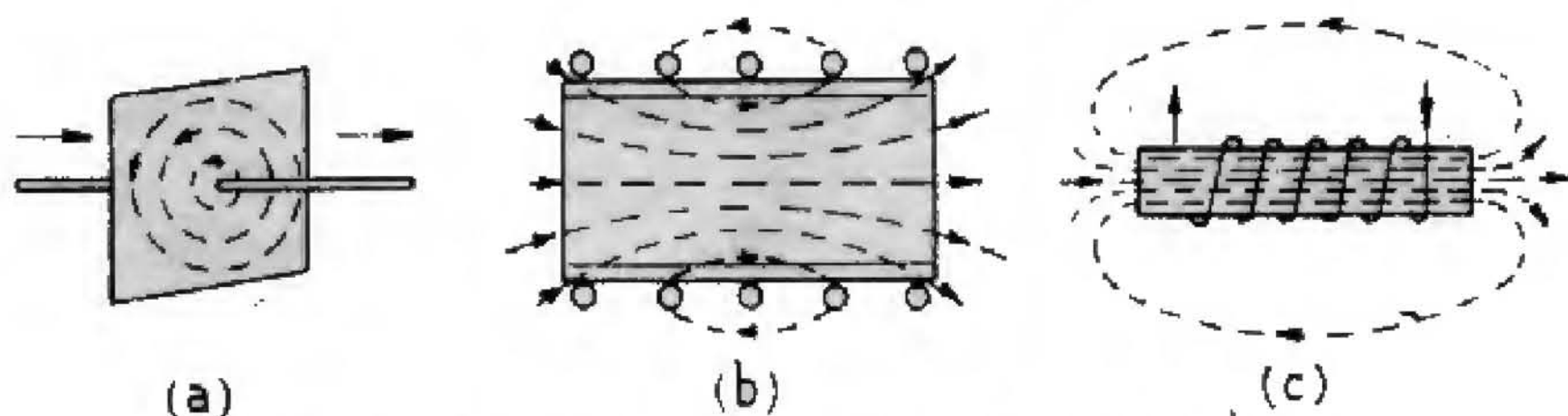


Fig. 15. - Tre aspetti diversi del campo magnetico.

fig. 15-a). Tali linee di flusso possono essere messe in evidenza disponendo della limatura di ferro su un foglio di carta attraverso cui, normalmente al suo piano, passi il filo. Il verso delle linee di flusso dipende dal verso della corrente. Se un ago magnetico è posto sul foglio di carta,

esso si orienta lungo una linea di flusso come se la stessa lo attraversasse entrando dal polo Sud ed uscendo dal polo Nord.

Una bobina percorsa da corrente forma un campo magnetico le cui linee di flusso si dispongono come indicato in (b) della fig. 15. Questo campo è intenso nell'interno e nelle zoni centrali della bobina e decresce verso le estremità e all'esterno di essa. Introducendo nella bobina un nucleo di ferro (fig. 15-c), il campo magnetico aumenta fortemente perché le linee di forza si condensano nel suo interno: il nucleo si magnetizza e, finché dura la corrente, si comporta nell'identico modo di una calamita.

Questo è il caso di un *elettromagnete*. Mentre le linee di flusso rimangono all'esterno gradualmente diradate man mano che ci si allontana dalla bobina, nell'interno, e particolarmente lungo tutta la sezione della barra, queste linee sono pressoché uniformemente distribuite e si sviluppano lungo direzioni parallele fra loro e parallele all'asse della bobina.

L'induttanza della bobina, a parità di corrente circolante in essa, è minima quando non esiste nucleo magnetico, ed è massima quando tale nucleo è chiuso su se stesso a forma di anello. In quest'ultimo caso pressoché tutte le linee di flusso passano all'interno del nucleo.

Se si considera una superficie S perpendicolare alla direzione di un campo magnetico, l'insieme delle linee magnetiche che l'attraversano è chiamato *flusso* (simbolo Φ). Se il flusso è uniforme per tutta la superficie considerata, la densità di esso o *induzione* (simbolo B) è rappresentata dalla parte del flusso che passa per ogni metro quadrato della stessa superficie:

$$B = \frac{\Phi}{S}.$$

L'unità di misura del flusso è il *weber* (simbolo Wb). L'unità di misura dell'induzione è il *weber per m²* (Wb/m^2).

Si è detto che introducendo una barra di materiale ferroso in un campo magnetico si produce un'addensamento delle linee di flusso nella zona da essa occupata; cioè questa ultima diventa sede di un campo magnetico più intenso. La nuova densità del flusso così prodotta si chiama

induzione magnetica del materiale ferroso di cui è composta la sbarra.

Chiamasi *permeabilità* (simbolo μ) l'attitudine di un corpo qualsiasi a lasciarsi attraversare dalle linee magnetiche. Tutti i corpi non magnetici, compreso l'aria, hanno una permeabilità bassissima e costante avente il valore di $1,256 \times 10^{-6}$ Henry/m. I corpi magnetici (leghe a base di ferro, nichel o cobalto) hanno invece una permeabilità elevata e variabile a seconda dell'induzione a cui sono sottoposti, cioè a seconda dell'intensità di campo.

Il rapporto fra la permeabilità μ di un dato materiale magnetico e la permeabilità μ_0 dell'aria è detto *permeabilità relativa* (simbolo μ_r) di quel materiale):

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}.$$

Nelle sostanze ferromagnetiche la permeabilità è dunque funzione della intensità del campo, e precisamente il suo valore cresce con questa fino ad un certo punto oltre il quale diminuisce avvicinandosi a quello dell'aria. A questo punto si ha la *saturazione magnetica*. Ad un ulteriore aumento del campo corrisponde solo un incremento della densità di flusso proporzionale alla variazione del campo, come nell'aria.

32 Intensità di campo magnetico. Forza magneto-motrice. Riluttanza.

Facendo scorrere una corrente I in una bobina avente N spire e circuito magnetico chiuso di lunghezza l (fig. 16), si produce nell'interno di essa un campo magnetico la cui intensità è:

$$H = \frac{NI}{l}.$$

Per l espressa in metri, il campo magnetico risulta in *amperspire per metro* (Asp/m). La stessa relazione vale anche, con sufficiente approssimazione, per bobine cilindriche aventi una lunghezza di avvolgimento molte volte mag-

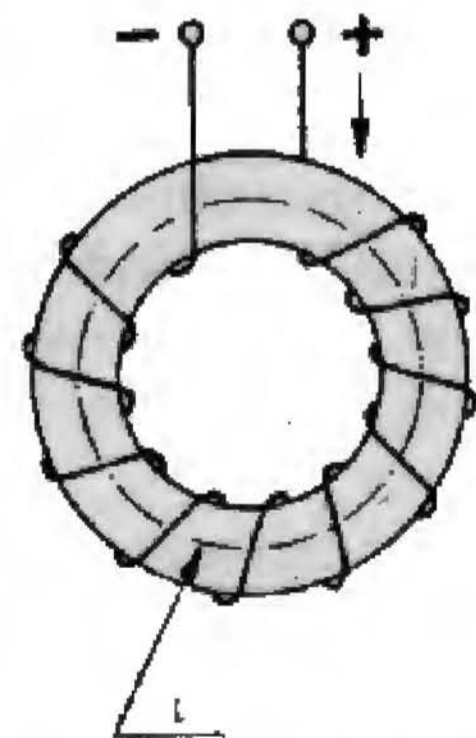


Fig. 16. - Bobina toroidale.

giore del diametro medio. In questo caso per lunghezza di circuito magnetico s'intende solo il tratto dove esso è più intenso, cioè la lunghezza stessa della bobina.

Nota: In alcuni casi, per ragioni di praticità, l'intensità del campo viene espressa in amperspire per centimetro di lunghezza del circuito magnetico (Asp/cm). Nelle relazioni tra grandezze magnetiche, però, occorrerà sempre riportare H nell'unità convenuta, cioè in Asp/m.

Il prodotto NI nella formula del campo magnetico rappresenta la *forza magneto-motrice* (f.m.m.) che agisce nel circuito.

Similmente ai circuiti elettrici ove la corrente è determinata dal valore della tensione (o forza elettromotrice) e dal valore della resistenza, così nei circuiti magnetici il flusso dipende dalla forza magneto-motrice e dalla grandezza della resistenza magnetica o riluttanza (simbolo \mathcal{R}):

$$\Phi = \frac{NI}{\mathcal{R}}$$

In un circuito magnetico chiuso a sezione costante la riluttanza è direttamente proporzionale alla lunghezza del circuito stesso ed è inversamente proporzionale alla sezione del nucleo ed alla permeabilità del materiale che lo costituisce. Cioè:

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu S}.$$

Esprimendo l in metri, S in m^2 , μ in henry/m, si ottiene \mathcal{R} in *amperspire per weber* (Asp/Wb).

Tra l'induzione magnetica e l'intensità di campo esiste la seguente relazione:

$$B = \mu H.$$

Essa è facilmente dimostrabile ricordando la definizione data a B . Si ha infatti:

$$B = \frac{\Phi}{S} = \frac{NI}{\mathcal{R} S} = \frac{\mu NI}{l} = \mu H.$$

Se per un determinato materiale magnetico, ad esempio una lamiera al silicio, tracciamo la *curva di magnetizzazione* portando sulle ascisse di un sistema di assi cartesiani il campo magnetizzante e sulle ordinate l'induzione che vi corrisponde, otteniamo il diagramma di fig. 17. Esso

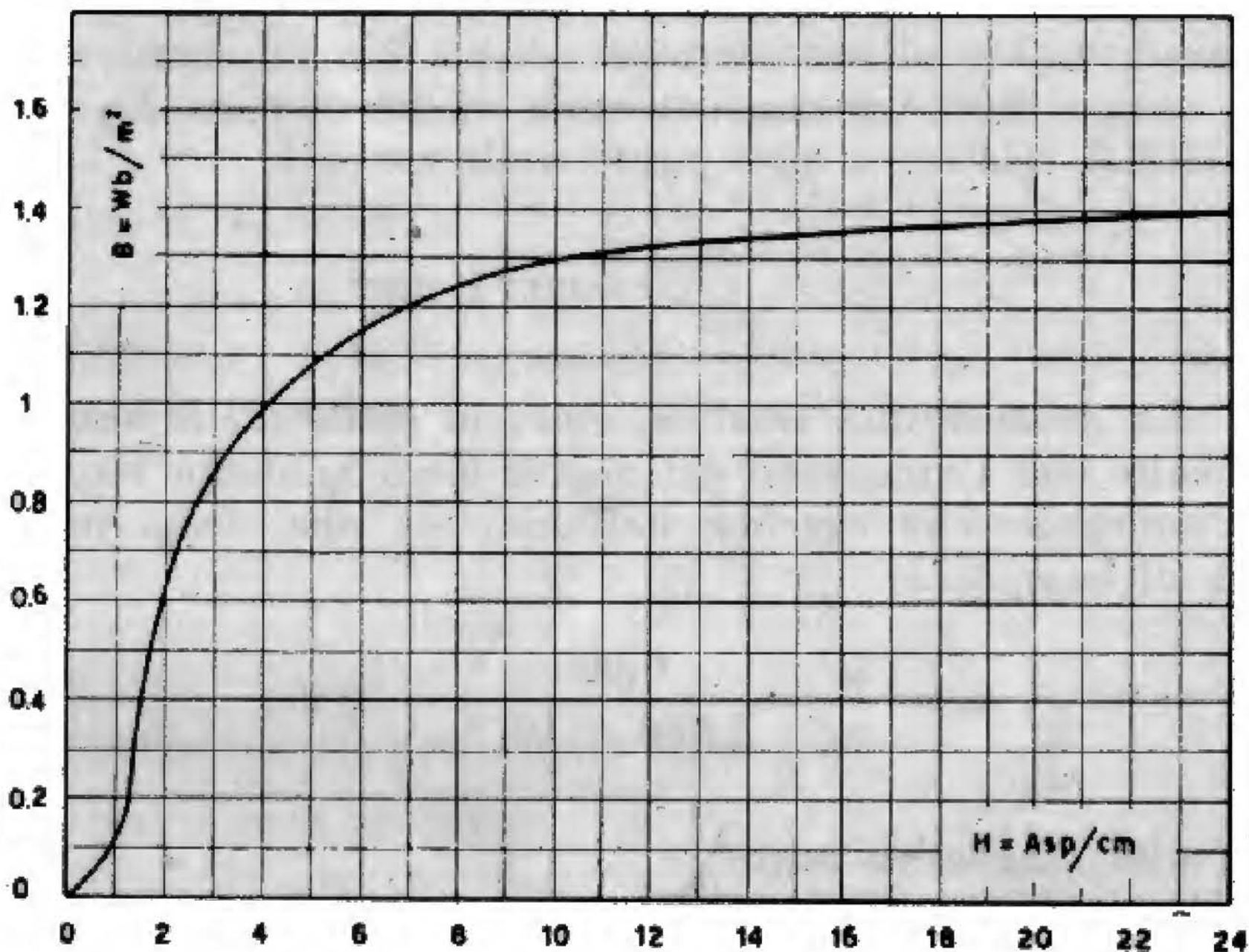


Fig. 17. - Curva di magnetizzazione di un lamierino al silicio.

ci mostra che per valori molto bassi del campo l'induzione sale rapidamente; per valori medi cresce con minore rapidità, ed infine per valori alti non aumenta che lievemente. Questo significa che nel tratto iniziale della curva, cioè dove essa è molto inclinata, la permeabilità ha valori elevati; man mano che la inclinazione della curva diminuisce, tale permeabilità decresce fino al punto in cui il suo valore coincide con quello delle sostanze non magnetiche (zona di saturazione).

Per sfruttare al massimo le proprietà magnetiche di un dato materiale ferroso non è conveniente quindi oltrepassare certi valori dell'induzione. In linea generale si consiglia di far lavorare il materiale nella zona del gomito superiore della curva di magnetizzazione. Per il caso della

fig. 17 il valore è ottimo in corrispondenza di $H = 6$ Asp/cm, cioè $B \simeq 1,2$ Wb/m².

Disponendo della curva di magnetizzazione di un determinato materiale, è sempre possibile ricavare la permeabilità corrispondente ad un valore prestabilito dell'induzione facendo il rapporto fra il valore dell'induzione stessa ed il valore del campo che la determina. Sempre per il caso di fig. 17, ad una induzione di $0,9$ Wb/m² corrisponde un campo di 3 Asp/cm, ovvero di 300 Asp/m. La permeabilità relativa a quel punto della curva è:

$$\mu = \frac{B}{H} = \frac{0,9}{300} = 0,003 \text{ Henry/m.}$$

La permeabilità relativa, cioè, in sostanza, il numero di volte che l'induzione del nostro ferro aumenta rispetto all'induzione che avrebbe nell'aria per una stessa intensità di campo, è:

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} = \frac{0,003}{1,256 \times 10^{-6}} = 2380.$$

33 Circuito magnetico misto.

Un circuito magnetico dicesi misto quando presenta disuniformità nella sezione o nella permeabilità del mezzo.

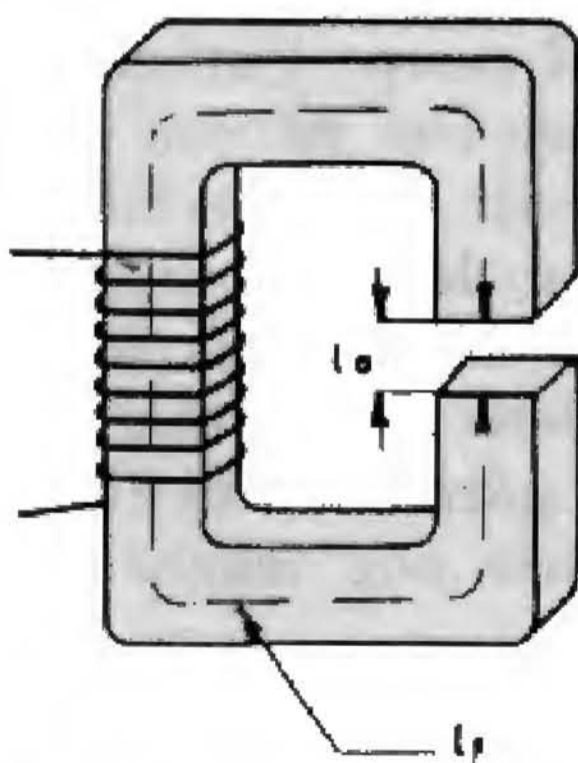


Fig. 18. - Circuito magnetico misto.

Il nucleo di una bobina, per esempio, può essere formato da più tronchi di diversa sezione ma di uguale materiale magnetico, oppure avere più tronchi di diversa permeabilità e di uguale sezione.

Un caso molto frequente è quello della fig. 18 ove il circuito magnetico è costituito da una sbarra di ferro di sezione uniforme, piegata ad anello ed interrotta da un piccolo spazio d'aria (*intraferro*). Un circuito di questo genere, essendo composto da due sostanze diverse, presenta due riluttanze distinte disposte in serie.

Esse sono rispettivamente:

$$\text{per il ferro } \mathcal{R}_f = \frac{l_f}{\mu S}$$

$$\text{per l'aria } \mathcal{R}_0 = \frac{l_0}{\mu_0 S}$$

S è la sezione comune ai due tronchi.

Le riluttanze in serie si sommano allo stesso modo delle resistenze elettriche disposte in serie. Perciò:

$$\mathcal{R}_t = \mathcal{R}_f + \mathcal{R}_0 = \frac{l_f}{\mu S} + \frac{l_0}{\mu_0 S} = \frac{1}{S} \left(\frac{l_f}{\mu} + \frac{l_0}{\mu_0} \right).$$

Il flusso nel circuito, comune al ferro ed all'intraferro, è dato dalla relazione:

$$\Phi = \frac{\text{f.m.m.}}{\mathcal{R}_t} = \frac{N I S}{\frac{l_f}{\mu} + \frac{l_0}{\mu_0}}$$

in cui:

N = numero delle spire della bobina

I = corrente in ampere

μ = permeabilità del ferro all'induzione derivata dal flusso Φ .

Si presentano ora due problemi: si conoscono le amperspire nella bobina e si vuol sapere il flusso o l'induzione nel circuito, oppure si vuole produrre un determinato flusso o induzione nel circuito e si cercano le amperspire necessarie.

Il primo problema è più complesso e verrà trattato successivamente. Quanto al secondo, si faccia la considerazione seguente: per ogni sezione di circuito magnetico occorre una certa f.m.m. per vincerne la riluttanza. La somma delle singole f.m.m., calcolata all'induzione voluta, dà il totale delle amperspire necessarie. Stabilito quindi il valore di B , dalla curva di magnetizzazione del materiale magnetico adoperato si ricava il valore H del campo occorrente a produrla. Si può allora scrivere:

$$N I (\text{ferro}) = H l_f.$$

Le amperspire richieste dallo spazio d'aria, per lo stesso valore di B , sono:

$$N I (\text{aria}) = \Phi \mathcal{R}_0 = B S \frac{l_0}{\mu_0 S} = \frac{B l_0}{\mu_0}$$

Si possono ora calcolare le amperspire totali facendo:

$$N I (\text{totale}) = N I (\text{ferro}) + N I (\text{aria}).$$

La permeabilità del ferro, alle attuali condizioni di magnetizzazione, è data dal solito rapporto B/H (campo in Asp/m.).

Esempio pratico: abbiassi un circuito magnetico come quello di fig. 18, in cui $l_f = 30$ cm, $l_0 = 0,5$ cm, $S = 4$ cm². La sbarra sia in ghisa e l'induzione voluta in essa di $0,2$ Weber/m². Si trovino le amperspire totali che soddisfano al caso.

Dalla curva di magnetizzazione della ghisa, in corrispondenza di $B = 0,2$, troviamo $H = 4,5$ Asp/cm. Le amperspire occorrenti al percorso magnetico ghisa sono:

$$N I (\text{ghisa}) = H l_f = 4,5 \times 30 = 135$$

e quelle richieste dal tratto d'aria:

$$N I (\text{aria}) = \frac{B l_0}{\mu_0} = \frac{0,2 \times 0,005}{1,256 \times 10^{-6}} = 800 \text{ circa.}$$

Le amperspire totali cercate sono quindi:

$$N I (\text{totale}) = 135 + 800 = 935$$

La forza magnetomotrice complessiva può essere ottenuta con qualsiasi valore dato ad I . Facendo, ad esempio, $I = 1$ A, si dovrà avvolgere la bobina con 935 spire. Con una corrente I di $0,5$ A occorrerà un numero di 1870 spire e così via.

La permeabilità μ ed il flusso Φ che interessano la nostra sbarra sono rispettivamente:

$$\mu = \frac{B}{H} = \frac{0,2}{450} = 444 \times 10^{-6} \text{ Henry/m.}$$

$$\Phi = B S = 0,2 \times 0,04 = 0,008 \text{ Weber.}$$

Il valore del flusso è adesso controllabile con la formula data precedentemente:

$$\Phi = \frac{N I S}{\frac{l_f}{\mu} + \frac{l_0}{\mu_0}} = \frac{935 \times 0,04}{\left(\frac{0,3}{444} + \frac{0,005}{1,256}\right) 10^{-3}} \approx 0,08 \text{ Weber.}$$

Esempio di calcolo di un induttore a nucleo di ferro.

Il caso di un induttore a nucleo di ferro, così come è realizzato in pratica, è sostanzialmente simile a quello della fig. 18. Anche qui c'è una bobina di N spire, attraversata da una corrente I , avente un circuito magnetico di lunghezza l_f e di sezione S ; il traferro può esserci o anche mancare. Il nucleo generalmente è costituito da un pacco lamellare invece che da ferro pieno.

L'induttanza di una bobina con nucleo di ferro completamente chiuso è:

$$L = \frac{N \Phi}{I} = \frac{N}{I} \times \frac{N I}{\mathcal{R}} = \frac{N^2 \mu S}{l_f} \quad (\text{in Henry}).$$

Dalla curva di magnetizzazione, per $H = NI/l_f$ (la corrente deve essere nota), si ottiene il corrispondente valore dell'induzione B . Il rapporto B/H dà il valore della permeabilità μ .

Se si vuole ottenere una elevata induttanza con una corrente I pure elevata, è necessario evitare la saturazione del nucleo introducendo nel circuito magnetico un intraferro di appropriato valore. In tal caso la bobina presenta l'induttanza:

$$L = \frac{N^2}{\mathcal{R}} = \frac{N^2 S}{\frac{l_f}{\mu} + \frac{l_0}{\mu_0}}$$

Sostituendo a μ la permeabilità relativa μ_r del materiale (spesso tabelle o grafici danno direttamente questo

valore della permeabilità), si ottiene:

$$L = \frac{N^2 S}{\frac{l_f}{\mu_r \mu_0} + \frac{l_0}{\mu_0}} = \frac{N^2 S}{\frac{l_f}{\mu_r} + l_0} = \frac{1,256 N^2 S}{\left(\frac{l_f}{\mu_r} + l_0\right) 10^{-6}} \quad (\text{in Henry})$$

Se le misure sono in cm, il risultato della formula va diviso per 100. Il termine μ , da cui si può avere μ_r , è ricavato con un procedimento grafico che ora spiegheremo.

Se tutte le amperspire disponibili fossero richieste dal ferro, si avrebbe in esso un campo:

$$H = \frac{N I}{l_f}$$

Se tutte le amperspire fossero richieste dall'aria dell'intraferro, si avrebbe in questo un campo ed una induzione:

$$H_0 = \frac{N I}{l_0} \quad ; \quad B_0 = \frac{N I \mu_0}{l_0}$$

Sul diagramma rappresentante la curva di magnetizzazione del nucleo (vedi fig. 19) si segni sull'ordinata il punto M in corrispondenza del valore H di cui sopra. Sull'ascissa si segni il punto N in corrispondenza di H_0 . Congiungendo M ed N mediante un segmento di retta, si interseca la curva in un punto che chiameremo P. Il valore dell'ascissa di P dà il campo H_f effettivamente utilizzato per la magnetizzazione del ferro, ed il valore del-

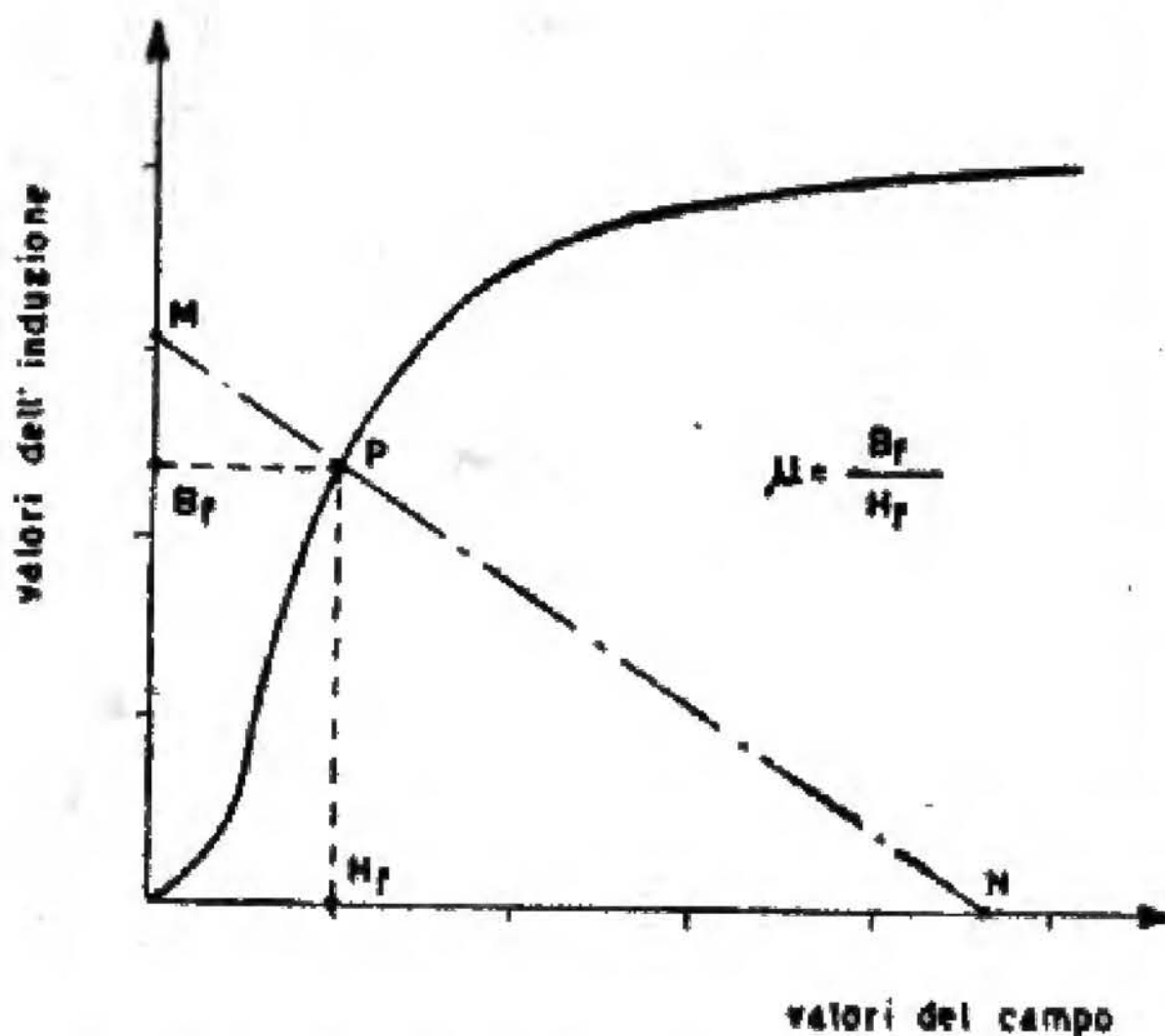


Fig. 19. - Metodo grafico per la determinazione della induzione magnetica.

M in corrispondenza del valore H di cui sopra. Sull'ascissa si segni il punto N in corrispondenza di H_0 . Congiungendo M ed N mediante un segmento di retta, si interseca la curva in un punto che chiameremo P. Il valore dell'ascissa di P dà il campo H_f effettivamente utilizzato per la magnetizzazione del ferro, ed il valore del-

l'ordinata di P dà l'induzione effettivamente presente nello stesso ferro.

Dal rapporto $\frac{B_f}{H_f}$ si ottiene la permeabilità di lavoro μ del materiale magnetico, e dal prodotto $B_f S$ si ricava il flusso Φ circolante in esso.

La densità di flusso nell'intraferro è presso a poco uguale a quella del ferro. Le linee di flusso nell'attraversare lo spazio d'aria tendono a diradarsi, ma siccome l'intervallo è molto piccolo

$$(l_0 \approx \frac{1}{100} + \frac{1}{1000} \text{ di } l_f),$$

la diminuzione di densità è minima.

Esempio pratico: Si calcoli l'induttanza di una bobina come quella di fig. 20, ove $l_f = 30$ cm, $l_0 = 0,08$ cm, $N = 2400$ spire, $S = 4$ cm², $I = 0,25$ A.

Data la forma del lamierino, esistono due spazi di aria aventi ciascuna lunghezza $l_0/2$. Si utilizzi la curva di magnetizzazione mostrata in fig. 17.

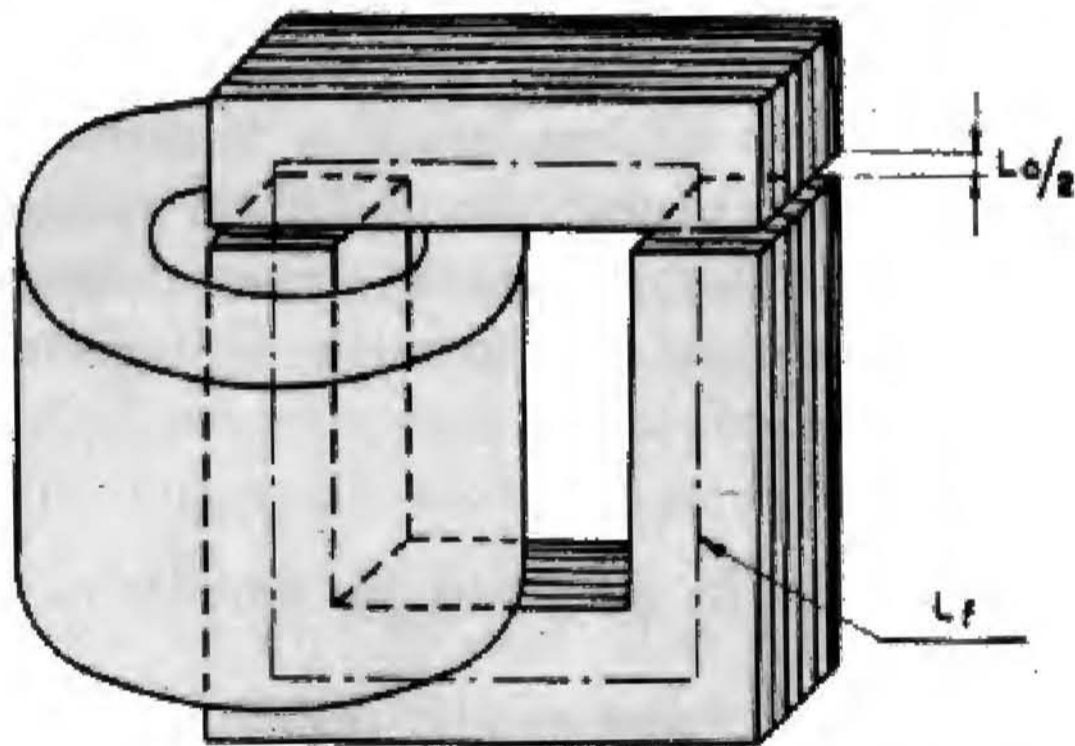


Fig. 20. - Induttore a nucleo di ferro.

Incominciamo col calcolare le posizioni dei punti M ed N. Per il primo si ha:

$$H = \frac{N I}{l_f} = \frac{0,25 \times 2400}{30} = 20 \text{ asp/cm}$$

e per il secondo:

$$B_0 = \frac{N I}{l_0 \text{ (in metri)}} = \frac{1,256 \times 2400 \times 0,25}{0,0008 \times 10^{-6}} \approx 0,94 \text{ W}_b/\text{m}^2.$$

Tracciando questi punti sui rispettivi assi della curva e congiungendoli, si ottiene il punto P le cui coordinate sono:

$$H_f = 2,7 \text{ Asp/cm} \quad ; \quad B_f = 0,82 \text{ W}_b/\text{m}^2.$$

I valori assoluti e relativi della permeabilità sono:

$$\mu = \frac{B_f}{H_f \text{ (in Asp/m)}} = \frac{0,82}{270} \approx 0,003 = 3000 \times 10^{-6} \text{ Henry/m}$$

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} = \frac{3000 \times 10^{-6}}{1,256 \times 10^{-6}} \approx 2400$$

Si può ora calcolare l'induttanza della bobina:

$$L = \frac{1,256 \times 2400^2 \times 4}{\left(\frac{30}{2400} + 0,08\right) 10^{-6}} \approx 3,13 \text{ Henry}$$

Nota: In alcuni libri, specialmente stranieri, le unità magnetiche hanno nomi e definizioni diverse perché basantesi su sistemi di unità di misura diversi (C.G.S. oppure GIORGI). Data la elementarità di questa trattazione si omette ogni cenno sulle differenze sostanziali e sui termini di confronto.

34 Induttanze in serie ed in parallelo.

Quando due o più bobine d'induttanza vengono collegate in serie l'induttanza risultante è data dalla somma delle induttanze individuali, sempreché le bobine siano

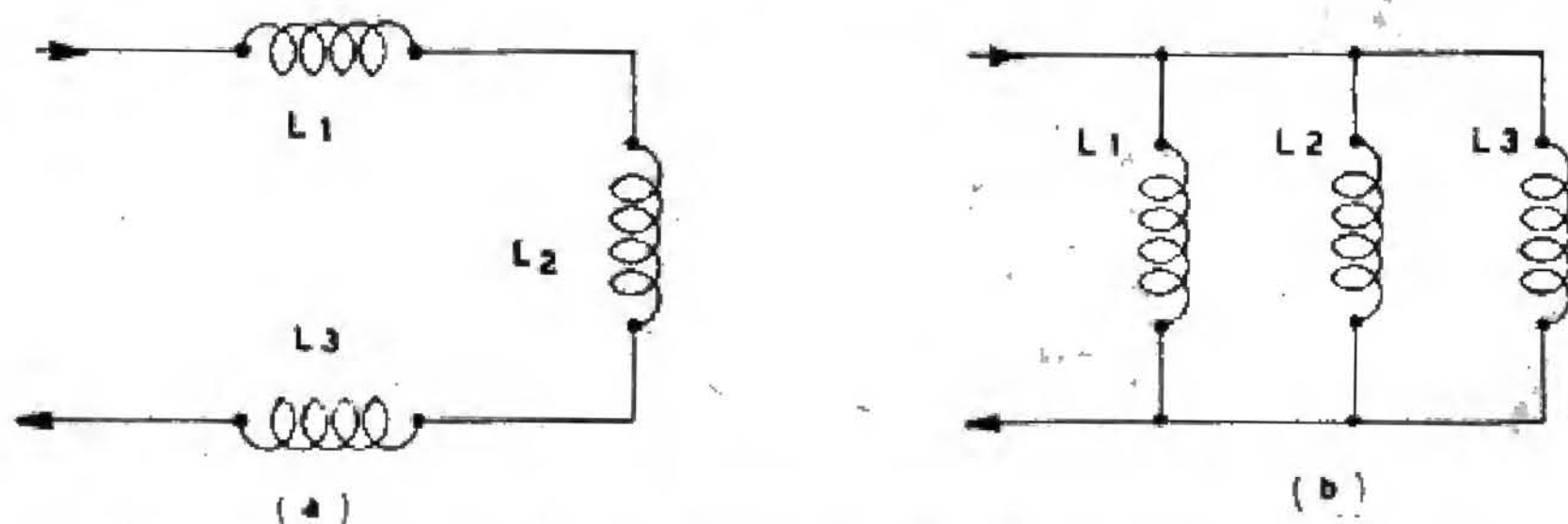


Fig. 21. - (a) Induttanze in serie; (b) Induttanze in parallelo

sufficientemente lontane le une dalle altre in modo da non subire l'influenza magnetica reciproca:

$$L_t = L_1 + L_2 + L_3 + \dots + L_n$$

Per il collegamento in parallelo, alle stesse condizioni di nessuna influenza fra i singoli elementi, l'induttanza totale è:

$$L_t = \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \dots + \frac{1}{L_n}}$$

E per due sole induttanze in parallelo:

$$L_t = \frac{L_1 \times L_2}{L_1 + L_2}$$

35 Mutua induzione tra due circuiti.

Due circuiti si dicono *magneticamente* o *mutuamente accoppiati* quando si verifica che, per la loro posizione reciproca, il campo magnetico creato da uno di essi abbraccia anche l'altro in modo più o meno sensibile o stretto.

L'accoppiamento può essere più o meno stretto a seconda della distanza che separa i due circuiti e della permeabilità del corpo interposto fra essi.

Nella fig. 22 sono riportati alcuni casi più notevoli di accoppiamento.

In (a) vengono mostrati due fili rettilinei tesi nell'aria ad una certa distanza. In questo caso l'accoppiamento è

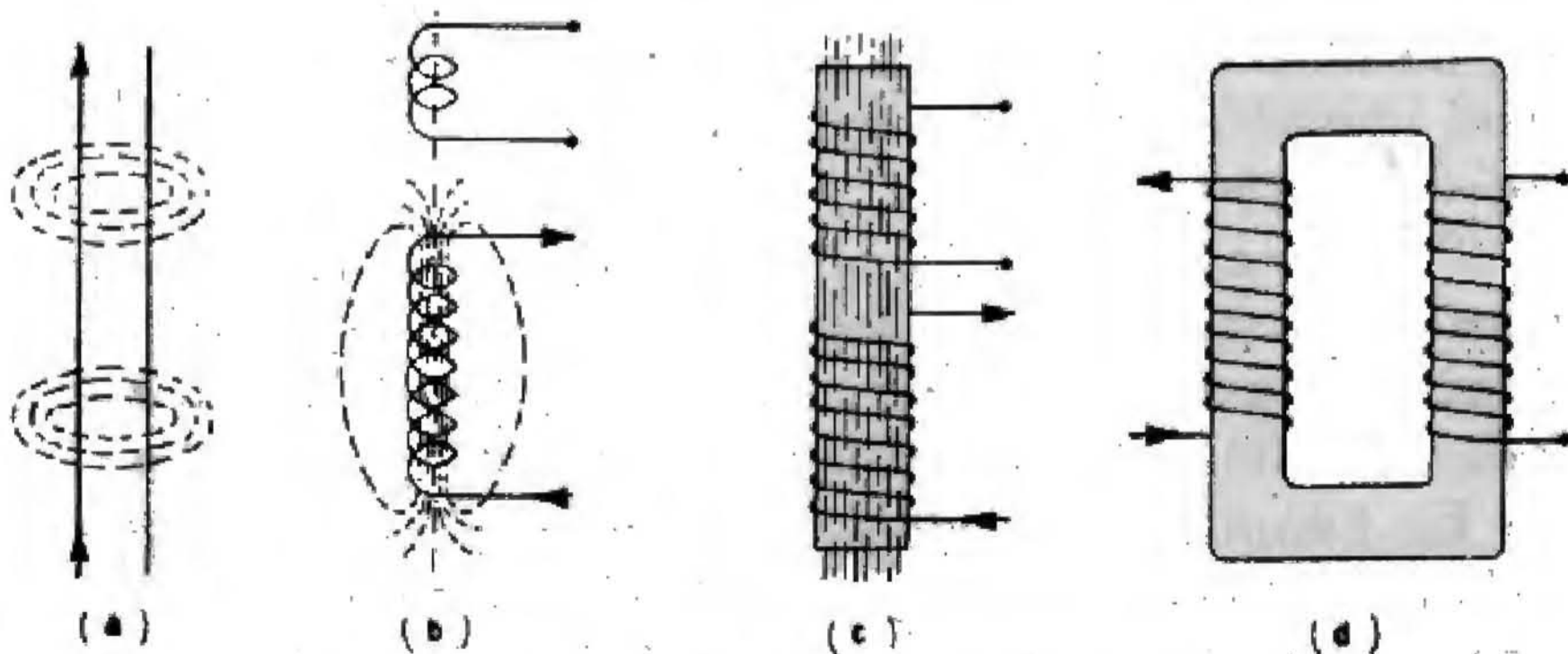


Fig. 22. - Circuiti mutuamente accoppiati.

piuttosto lasco per il debole campo magnetico che il filo induttore produce.

In (b) due bobine sono disposte sullo stesso asse, l'una attraversata da corrente e l'altra no. Se le spire sono ben serrate e se è piccola la distanza di separazione, il flusso comune alle due bobine è di valore prossimo a quello della bobina induttrice.

Un più stretto accoppiamento si verifica in (c) ove il nucleo di ferro introdotto nelle due bobine permette, per la sua elevata permeabilità, un sensibile aumento nel flusso comune.

Il massimo accoppiamento è ottenuto in (d) con un nucleo magnetico chiuso ove la dispersione di flusso è minima.

Di due circuiti accoppiati si dice *induttore* quello da cui ha origine il fenomeno magnetico, cioè quello a cui appartiene il flusso generato, e *indotto* l'altro che riceve tutto o parte di questo flusso.

Se agli estremi di un circuito indotto si applica un galvanometro, cioè uno strumento sensibilissimo indicatore di corrente, si osserva che nessuna f.e.m. viene accusata in esso finché la corrente che circola nel circuito induttore rimane costante. Facendo variare bruscamente, con un mezzo qualsiasi, l'intensità della corrente induttrice, il galvanometro subisce un guizzo indicando che un impulso di corrente è passato nel circuito dove esso è inserito durante il tempo in cui è avvenuta la variazione. L'indice dello strumento si è spostato, poniamo, verso la destra per poi riprendere la normale posizione di zero. Si faccia variare ora la corrente induttrice nel senso opposto; cioè se prima si era creato un aumento di corrente si produca adesso una diminuzione della sua intensità. Il galvanometro indicherà immediatamente un guizzo di senso opposto al primo, con deviazione dell'indice verso sinistra.

Se invece di applicare una corrente continua al circuito induttore si applica una corrente alternata, ecco che una f.e.m. permanente, avente le medesime caratteristiche della corrente induttrice, si genera nel circuito indotto.

La f.e.m. indotta è tanto maggiore quanto più stretto è l'accoppiamento fra i due circuiti, quanto più ampie sono le variazioni della corrente induttrice e quanto più brevi sono i tempi di queste variazioni.

Il coefficiente di *mutua induzione* o *mutua induttanza* (simbolo M) di due circuiti accoppiati si misura in henry, come il coefficiente di autoinduzione. *Fra due circuiti vi è la mutua induttanza di un henry quando la variazione di una ampere al secondo della corrente in uno di essi genera nell'altro una f.e.m. indotta di un volt.*

Si prendano ora due bobine collegate in serie nello stesso circuito, in modo che fra di esse si abbia un accoppiamento mutuo di valore M : ciascuna delle due bobine diverrà sede di un proprio campo magnetico che andrà ad influenzare quello dell'altra.

Se le due bobine sono disposte assialmente e con i sensi degli avvolgimenti concordanti fra loro, i campi magnetici rispettivi sono anche essi concordanti e si sommano. L'insieme si comporta come un'unica induttanza di valore:

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

Se le due bobine, ancora disposte assialmente, hanno sensi di avvolgimento opposti (fig. 23-b), sono opposti an-

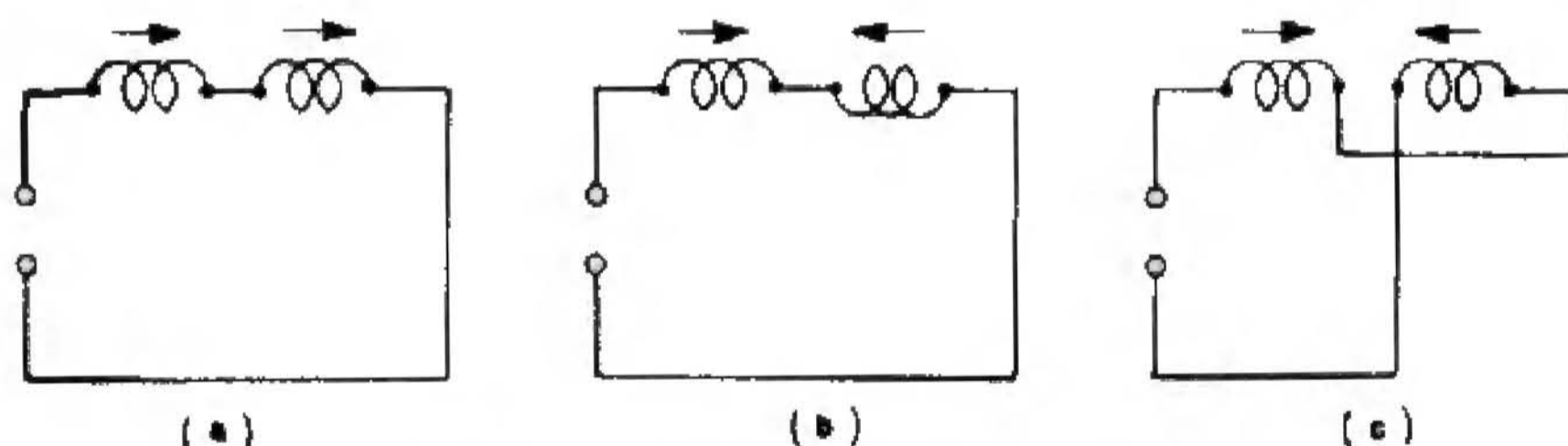


Fig. 23. - Bobine accoppiate in serie.

che i relativi campi magnetici, i quali vengono a sottrarsi, dando luogo ad una induttanza complessiva che è:

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

Questa situazione di contrasto si verifica pure nei casi di concordanza dei sensi di avvolgimento delle due bobine qualora il collegamento sia effettuato in modo che per una di esse la direzione del campo risulti invertita (fig. 23-c).

Il massimo accoppiamento fra due bobine collegate in serie si ha quando tutto il flusso prodotto dall'una è concatenato con tutte le spire dell'altra. In tal caso, per

sensi uguali od opposti dei campi magnetici, l'induttanza totale corrisponde a quella di una sola bobina avente un numero di spire pari rispettivamente alla somma o alla differenza delle spire delle due bobine.

36 Senso opposto delle correnti indotte.

Per una sola bobina si è visto che ogni variazione di corrente nel circuito dove essa è inserita dà luogo ad una f.e.m. indotta la quale produce una corrente propria di senso tale da contrastare la variazione della corrente principale. Questo fenomeno è dovuto all'*autoinduzione* della bobina, cioè all'induzione della bobina su se stessa.

Per una sola bobina si è visto che ogni variazione di corrente nel circuito dove essa è inserita dà luogo ad una f.e.m. indotta la quale produce una corrente propria di senso tale da contrastare la variazione della corrente principale. Questo fenomeno è dovuto all'*autoinduzione* della bobina, cioè all'induzione della bobina su se stessa.

Lo stesso fenomeno è presente nel caso di due bobine mutuamente accoppiate. Se i sensi degli avvolgimenti sono uguali, il senso della corrente indotta o *secondaria* è opposto o uguale al senso della corrente induttrice o *primaria*, a seconda che si produca un aumento o una diminuzione dell'intensità di quest'ultima. Viceversa, se i sensi

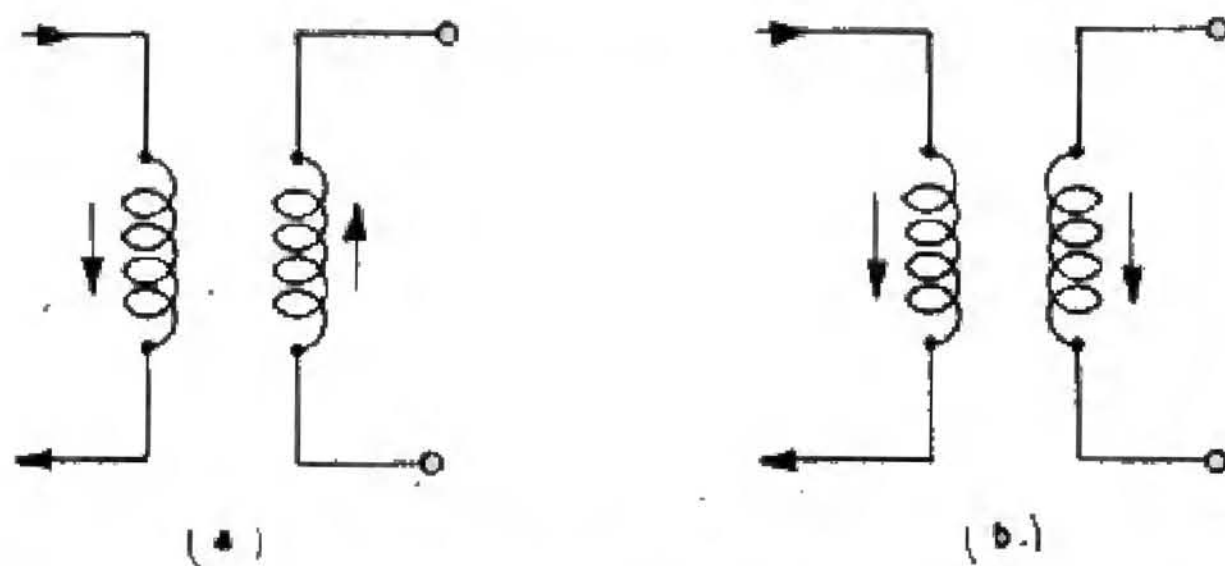


Fig. 24. - Bobine nello stesso senso (a) ed in senso opposto (b).

degli avvolgimenti sono opposti, il senso della corrente secondaria è uguale a quello della corrente primaria quando si produce un aumento di que-

sta ultima, ed è opposto quando si produce una diminuzione.

La fig. 24 illustra l'andamento delle due correnti primaria e secondaria nei due casi di avvolgimento delle bobine, per una stessa variazione *in aumento* della corrente induttrice.

37 Concetto di trasformatore.

L'insieme di due bobine strettamente accoppiate, con o senza un nucleo magnetico comune, è chiamato *trasformatore*. La bobina induttrice è detta *avvolgimento primario* o semplicemente *primario*; l'altra *avvolgimento secondario* o *secondario*.

Nessuna f.e.m., e quindi nessuna corrente, è ottenibile dal secondario di un trasformatore quando nel primario circola una corrente continua costante. Perché un trasformatore possa funzionare occorre, perciò, che la sua corrente primaria abbia delle variazioni periodiche di intensità.

Normalmente i trasformatori vengono alimentati con corrente alternata (abbrev. c. a.) la quale, per le sue caratteristiche precipue, è più adatta a produrre un campo continuamente e regolarmente variabile. In casi particolari, però, anche la corrente di un generatore a corrente continua (abbrev. c. c.) può essere convenientemente utilizzata in un trasformatore se la si riduce ad impulsi ritmici mediante periodiche e rapide interruzioni o variazioni rapide di intensità.

Un modo di generare una corrente pulsante è quello indicato dalla fig. 25. Immaginiamo che in questo circuito

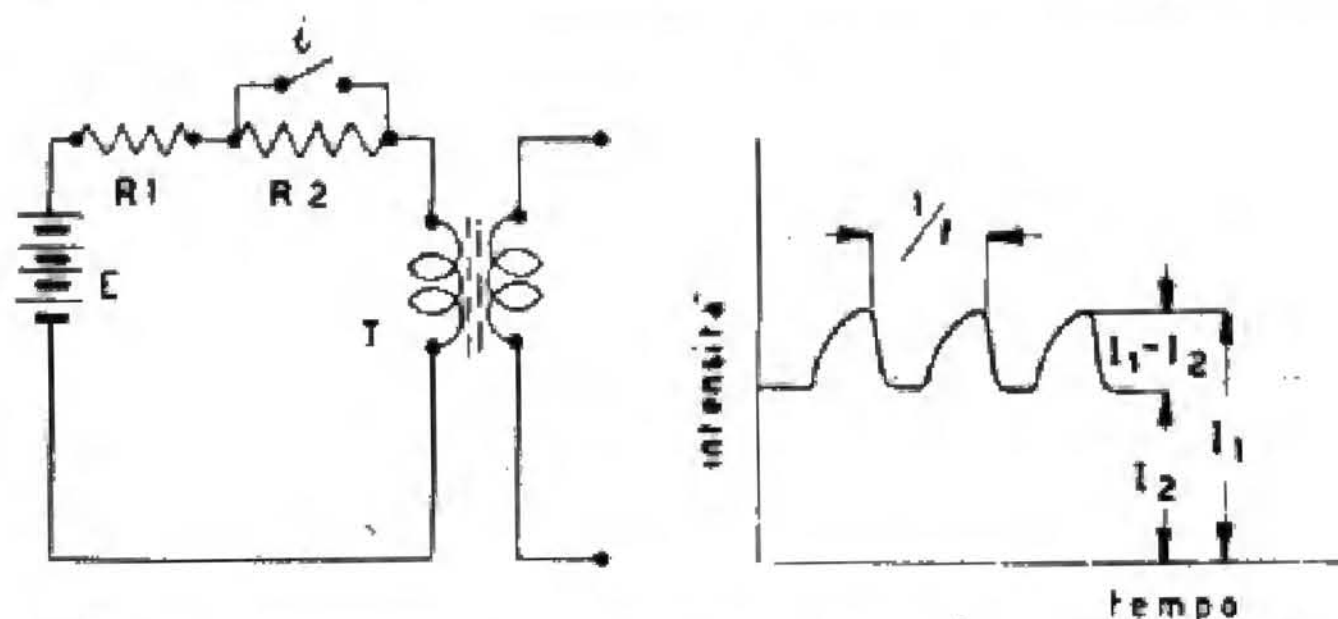


Fig. 25. - Generazione di corrente pulsante e diagramma I_p .

l'interruttore i sia azionato meccanicamente e produca, per esempio, 20 aperture e altrettante chiusure al minuto secondo. La corrente circolante ad interruttore chiuso sarà $I_1 = E/R_1$ (trascurando la resistenza interna della batteria di pile e quella del trasformatore a nucleo di ferro), e quella ad interruttore aperto $I_2 = E/R_1 + R_2$. La varia-

zione $I_1 - I_2$ genererà un campo variabile nel primario di T, e la corrente risultante I_p , da cui esso sarà attraversato, avrà l'andamento illustrato nel diagramma.

Il numero degli impulsi sviluppati al secondo corrisponde ovviamente al numero delle interruzioni fatte nello stesso tempo. Questo numero viene chiamato *frequenza*, e l'intervallo di tempo fra due impulsi consecutivi è detto *periodo*.

La forma arrotondata degli impulsi è dovuta all'impossibilità di far agire istantaneamente l'interruttore; e dalla presenza d'induttanza nel circuito. Questa induttanza, per le proprietà già note, si oppone alle rapide variazioni di intensità, per cui la corrente non può raggiungere immediatamente il suo valore massimo o minimo, ma impiega un certo tempo a compiere le sue escursioni.

Se nel circuito di fig. 25 si escludesse la resistenza R_2 , gli impulsi diverrebbero molto più forti perché la corrente I passerebbe quasi istantaneamente dal valore zero al valore I_1 . Nel secondario, perciò, la f.e.m. manifestantesi sarebbe altrettanto maggiore.

In un trasformatore la tensione indotta nel secondario è proporzionale al rapporto delle spire fra i due circuiti primario e secondario.

Se nel trasformatore T di fig. 25 si facesse molto elevato il numero delle spire secondarie e si aumentasse la frequenza delle interruzioni a qualche centinaio di periodi al secondo, la tensione indotta potrebbe divenire grandissima.

Questo principio è adottato comunemente nei *vibratori*, che sono dispositivi elettrici atti a generare correnti alternate utilizzando l'energia c. c. degli accumulatori e negli *spinterogeni* che utilizzano la stessa forma di energia producendo l'elevata tensione necessaria per generare la scintilla di accensione nelle candele dei motori a scoppio.

CAPITOLO III.

CORRENTI ALTERNATE

38 Generalità.

Con il termine *corrente alternata*, viene definita qualsiasi corrente soggetta ad inversioni periodiche di senso e a variazioni periodiche di ampiezza (oscillazioni).

Un fenomeno si dice periodico se si ripete ad intervalli regolari di tempo. Ciascun intervallo è detto *periodo* (simbolo T), ed il numero dei periodi che si succedono in un secondo è detto *frequenza* (simbolo f).

Il periodo (o ciclo) si esprime in frazione di secondo.

Esso è l'inverso aritmetico della frequenza $T = \frac{1}{f}$. Una

corrente, per esempio, che compie 50 oscillazioni complete in un secondo, ha un periodo di $1/50$ di secondo; una che ne compie 1000, un periodo di $1/1000$ di secondo.

La corrente alternata, sia che ci si riferisca alla tensione, sia che ci si riferisca alla intensità, presenta sempre lo stesso valore ad ogni intervallo di tempo corrispondente ad un periodo. Nel corso del periodo, però, questo valore è in continua variazione passando da zero ad un massimo e successivamente da questo valore a zero, quindi nuovamente ad un massimo (nel senso opposto) e poi ancora a zero.

39 Valore istantaneo e valore efficace.

Osservando la fig. 26, che mostra la forma d'onda di una corrente alternata sinusoidale, si nota che l'andamento della corrente (identico a quello della tensione) presenta due massimi di ampiezza uguali. Per convenzione si indica *massimo positivo* quello rivolto verso l'alto, e *massimo negativo* quello rivolto verso il basso.

Ciascuno dei due massimi è raggiunto passando dal massimo precedente attraverso il valore di zero.

Il particolare valore che assume una corrente alter-

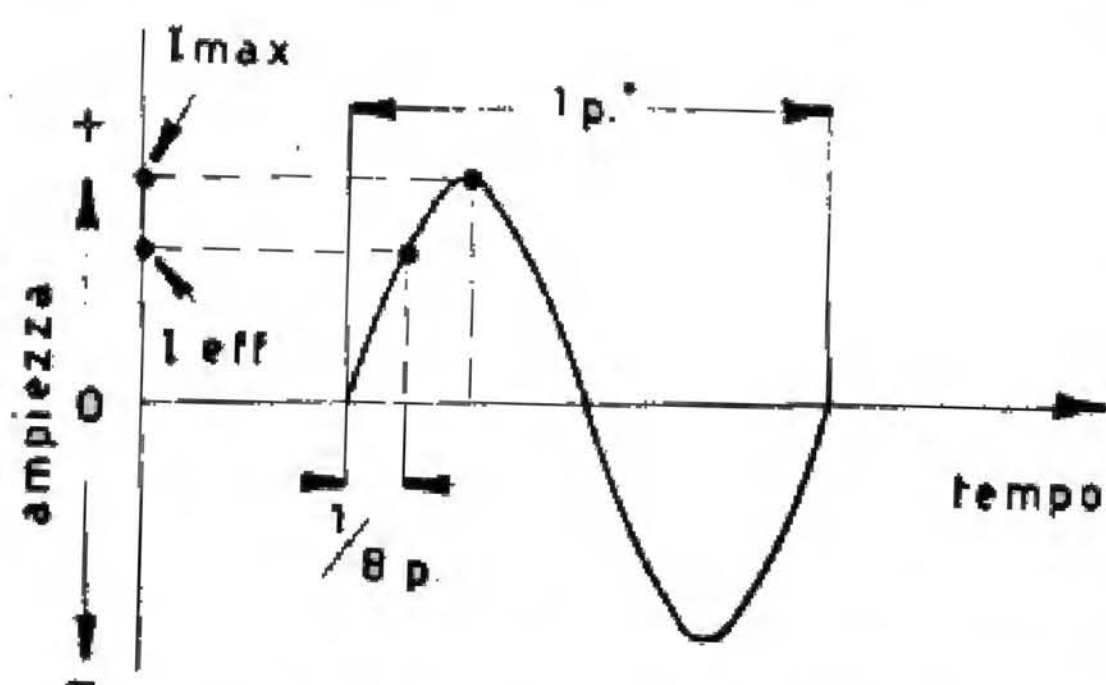


Fig. 26. - Forma d'onda di una c.a.

nata in un particolare istante del suo ciclo di variazione, viene chiamato *valore istantaneo*.

Il valore istantaneo di una grandezza sinusoidale dopo $1/8$ di periodo a partire dal valore zero della gran-

dezza, corrisponde al *valore efficace*. Il valore istantaneo dopo $1/4$ di periodo, sempre partendo da zero, corrisponde al *valore massimo* o *valore di punta* (si dice anche *valore di picco* o di *cresta*).

Il valore efficace ha notevole importanza perché nella pratica ci si riferisce ad esso quasi sempre. Gli strumenti di misura indicano generalmente i valori efficaci delle tensioni o delle correnti.

Una corrente alternata produce gli stessi effetti calorifici di una data corrente continua se il suo valore efficace ha la stessa misura della c. c. considerata.

Tra i valori massimo ed efficace di una corrente alternata sinusoidale esistono le relazioni:

$$I_{\max} = 1,41 I_{\text{eff}} \quad \text{da cui} \quad I_{\text{eff}} = 0,707 I_{\max}$$

$$V_{\max} = 1,41 V_{\text{eff}} \quad \text{da cui} \quad V_{\text{eff}} = 0,707 V_{\max}$$

40 Fase.

Non si possono comprendere bene i fenomeni derivanti dalla corrente alternata se non si impara ad interpretare il termine « *fase* ». Questa parola essenzialmente significa « *tempo* » o intervallo di tempo fra l'istante in cui ha inizio un certo fenomeno e l'istante in cui ha inizio un altro fenomeno legato al primo.

La fase può essere espressa in qualsiasi unità di tempo, ma generalmente la si esprime in funzione dello stesso periodo come frazione semplice di esso. Oppure, si può pensare di dividere il tempo corrispondente ad un ciclo intero di variazione di una corrente o tensione in 360 parti o gradi, ed esprimere una frazione di questo tempo con un numero proporzionale di gradi.

La fase, cioè l'intervallo di tempo (o ciò che vi corrisponde) entro cui le due grandezze considerate assumono valori corrispondenti, può essere in *anticipo* oppure in *ritardo*.

Nei circuiti a corrente alternata sia la tensione che l'intensità cambiano continuamente di valore, ma non sempre la massima o la minima ampiezza dell'una coincide con la massima o minima ampiezza dell'altra.

Dire che in un circuito la tensione è *in fase* con la corrente, significa che nell'istante in cui si verifica il massimo della tensione, in un senso o nell'altro, anche la corrente raggiunge il suo massimo dello stesso segno. I valori di zero, inoltre, sono assunti contemporaneamente. Questo avviene quando il circuito utilizzatore è una resistenza pura, cioè non contiene né induttanze né capacità.

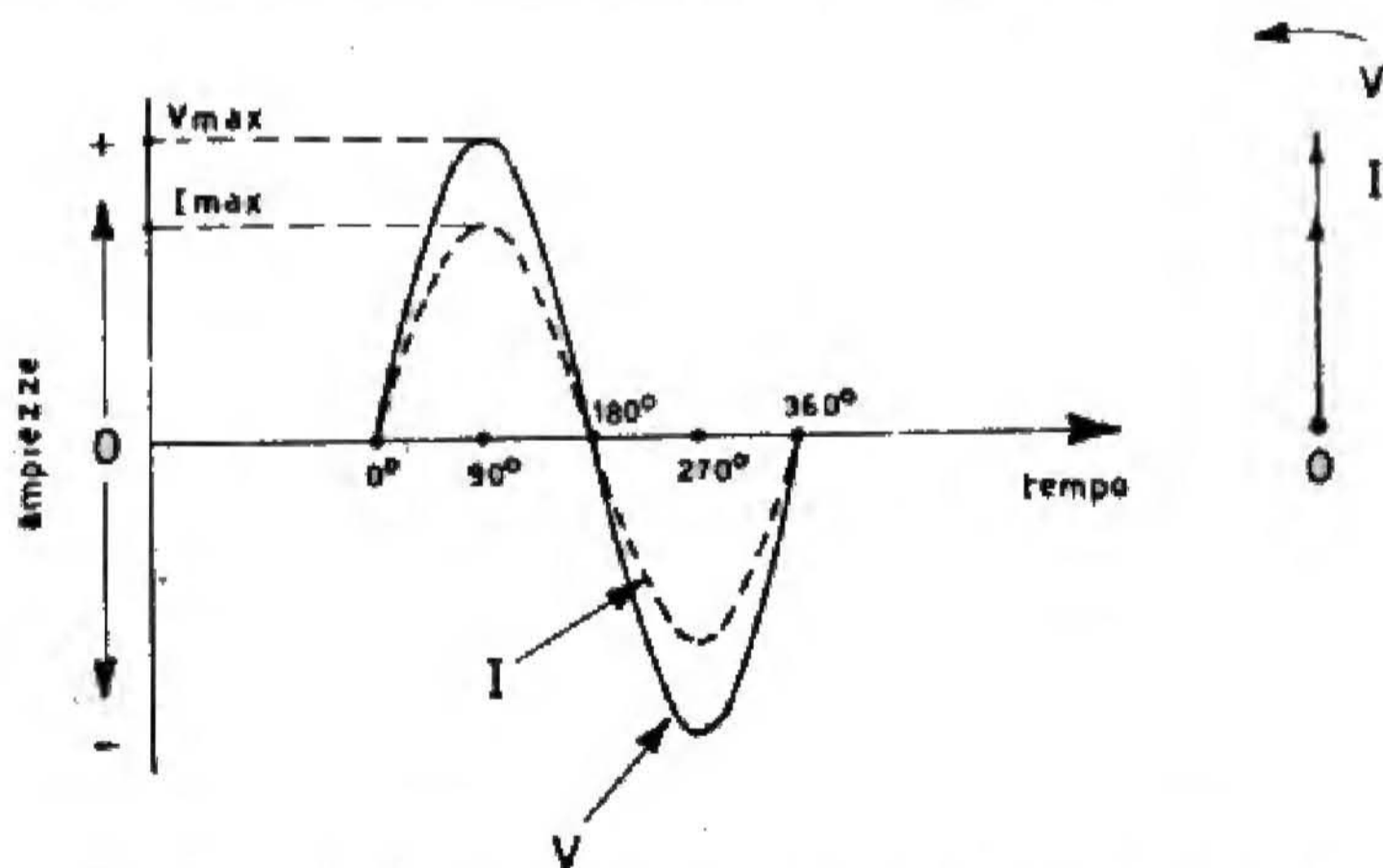


Fig. 27. - Corrente e tensione in fase in un circuito resistivo.

Il diagramma riassuntivo della tensione e della corrente in un circuito contenente solo resistenze ha l'aspetto visibile in fig. 27. A fianco del diagramma è riportata la rappresentazione vettoriale. I due vettori OI e OV , aventi lunghezze proporzionali alle ampiezze (massime od effi-

caci) di I e di V , coincidono in direzione e senso e sono considerati ruotanti intorno al punto O nel senso antiorario con velocità costante corrispondente ad un giro per periodo. Il diagramma indica che le ampiezze massime risultano in corrispondenza di 90° e di 270° , ossia rispettivamente dopo $1/4$ e dopo $3/4$ dello stesso intervallo di tempo a partire dal valore zero iniziale.

Praticamente si può ritenere che il fatto accennato esista ogni qualvolta il carico sia costituito da lampade di illuminazione, stufe elettriche, fornelli od altre apparecchiature di riscaldamento, nonché da resistenze vere e proprie costituite in modo da presentare reattanza trascurabile almeno per la frequenza della corrente usata.

41 Reattanza induttiva.

Vediamo ora di esaminare cosa accade in un circuito puramente induttivo, cioè contenente solo della induttanza. È questo un caso del tutto teorico perché qualsiasi bobina, essendo formata da filo metallico, presenta sempre anche un po' di resistenza ohmica.

Tale circuito ideale, se fosse attraversato da c. c., costituirebbe un corto circuito perché nessun ostacolo si opporrebbe al passaggio della corrente. Lo stesso circuito, però, quando è percorso da c. a., trova nella bobina una f.e.m. di autoinduzione la quale è uguale e contraria alla f.e.m. applicata, e si oppone a quest'ultima, creando un ostacolo al passaggio della corrente. L'ostacolo offerto dalla bobina si chiama *reattanza induttiva* (simbolo X_L) e si misura in ohm come se fosse una vera e propria resistenza.

La reattanza di una bobina è proporzionale alla sua induttanza e alla frequenza della corrente che la attraversa. Essa si può calcolare con l'espressione:

$$X_L = 2 \pi f L \quad (L \text{ in Henry, } f \text{ in per./sec.})$$

La intensità di corrente in un circuito c. a. contenente solo induttanza può essere data dalla legge di Ohm qualora al posto del termine R si metta X_L :

$$I = \frac{V}{X_L} = \frac{V}{2 \pi f L}.$$

In questo caso, però, la corrente o la tensione non sono più in fase tra loro, ma è dimostrato che la prima è sfasata rispetto alla seconda di $1/4$ di periodo (90°) *in ritardo*. Ciò significa che la corrente compie il suo ciclo di variazione con un ritardo di $1/4$ di periodo dopo l'inizio del corrispondente ciclo della tensione.

La fig. 28 dà il diagramma illustrativo dello sfasamento in questione, con la relativa rappresentazione vettoriale.

Si può osservare che la reattanza induttiva non dà luogo a dissipazione di energia come avviene per una re-

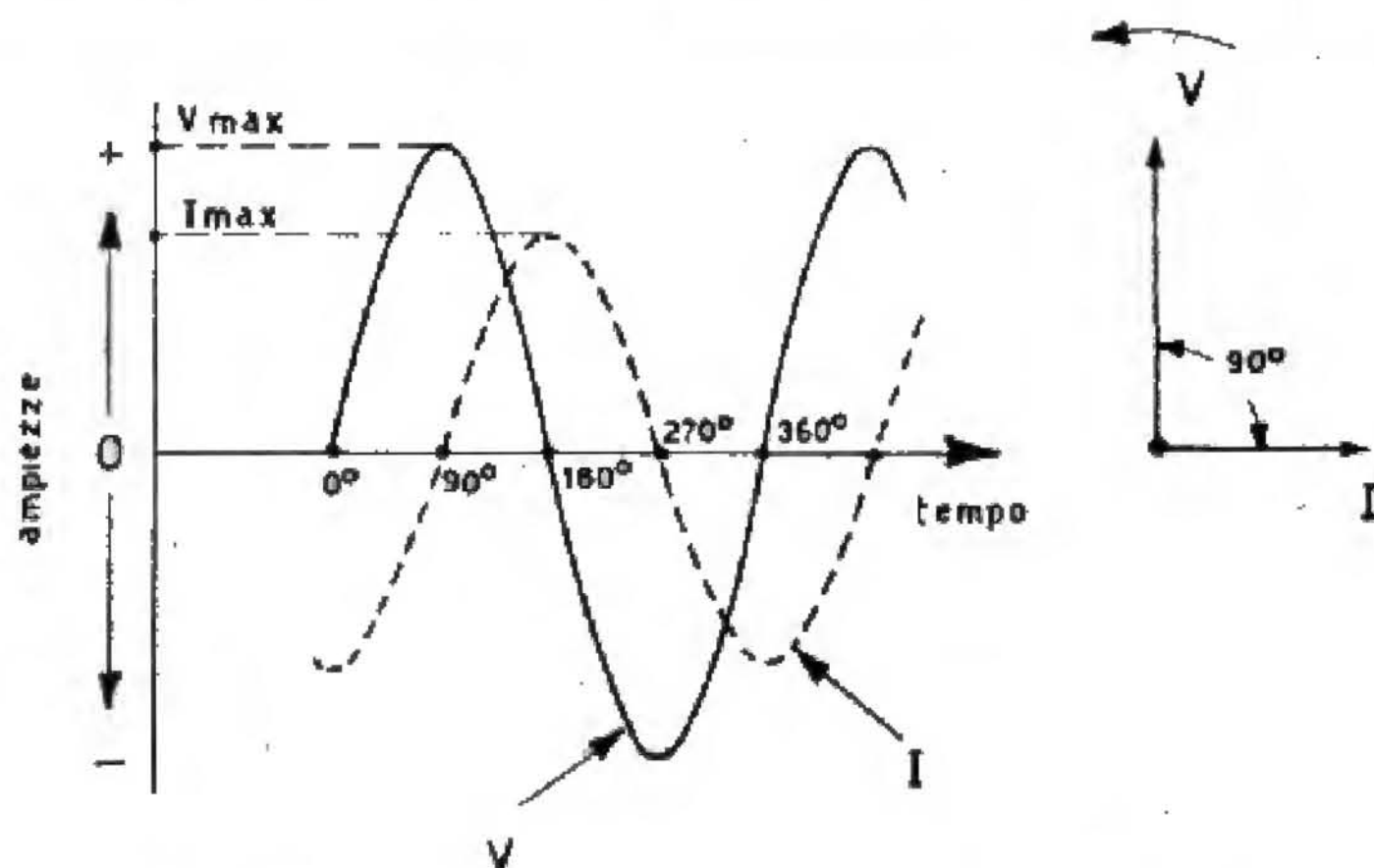


Fig. 28. - I ritarda su V in un circuito induttivo.

sistenza ohmica. Infatti, mentre la corrente trova nella resistenza di un conduttore una specie di attrito che ostacola il libero scorrere degli elettroni, in una induttanza esiste soltanto un fenomeno di inerzia che ritarda tale scorrimento. Nel circuito puramente induttivo si stabilisce uno scambio di energia fra generatore e carico: quando la corrente è in aumento il circuito riceve energia dal generatore, e quando la stessa è in diminuzione il circuito restituisce totalmente l'energia assorbita dal generatore.

42 Reattanza capacitiva.

Al paragrafo 24 si è detto che una corrente di carica attraversa per un certo tempo il circuito dove è inserito un condensatore finché non si sia stabilito sulle sue armature una differenza di potenziale uguale a quella esistente

ai morsetti della batteria. Dopo questo tempo la contro-tensione ai capi del condensatore impedisce ogni ulteriore passaggio di corrente.

Se il condensatore viene inserito in un circuito alimentato da corrente alternata, la cariche e le scariche si succedono continuamente dato che, ad ogni mezzo periodo si inverte la tensione applicata: nel circuito stesso si stabilisce cioè un regime di corrente alternativa come se al posto del condensatore vi fosse un resistore equivalente.

La corrente nel circuito è qui limitata dal fatto che la controtensione che si sviluppa ai capi del condensatore ad ogni carica ostacola la corrente stessa. A tale ostacolo si dà il nome di *reattanza capacitiva* (simbolo X_c), e la misura di essa si effettua ancora in ohm.

La reattanza di un condensatore è inversamente proporzionale alla sua capacità ed alla frequenza della corrente che lo attraversa.

Essa è calcolata mediante l'espressione:

$$X_c = \frac{1}{2 \pi f C} \quad (f \text{ in per./sec., } C \text{ in Farad})$$

L'intensità della corrente in un circuito contenente solo capacità è data ancora dalla legge di Ohm sostituendo X_c ad R . Cioè:

$$I = \frac{V}{X_c} = 2 \pi f C V .$$

Anche in questo caso c'è uno sfasamento della corrente rispetto alla tensione ma, contrariamente al circuito induttivo, questo sfasamento di I su V risulta *in anticipo*.

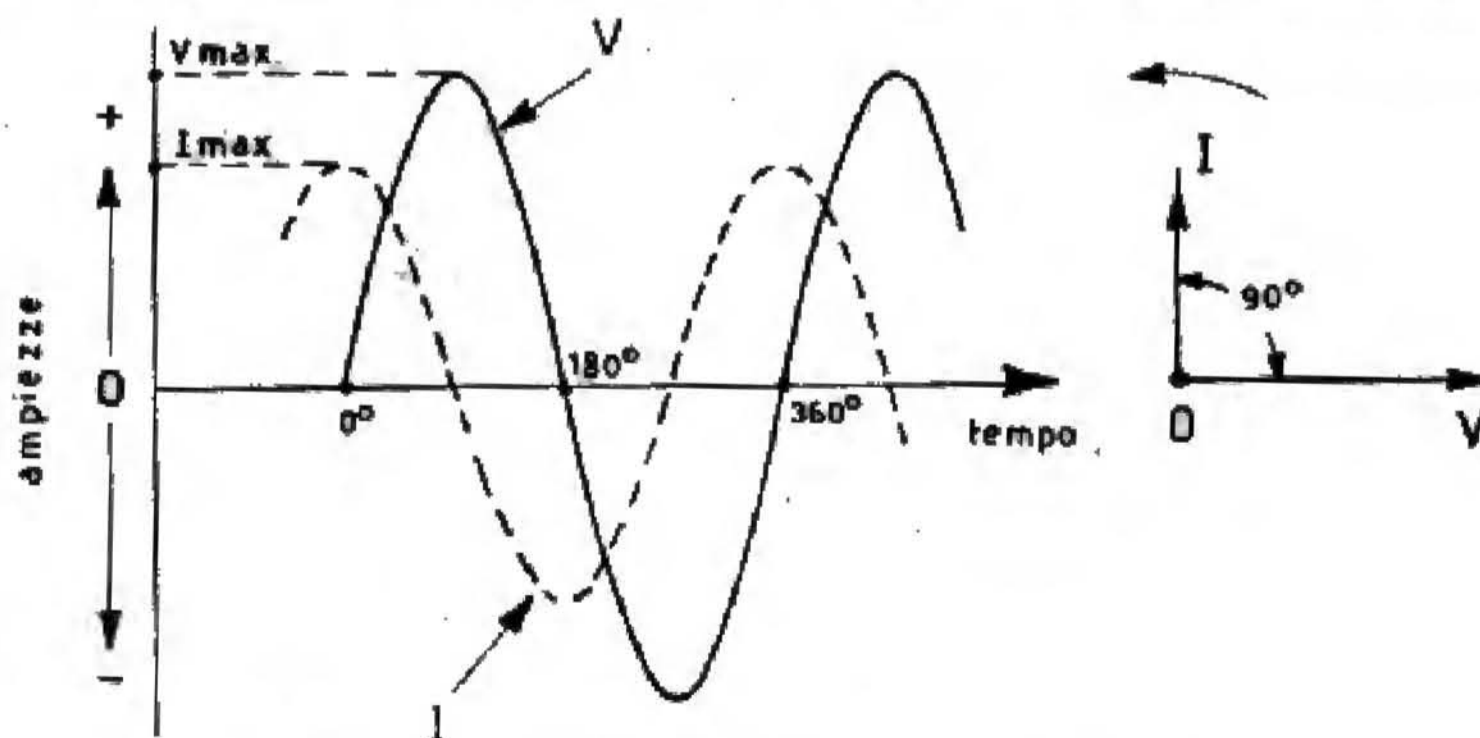


Fig. 29. - I anticipa su V in un circuito capacitivo.

Come si vede nella fig. 29, la corrente è massima nel circuito capacitivo quando la tensione è zero, e viceversa è nulla quando la tensione raggiunge il suo massimo. Ciò è dovuto al fatto che col crescere della tensione del circuito cresce anche la controtensione ai capi del condensatore. A carica completa le due tensioni si uguagliano e la corrente si riduce a zero. All'inizio del ciclo di tensione il condensatore è scarico e perciò la corrente nel circuito è massima.

Anche nel circuito capacitivo non c'è dissipazione di energia perché all'atto della scarica il condensatore cede al generatore tutta l'energia accumulata durante la carica.

43 Impedenza.

La presenza contemporanea nello stesso circuito di induttanza e resistenza, oppure di capacità e resistenza, oppure di tutte e tre le cose insieme, forma per la corrente alternata un ostacolo di natura complessa che si misura sempre in ohm e a cui si dà il nome di *impedenza* (simbolo Z).

Comunque sia il circuito, la legge di Ohm è sempre valida purché si sostituisca ad R il termine Z . Si può quindi scrivere:

$$I = \frac{V}{Z} \text{ da cui } V = ZI \text{ oppure } Z = \frac{V}{I}$$

Analizziamo separatamente i tre casi enunciati nella loro forma più comune.

a) *Induttanza e resistenza.* Si consideri un circuito come quello della fig. 30 comprendente una induttanza L con in serie una resistenza R . Il generatore abbia la frequenza di 50 p/s.

La tensione V applicata ai due elementi del circuito dà luogo a una corrente I che, attraversando l'induttanza, produce una caduta $V_L = 2\pi fLI$, e, attraversando la resistenza, una caduta $V_R = RI$.

Queste due differenze di potenziale sono sfasate fra loro di 90° e perciò non si possono sommare nel modo comunemente inteso nella aritmetica. Infatti, mentre nel-

l'elemento resistivo la corrente è in fase con il potenziale V_R in quello induttivo la stessa corrente ritarda con il potenziale V_L . Quest'ultimo si trova, quindi, in anticipo rispetto a V_R .

Rappresentiamo detti potenziali con due vettori OB ed OC lunghi proporzionalmente e disposti come in fig. 30

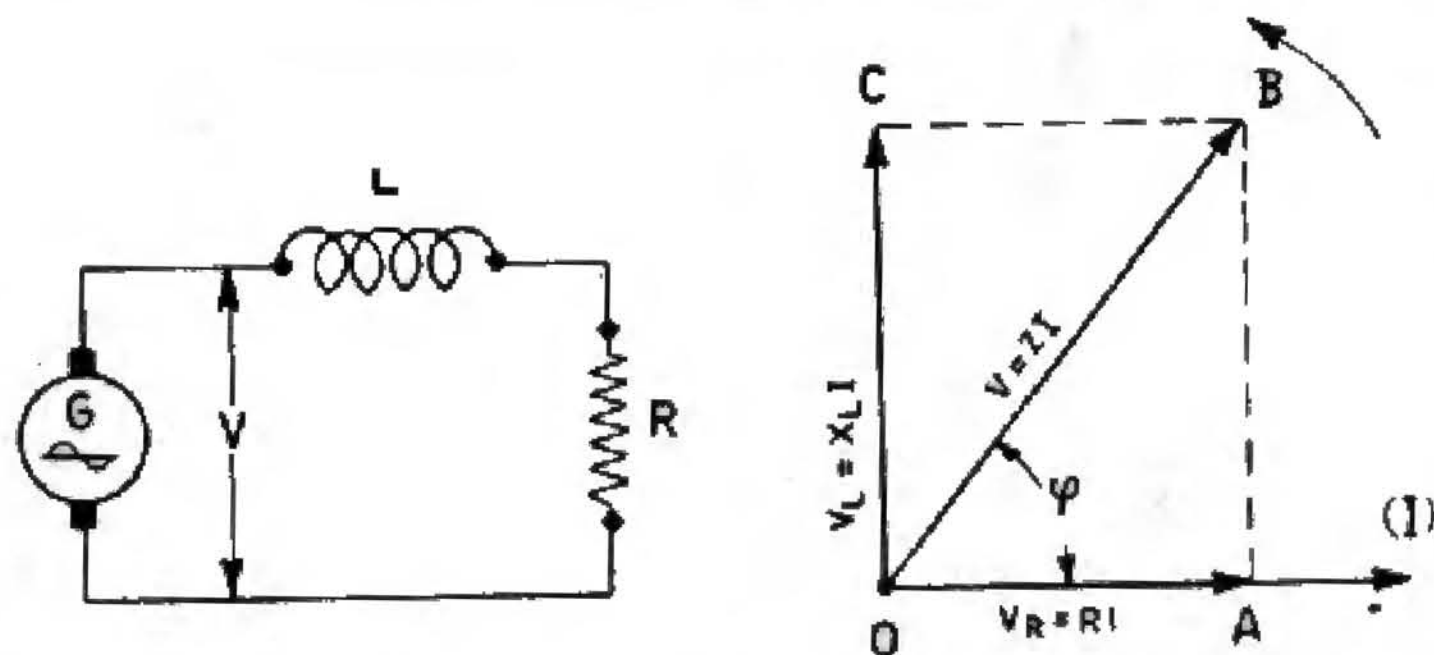


Fig. 30. - Circuito con R ed L in serie e sua rappresentazione vettoriale.

La diagonale OB del parallelogramma $OACB$ è la risultante delle due componenti di tensione. Essa rappresenta in grandezza e senso la tensione V agente nel circuito.

Applicando il teorema di Pitagora ad uno dei due triangoli OBC ed OBA si può scrivere:

$$V^2 = (R I)^2 + (X_L I)^2 .$$

Sostituendo a V il valore corrispondente $Z I$, essendo Z l'impedenza del circuito, ed effettuando i quadrati dei termini in parentesi si ha:

$$Z^2 = R^2 + X_L^2 \quad \text{da cui} \quad Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} .$$

Come si è potuto constatare, dovendo sommare grandezze sfasate fra di loro di 90° occorre procedere col metodo della cosiddetta *somma vettoriale*.

Resta ora da vedere quale è la relazione di fase fra la tensione totale V e la corrente I del circuito.

Sempre riferendoci al diagramma di fig. 30, supponiamo che il vettore relativo alla caduta V_R sia stato preso, anziché in una direzione arbitraria qualsiasi, lungo la direzione che rappresenta il senso della corrente I . Ciò è possibilissimo perché V_R è in fase con I .

Il vettore risultante OB si trova spostato in anticipo (per una convenzione rappresentativa rispettata finora) di un angolo φ rispetto a V_R . Questo ci dice che la tensione V del circuito *anticipa* dello stesso angolo φ rispetto alla corrente I . Tale angolo è minore di 90° ed è ricavato dalla relazione trigonometrica:

$$\text{tang } \varphi = \frac{V_L}{V_R} = \frac{X_L I}{R I} = \frac{X_L}{R} = \frac{2 \pi f L}{R}.$$

Sin qui si è supposto che R sia una resistenza volutamente introdotta nel circuito. Si può, però, intendere che essa sia semplicemente contenuta nella bobina sotto forma di resistenza globale. Ciò consente di affermare che in un circuito induttivo lo sfasamento fra tensione e corrente è sempre inferiore a 90° , tendendo a questo valore limite col progressivo diminuire di R , cioè col migliorare delle qualità costruttive della bobina (minima resistenza del conduttore, massime proprietà isolanti del supporto e del mezzo in cui la stessa viene a trovarsi).

Il rapporto X_L/R viene chiamato *fattore di merito* (simbolo Q) della bobina, stando ad indicare in quale misura

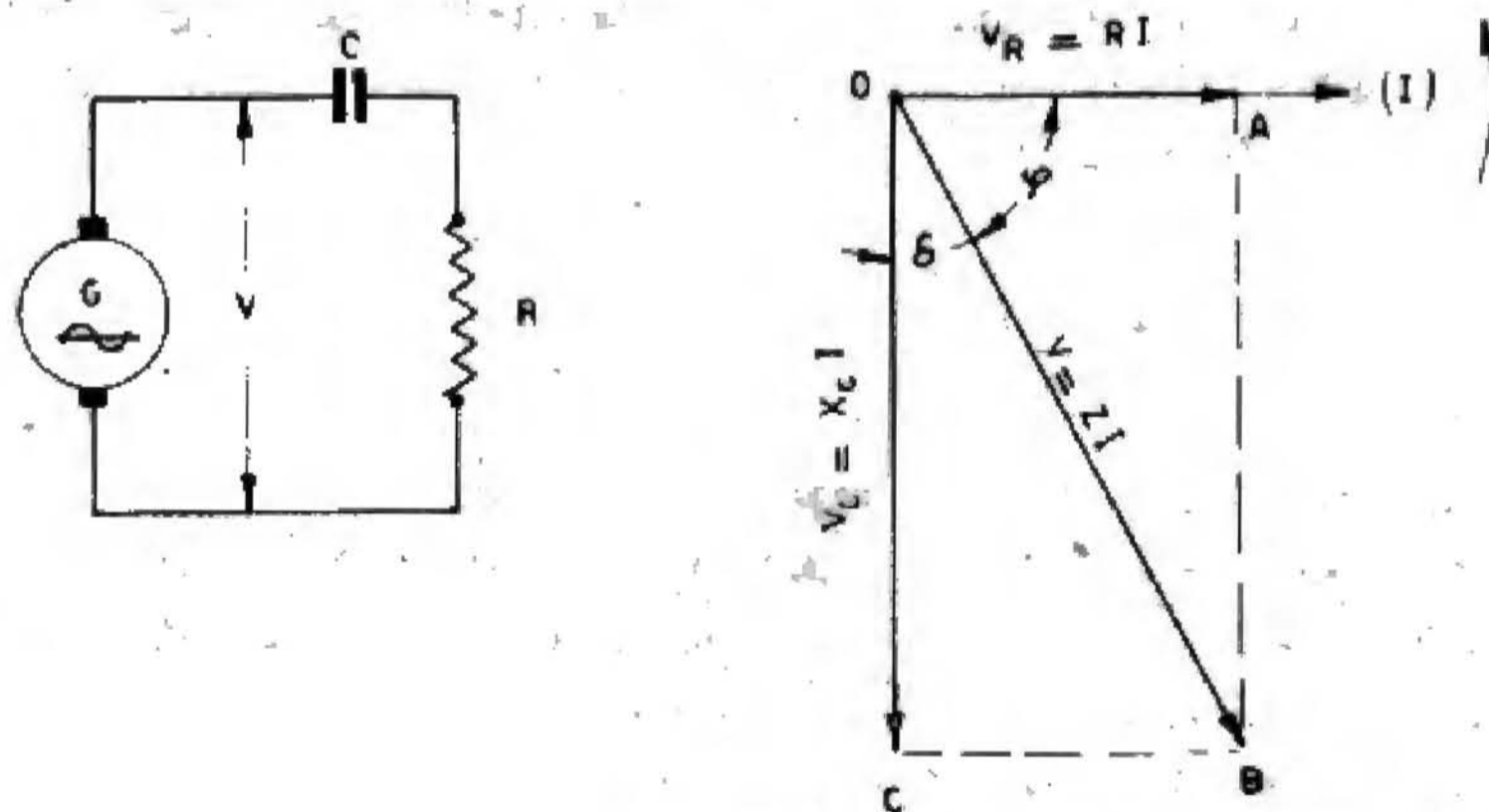


Fig. 31. - Circuito con R e C in serie e sua rappresentazione vettoriale.

la resistenza di perdita (considerata in serie) della stessa è inferiore alla reattanza induttiva.

b) *Capacità e resistenza*. Si consideri un circuito come quello di fig. 31 composto di una capacità C e di una resistenza R . La frequenza sia ancora 50 p/s. La tensione V

provoca una corrente I che nella resistenza produce una caduta $V_R = RI$, e nella capacità, a causa della reattanza del condensatore, una caduta $V_C = X_C I$. Le due tensioni parziali sono sfasate fra loro di 90° e la prima è in anticipo sulla seconda. Ciò si spiega tenendo presente che la corrente è in fase con V_R ed è in anticipo su V_C . Dire che I anticipa su V_C è come dire che V_C ritarda rispetto ad I , cioè rispetto a V_R .

Anche nell'esempio attuale la tensione risultante corrisponde alla somma vettoriale delle due cadute; parimenti si può dire che l'impedenza dell'insieme è data dalla somma vettoriale della resistenza e della reattanza capacitiva. Si hanno allora le formule:

$$V = \sqrt{V_R^2 + V_C^2}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}.$$

Similmente a quanto è stato detto per il circuito induttivo, si può prendere il vettore OA nella stessa direzione di I . L'angolo φ tra OA e OB rappresenta allora lo sfasamento fra V ed I . Si può quindi dire che la tensione totale applicata al circuito *ritarda* dell'angolo φ rispetto alla corrente. Tale angolo, sempre minore di 90° , è ricavato dalla relazione:

$$\text{tang } \varphi = \frac{V_C}{V_R} = \frac{X_C}{R} = \frac{1}{2\pi f C R}.$$

Anche nel caso del circuito capacitivo si può intendere che la resistenza R sia implicitamente contenuta nel condensatore sotto forma di perdite varie dovute ai terminali, al dielettrico, alla resistenza ohmica delle armature, ecc. Riducendo queste perdite, l'angolo φ aumenta tendendo ai 90° teorici.

Il rapporto $\frac{X_C}{R}$ potrebbe indicare, similmente al fattore di merito Q delle bobine, la bontà del condensatore, ma in pratica si preferisce esprimere tale requisito con un termine detto *fattore di potenza* il quale corrisponde al coseno dell'angolo φ determinato ad una certa frequenza di prova.

Altre volte si esprime la bontà di un condensatore riferendosi all'angolo complementare di φ , chiamato *angolo di perdita* (simbolo δ), di cui si dà la tangente. In sostanza, data la piccolezza di δ rispetto a φ , i due fattori $\cos \varphi$ e $\tan \delta$ si possono ritenere uguali. Quest'ultimo, però, è più facilmente esprimibile in funzione di C e di R.

Dal triangolo OBC di fig. 31 si ricava:

$$\tan \delta = \frac{V_R}{V_C} = \frac{R}{X_C} = 2 \pi f C R .$$

Come si può constatare, $\tan \delta$ non è che il reciproco di $\tan \varphi$.

TABELLA III - LIMITI DI PERDITA DEI CONDENSATORI RADIO

T I P O	frequenza di prova	$\tan \delta$	δ	$\varphi = 90^\circ - \delta$
Condensatori elettrolitici fino a 50 V	100 c/s	0,30	16° 40'	73° 20'
Condensatori elettrolitici oltre 200 V	100 c/s	0,10	5° 45'	84° 15'
Condensatori fissi a carta	1000 c/s	0,01	35'	89° 25'
Condensatori fissi a mica	1000 c/s	0,002	7'	89° 53'
Condensatori variabili ad aria	1000 c/s	0,001	3' 40"	89° 56' circa

c) *Induttanza, capacità e resistenza in serie.* Si arriva infine al caso della fig. 32 che comprende tutti e tre gli elementi circuitali di cui si è parlato finora, e cioè resistenza, capacità ed induttanza.

Anche qui si ha una corrente circolante I, determinata dalla impedenza globale dei tre diversi elementi, la quale dà luogo a tre componenti di tensione V_R , V_C e V_L proporzionali rispettivamente ad R, X_C ed X_L .

Le due reattanze X_C ed X_L sono di senso opposto per cui anche le rispettive cadute di potenziale sono fra loro contrastanti. Se L e C sono elementi puri, questo contrasto, espresso in termine di fase, è di 180° esatti. La tensione V_R dovrà allora combinarsi vettorialmente con la differenza al-

gebrica dei due valori V_L e V_C , e la tensione totale V sarà spostata di fase rispetto alla corrente I di un angolo φ rispettivamente in *anticipo* o in *ritardo*, a seconda che pre-

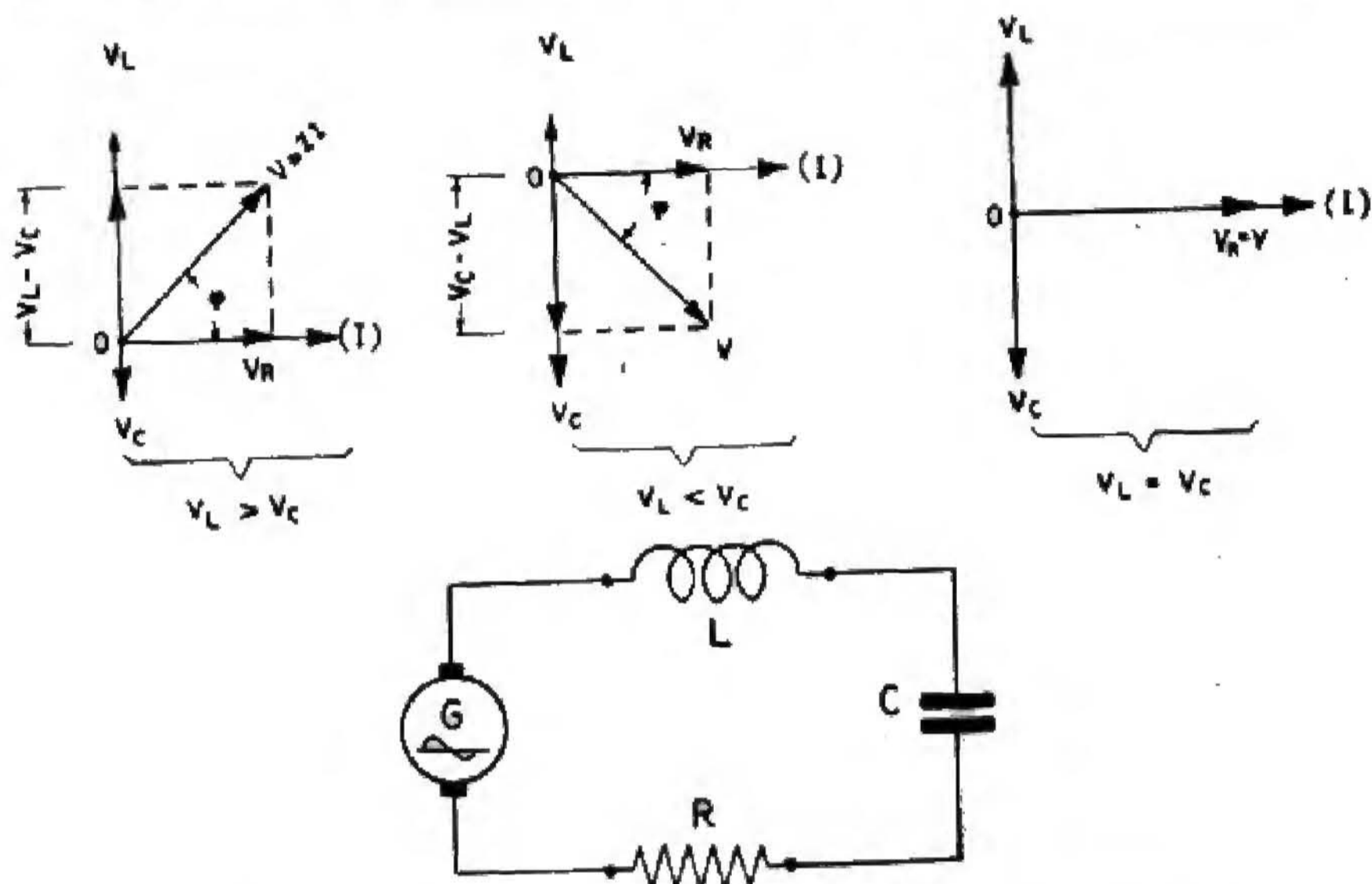


Fig. 32. - Circuito con R.L.C. in serie e diagrammi vettoriali.

valga nel circuito la reattanza induttiva o quella capacitiva. Nel primo caso si avrà:

$$V = \sqrt{V_R^2 + (V_L - V_C)^2} \quad ; \quad \text{tang } \varphi = \frac{V_L - V_C}{V_R}$$

e nel secondo:

$$V = \sqrt{V_R^2 + (V_C - V_L)^2} \quad ; \quad \text{tang } \varphi = \frac{V_C - V_L}{V_R}$$

Operando in modo analogo con le reattanze e la resistenza, si ottengono le formule:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \quad ; \quad \text{tang } \varphi = \frac{X_L - X_C}{R}$$

oppure:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_C - X_L)^2} \quad ; \quad \text{tang } \varphi = \frac{X_C - X_L}{R}$$

Caso particolare: può avvenire che alla frequenza del generatore che alimenta il circuito le due reattanze X_L e X_C si uguaglino. In tale circostanza

$$X_L - X_C = 0 \quad ; \quad X_C - X_L = 0$$

e tutto si semplifica perché unico elemento a limitare la corrente è la resistenza R . La corrente stessa rimane in fase con la tensione applicata e l'insieme si comporta come un circuito semplicemente resistivo.

In questo caso si dice che il circuito è *in risonanza*; l'impedenza di esso è data dalla sola resistenza R e la corrente circolante è massima.

La stessa situazione può verificarsi per qualsiasi coppia di valori di L e di C qualora si faccia variare la frequenza del generatore fino ad ottenere il particolare valore di f per cui si ha l'uguaglianza di X_C con X_L .

In linea generale, dato un circuito comprendente in serie le R , L , C e data una frequenza di lavoro f , le due reattanze X_L ed X_C non sono uguali. In questa ipotesi occorrerà distinguere fra due sottocasi: X_C prevale su X_L ($f > f_0$), ed allora il circuito è *prevalentemente induttivo* e la corrente ritarda rispetto alla tensione; X_C prevale su X_L ($f < f_0$), ed allora il circuito è *prevalentemente capacitivo* e la corrente anticipa rispetto alla tensione. In entrambi questi sottocasi, però, la corrente è inferiore a quella di risonanza e l'entità di essa è tanto più piccola quanto più discosta è la frequenza di lavoro da quella di risonanza.

Quando in un circuito come quello di fig. 32 si porta la frequenza del generatore al valore f_0 di risonanza, la corrente di I diventa massima e il suo valore dipende esclusivamente dal valore di R .

Ciò premesso, ed intendendo col termine R la resistenza complessiva di perdita dei due elementi reattivi, si può dire che la corrente nel circuito sarà tanto maggiore quanto più alto è il fattore di merito della bobina e quanto più basso è l'angolo di perdita del condensatore. Che è come dire: quanto più alto è il Q totale del circuito ($Q = \frac{X}{R}$, essendo X una qualsiasi delle due reattanze).

L'andamento della corrente in un circuito risonante in serie può essere dedotto dalla fig. 33 ove sono date più curve sovrapposte ottenute per diversi valori di Q .

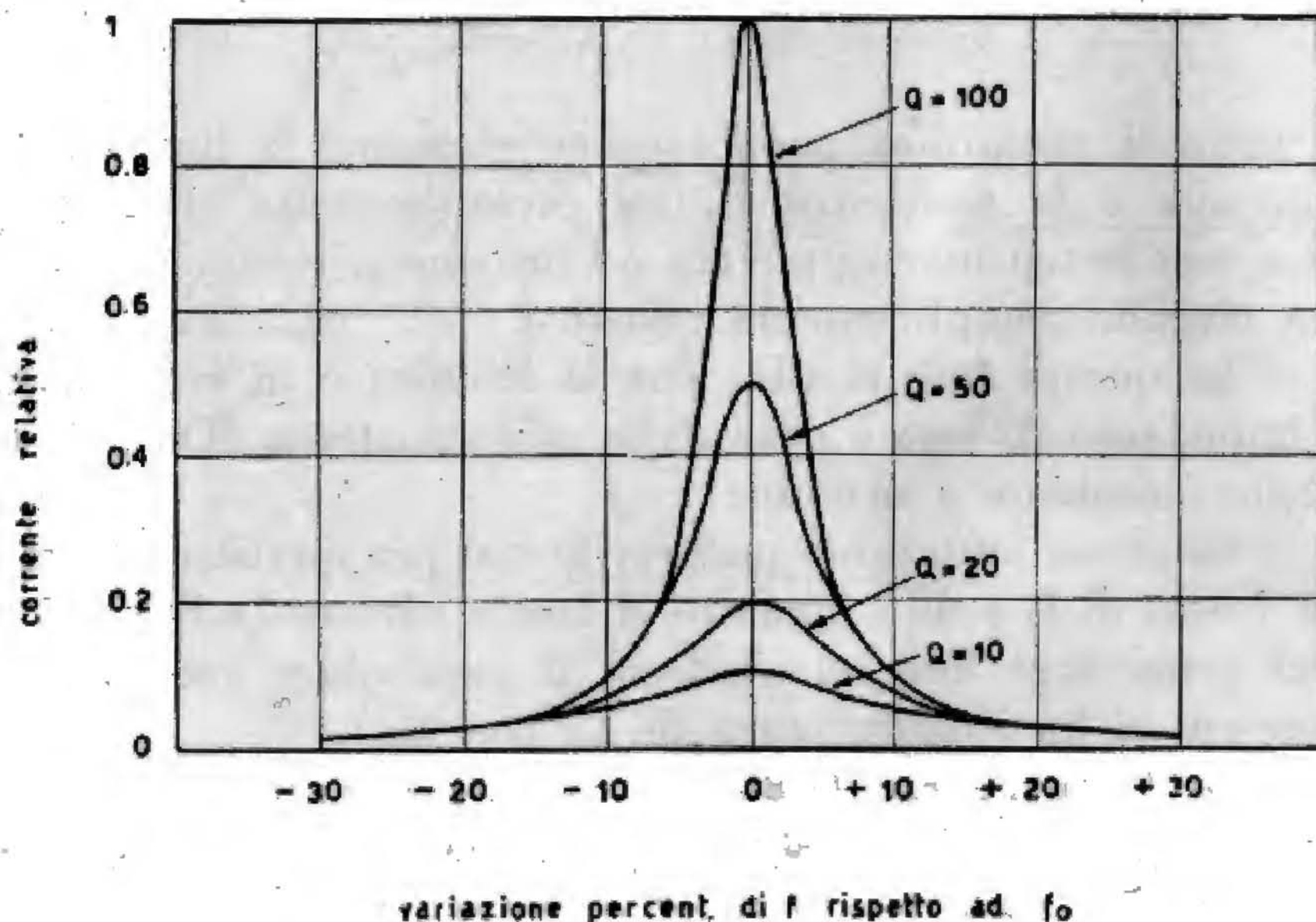


Fig. 33. - Curve di risonanza di circuito $R.L.C.$ in serie.

44 Resistenza equivalente in parallelo.

L'imperfezione di un condensatore o di una bobina può essere espressa anche in termini di resistenza posta in parallelo al condensatore o alla bobina. Il valore di questa resistenza, come quella considerata in serie, dipende dalla frequenza del circuito e rispettivamente dalla capacità o induttanza.

Distinguendo con R_s ed R_p le due forme con cui è possibile esprimere la resistenza di perdita di un elemento reattivo, è stato visto che per le bobine:

$$\text{tang } \varphi = \frac{X_L}{R_s} \text{ da cui } R_s = \frac{X_L}{\text{tang } \varphi}$$

e per i condensatori:

$$\text{tang } \varphi = \frac{X_C}{R_s} \text{ da cui } R_s = \frac{X_C}{\text{tang } \varphi}$$

Le formule che danno le resistenze equivalenti parallele sono molto simili a quelle testé scritte:

$$R_p = X_L \operatorname{tang} \varphi \quad \text{per le bobine}$$

$$R_p = X_C \operatorname{tang} \varphi \quad \text{per i condensatori.}$$

Sostituendo nei due casi a $\operatorname{tang} \varphi$ i termini piú adoperati Q e $\operatorname{tang} \delta$, si ottengono le espressioni:

$$R_p = X_L Q = 2 \pi f L Q \quad \text{per le bobine}$$

$$R_p = \frac{X_C}{\operatorname{tang} \delta} = \frac{1}{2 \pi f C \operatorname{tg} \delta} \quad \text{per i condensatori.}$$

Tra i valori di R ed R_p esistono le relazioni dirette:

$$R_p = R_s Q^2 \quad \text{per le bobine}$$

$$R_p = \frac{R_s}{\operatorname{tang}^2 \delta} \quad \text{per i condensatori.}$$

Si può osservare che, mentre nel caso della resistenza serie si ottengono bassi valori ohmici dovuti al rapporto $X/\operatorname{tg} \varphi$, entrambe queste grandezze essendo generalmente maggiori di 1, nel caso della resistenza parallelo i valori ohmici corrispondenti sono alti perché fra le stesse grandezze si esegue un prodotto.

Come criterio di orientamento diciamo che i valori pratici di R_s sono compresi fra pochi ohm ed alcune decine di ohm, mentre quelli di R_p variano da alcune migliaia a parecchie centinaia di migliaia di ohm. Naturalmente, a resistenza serie di piccolo valore corrisponde una resistenza equivalente parallelo di grande valore, o viceversa.

45 Circuiti oscillanti.

Si è parlato della resistenza equivalente parallelo perché essa ricorre sovente nei circuiti radio, detti *circuiti oscillanti* o *risonanti*, per determinare la perdita complessiva di una induttanza e di una capacità poste in parallelo ad un generatore, anziché in serie, e risonanti con la frequenza di esso.

Si esamini in dettaglio il circuito parallelo R_p, L, C , di fig. 34. La tensione V del generatore fa scorrere nei diversi elementi tre componenti di correnti che sono rispettivamente $I_R = V/R_p$, $I_L = V/X_L$, $I_C = V/X_C$. La compo-

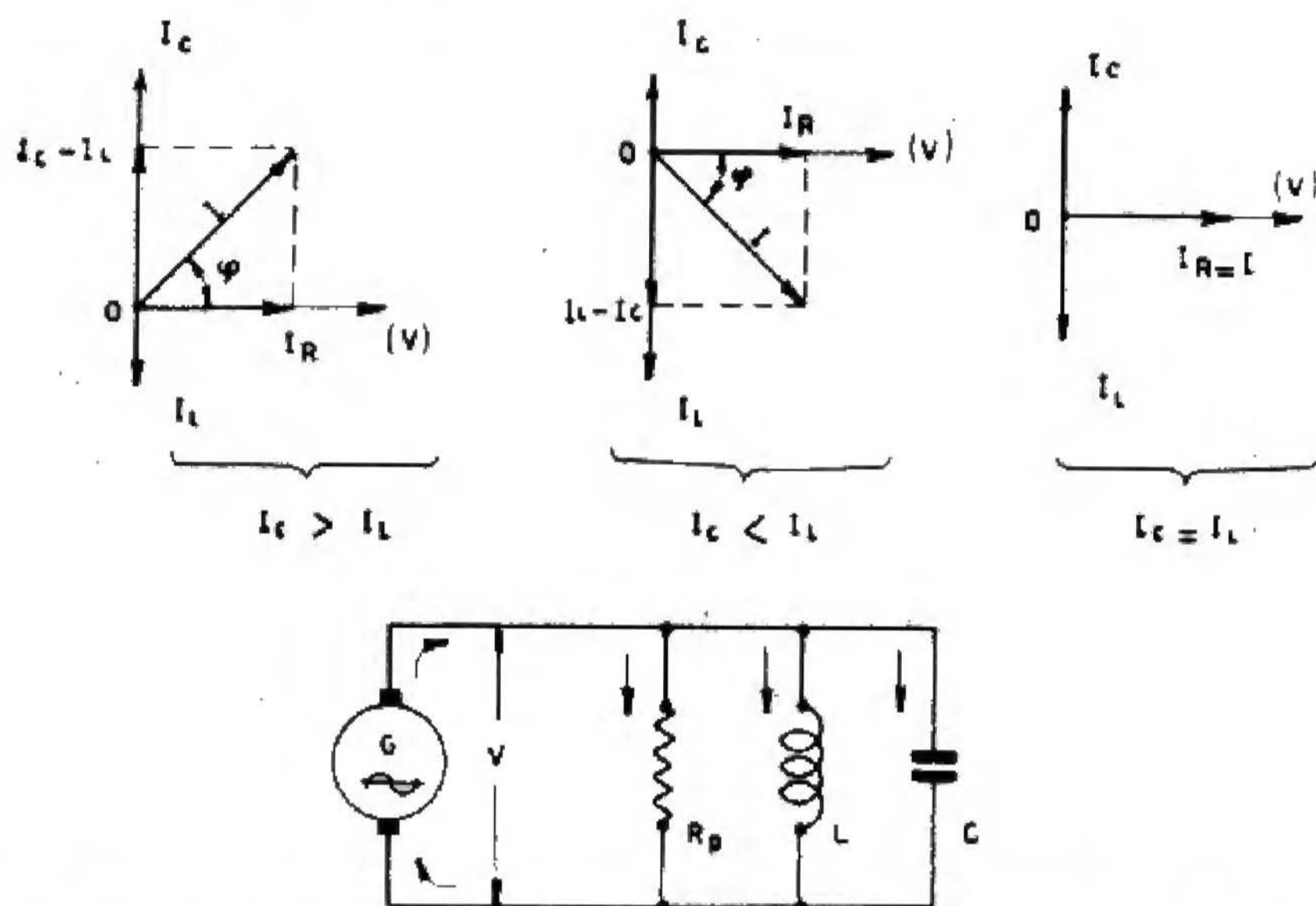


Fig. 34. - Circuito risonante parallelo e diagrammi vettoriali delle correnti.

nente resistiva I_R è in fase con V , mentre le due componenti reattive I_L ed I_C sono la prima in ritardo di 90° e la seconda in anticipo di 90° rispetto a V , e quindi rispetto a I_R . In sostanza le due correnti I_C ed I_L sono in opposizione di fase e ciò che conta è la differenza di esse. Componendo vettorialmente la differenza algebrica $I_C - I_L$ con la corrente I_R si ottiene la corrente totale I di tutto il circuito. Tale corrente totale sarà *in anticipo* su V di un angolo φ se prevale la corrente del ramo capacitivo, sarà *in ritardo* su V se prevale la corrente del ramo induttivo, e sarà infine *in fase* rispetto a V ($\varphi = 0$) nel caso di risonanza del circuito.

Con il solito procedimento si ricavano i valori:

$$I = \sqrt{I_R^2 + (I_C - I_L)^2} \quad \text{tg } \varphi = \frac{I_C - I_L}{I_R}$$

per $I_C > I_L$, cioè $X_C < X_L$.

oppure:

$$I = \sqrt{I_R^2 + (I_L - I_C)^2} \quad \text{tg } \varphi = \frac{I_L - I_C}{I_R}$$

per $I_C < I_L$, cioè $X_C > X_L$.

Per calcolare l'impedenza Z del circuito parallelo indipendentemente dalla corrente I (si potrebbe fare semplicemente $X = V/I$) occorre costruire un diagramma avente come vettori i reciproci dei valori di R_p , di X_C e di X_L . Disponendo tali vettori nelle posizioni corrispondentemente occupate dalle correnti omonime nella fig. 34, si ottengono dei diagrammi del tutto simili a quelli già dati ove, al posto della risultante I , viene a trovarsi la risultante $1/Z$, chiamata *ammettenza* (inversa della

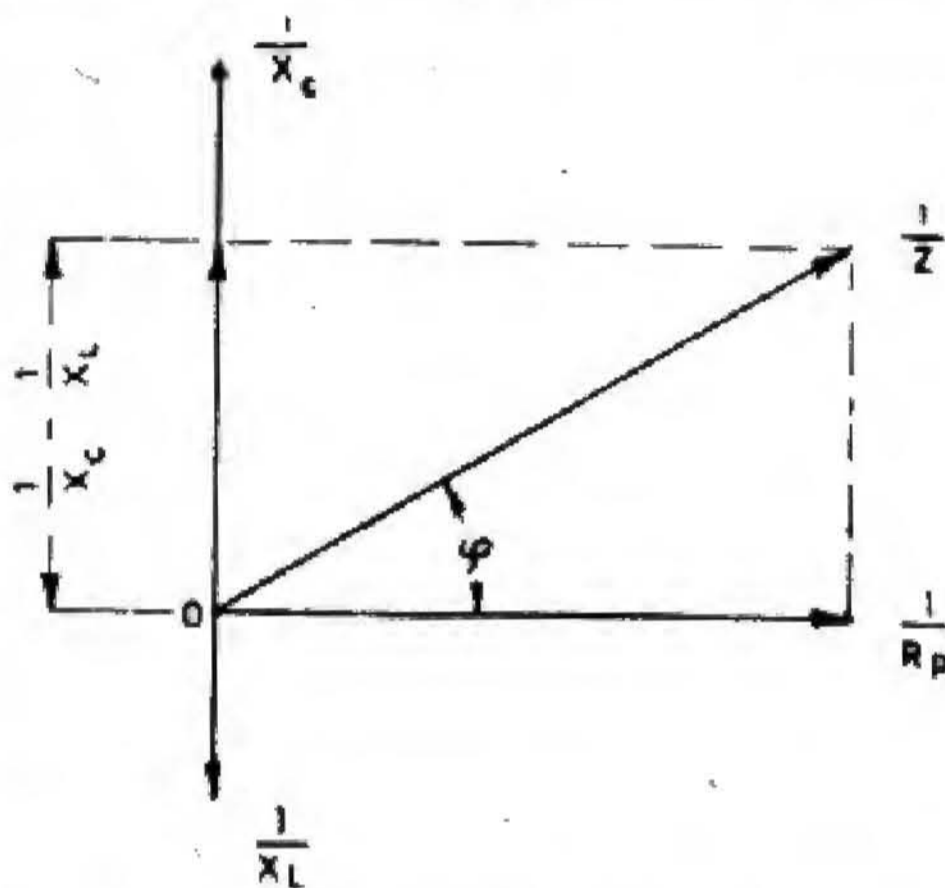


Fig. 35. - Ammettenza di un circuito parallelo.

impedenza). Infatti, le tre correnti parziali V/R_p , V/X_C e V/X_L divise per V danno i tre vettori proporzionali $1/R_p$, $1/X_C$ e $1/X_L$. L'angolo φ rimane uguale.

Dalla fig. 35 si ottiene immediatamente:

$$\left(\frac{1}{Z}\right)^2 = \left(\frac{1}{R_p}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}\right)^2$$

da cui:

$$Z = \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{1}{R_p}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}\right)^2}}$$

L'angolo di fase può essere ricavato dalla espressione che segue, anche essa dedotta dalla fig. 35:

$$\text{tang } \varphi = \frac{\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}}{\frac{1}{R_p}} = R_p \left(\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}\right)$$

Se la frequenza del generatore è quella di risonanza del circuito, i due termini X_L ed X_C si uguagliano, l'impedenza diventa minima, la corrente è massima. Detta corrente viene a dipendere esclusivamente dal termine R_d che in questo caso può rappresentare la resistenza parallelo di perdita globale del condensatore e della bobina. Migliori sono i fattori di merito di questi componenti e minore sarà tale corrente.

Nella fig. 36 si danno le curve di risonanza, ottenute

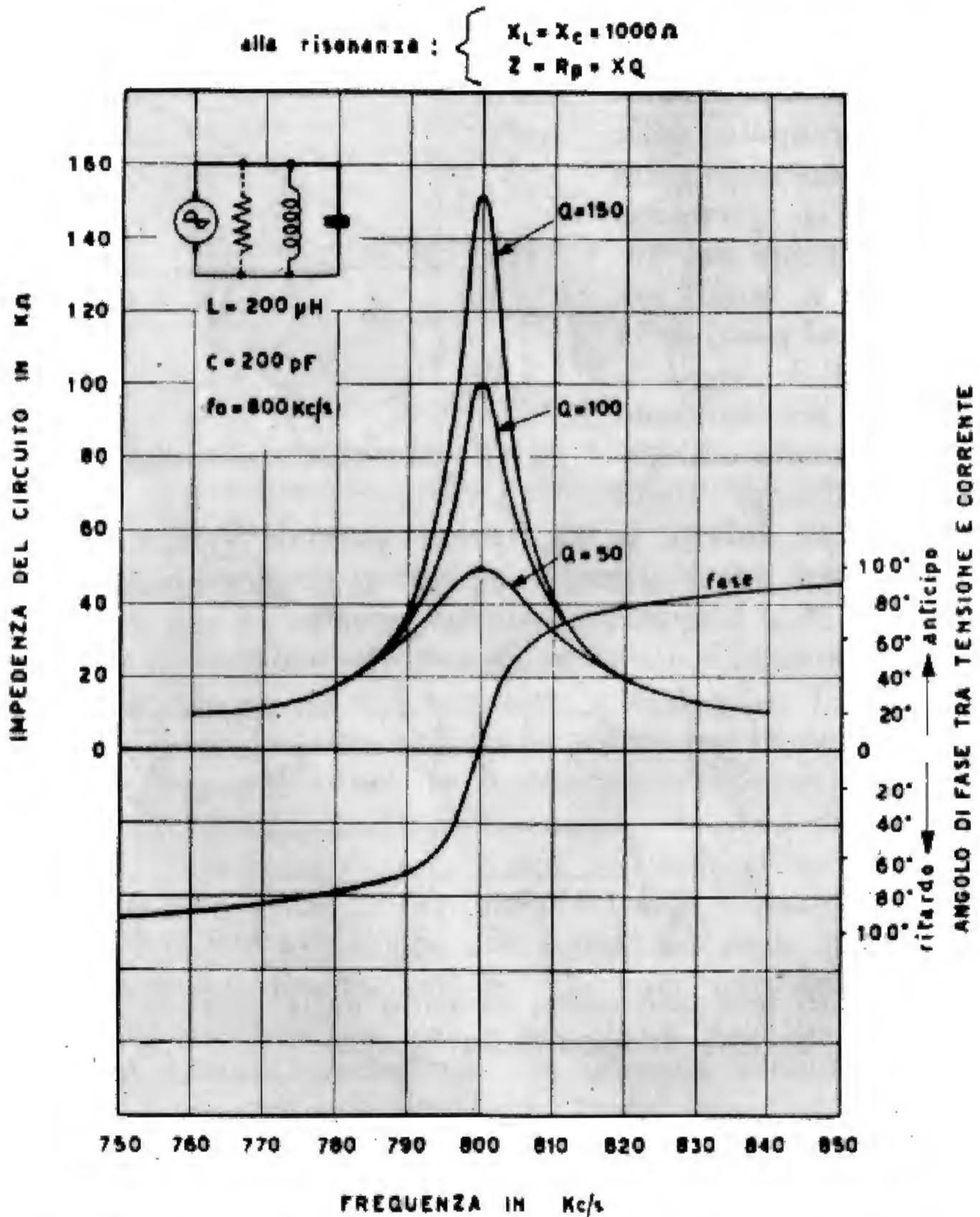


Fig. 36. - Impedenza ed angolo di fase di un circuito risonante parallelo.

per diversi valori di Q , di un circuito oscillante avente determinati valori di L e di C . Sulla scala delle ordinate sono riportati i valori dell'impedenza Z e su quella delle ascisse la frequenza f del generatore che viene fatta variare in più ed in meno della frequenza di risonanza f_0 . Viene dato, nel contempo, anche l'andamento della fase per il particolare valore di $Q = 100$. I valori di Z e di φ fuori risonanza sono stati calcolati col presupposto che il Q del circuito rimanga costante per tutto il campo di escursione di f .

Questo presupposto, d'altronde, è abbastanza logico data la ristrettezza della zona interessata dalle curve.

46 Costanti oscillatorie.

Dalla condizione di disonanza $X_C = X_L$ si può stabilire il valore della frequenza di risonanza in dipendenza dei valori L e C nel circuito.

Infatti si può scrivere:

$$\frac{1}{2 \pi f C} = 2 \pi f L$$

da cui:

$$1 = 2 \pi f C \times 2 \pi f L = 4 \pi^2 f^2 L C$$

cioè:

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L C}}$$

Mantenendo costante il prodotto $L C$ anche il valore di f rimane costante. Tale prodotto si chiama *costante oscillatoria*. Questo ci dice che, se un particolare valore d'induttanza abbinato ad un particolare valore di capacità produce risonanza rispetto alla frequenza f , aumentando il primo e diminuendo proporzionalmente il secondo la frequenza dell'insieme non cambia.

L'ultima formula data è di particolare importanza. Mediante essa è possibile ricavare L conoscendo C ed f ,

e ricavare C conoscendo L ed f:

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

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

L in henry, C in farad, f in cicli per secondo.

Per i circuiti risonanti adatti al campo delle radioonde la frequenza si misura abitualmente in migliaia o milioni di cicli al secondo. I simboli abbreviati di tali unità sono:

Kc/s = chilociclo per secondo = 1000 cicli per secondo

Mc/s = megaciclo » » = 1000000 » » »

Inoltre, sempre nello stesso campo, i valori normalmente usati d'induttanza e di capacità sono piuttosto piccoli e vengono espressi perciò più comodamente con le unità μH e pF (ricordiamo: $\mu\text{H} = 10^{-6} \text{ H}$, $\text{pF} = 10^{-12} \text{ F}$).

Ciò premesso, la formula precedentemente data della frequenza di risonanza prende le forme:

$$f = \frac{10^{-6}}{6,28 \sqrt{L C}} = \frac{159.200}{\sqrt{L C}} \quad (\text{L in } \mu\text{H}, \text{ C in pF}, f \text{ in Kc/s})$$

$$f = \frac{10^{-6}}{6,28 \sqrt{L C}} = \frac{159,2}{\sqrt{L C}} \quad (\text{L in } \mu\text{H}, \text{ C in pF}, f \text{ in Kc/s})$$

Le formule per L e C diventano:

$$L = \frac{25330}{f^2 C} ; \quad C = \frac{25330}{f^2 L} \quad (\text{L e C come sopra, } f \text{ in Mc/s}).$$

47 Sovratensione nei circuiti risonanti.

Abbiasi un circuito formato da un generatore, da una bobina e da un condensatore disposti in serie. Se il generatore funziona alla frequenza di risonanza del gruppo LC, le tensioni ai capi della bobina e del condensatore possono salire a valori molto alti e maggiori in ogni caso della tensione V applicata al circuito. Ciò è dovuto al fatto che la corrente, in conseguenza delle basse perdite degli

elementi reattivi, può raggiungere, alla risonanza, ampiezze relativamente elevate. Le due differenze di potenziale V_L e V_C però sono in opposizione di fase e si equilibrano.

Il rapporto tra una delle due tensioni reattive e la tensione del generatore è uguale al rapporto tra la reattanza di uno dei due elementi e la resistenza serie di perdita del complesso. Questo significa che il *coefficiente di sovratensione* corrisponde al Q del circuito. Si può scrivere allora:

$$V_C = V_L = \frac{2 \pi f L}{R_s} V = Q V.$$

Esempio: Si consideri un circuito serie costituito da un generatore che fornisce una tensione alternata di 50 volt, da una induttanza di $100 \mu\text{H}$ e da una capacità di 4000 pF . La frequenza di risonanza è:

$$f = \frac{159200}{\sqrt{1000 \times 4000}} \approx 80 \text{ Kc/s.}$$

Se il generatore funziona a questa frequenza e se il Q del circuito è 20, si ha:

$$V_C = V_L = 20 \times 50 = 1000 \text{ volt.}$$

48 Q di un circuito risonante.

Il fattore di merito di un circuito risonante considerato nel suo insieme, almeno per frequenze fino ad un certo valore, dipende prevalentemente dalle perdite localizzate sull'induttanza. Un buon condensatore ad aria o mica ha generalmente perdite che sono trascurabili rispetto a quelle di una normale bobina. Stabilito pertanto, mediante misura diretta o altro sistema, il Q di una certa bobina, si può ritenere, con sufficiente approssimazione, che il Q del circuito in cui essa verrà inserita avrà presso a poco lo stesso valore se non saranno presenti altre perdite di importanza notevole.

Si è visto precedentemente che il Q di una bobina è il rapporto tra la sua reattanza e la sua resistenza di perdita considerata in serie. Entro certi limiti, aumentando le spire di una bobina le perdite aumentano meno rapida-

mente della sua reattanza. Per questo motivo i circuiti risonanti a Q elevato si fanno generalmente con un'induttanza relativamente alta in relazione alla frequenza considerata.

Quando però un circuito risonante fornisce energia ad un carico resistivo Z posto in parallelo ad esso, le perdite del circuito stesso diventano, nella maggior parte dei casi, trascurabili rispetto al carico. Questo avviene particolarmente nei circuiti risonanti usati negli apparati trasmettenti. Se la potenza dissipata nel carico è almeno dieci volte maggiore di quella dissipata nella bobina e nel condensatore, si può ritenere praticamente che l'impedenza effettiva dell'insieme sia eguale al carico stesso. In queste condizioni il Q del circuito caricato diventa:

$$Q = \frac{Z}{X}$$

dove Z è il valore dell'impedenza resistiva del carico ed X la reattanza della bobina o del condensatore alla frequenza di risonanza.

Come si può facilmente argomentare da questa formula, il Q dei circuiti caricati da una resistenza bassa in parallelo aumenta quando si diminuiscono le reattanze della bobina e del condensatore, cioè quando si usa un alto rapporto $\frac{C}{L}$.

47 Fattore di potenza di un circuito reattivo.

Si abbia un circuito contenente un'induttanza L ed una resistenza R disposte in serie ad un generatore di corrente alternata avente frequenza 50 p/s e tensione 200 V. Siano L ed R rispettivamente 0,4 H e 80 Ω . L'impedenza risultante è:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} = \sqrt{80^2 + (6,28 \times 50 \times 0,4)^2} = 149 \Omega .$$

La corrente nel circuito assume il valore dato dal rapporto V/Z e precisamente è:

$$I = \frac{200}{149} = 1,34 \text{ Amp.}$$

Se il circuito fosse completamente resistivo, tale corrente farebbe pensare alla dissipazione di una potenza di $200 \times 1,34 = 268$ watt. In effetti, solo la resistenza dissipa energia e questa è nella misura reale di:

$$I^2 R = 1,34^2 \times 80 = 144 \text{ W.}$$

Il prodotto $V I$ del circuito viene chiamato *potenza apparente* e si esprime in volt-ampere. La potenza non consumata che agisce sulla bobina, creandone il campo magnetico, viene detta *potenza reattiva*.

Nel caso attuale tale potenza reattiva è:

$$P_r = I^2 X_L = 1,34^2 \times 6,28 \times 50 \times 0,4 = 226 \text{ volt-ampere}$$

Il rapporto tra la potenza assorbita e quella apparente corrisponde al fattore di potenza del circuito (altrimenti detto « $\cos \varphi$ »).

Per l'esempio citato esso è:

$$\cos \varphi = \frac{144}{268} = 0,537.$$

Tutto ciò che è stato detto nei riguardi del circuito induttivo naturalmente vale anche per il circuito capacitivo. La potenza reattiva $I^2 X_C$ crea nel condensatore un campo elettrostatico. Concludendo, la potenza reale o *attiva* di un circuito elettrico contenente reattanza viene definita mediante la relazione:

$$P = V I \cos \varphi.$$

50 Trasformatori. Generalità.

Nel precedente capitolo si è detto che un trasformatore è costituito, in linea di principio, da due bobine magneticamente ben accoppiate, l'una collegata ad una sorgente di tensione alternata e l'altra collegata ad un carico.

L'utilità di un trasformatore sta nel fatto che esso permette di effettuare un trasferimento di energia elettrica senza connessioni dirette fra la sorgente ed il carico, e nella possibilità di modificare nella misura voluta la tensione secondaria rispetto a quella primaria.

Sono quindi dispositivi particolarmente indicati sia per elevare la f.e.m. prodotta da un alternatore e facilitarne

quindi il trasporto a grande distanza: oppure, al contrario, servono per ridurre al valore più opportuno la tensione alternata disponibile. Trasformatori *survoltori* i primi, *devoltori* i secondi.

I trasformatori *non hanno organi mobili*, si basano sul fenomeno della *induzione elettromagnetica*, ed hanno sempre, se ben costruiti, un elevato rendimento.

Il trasformatore si compone di un circuito alimentato dalla tensione da trasformare e di un altro circuito in cui nasce la tensione di uscita al valore voluto.

Questi due circuiti si chiamano rispettivamente: *primario* quello che riceve l'energia, *secondario* quello che la restituisce trasformata. I due circuiti sono rigorosamente concatenati attraverso un abbondante nucleo di ottimo ferro legato al silicio finemente e accuratamente lamellato.

La tensione alternata primaria V_p , produce nel circuito primario una corrente I_p che è alternata: questa crea un campo magnetico alternato che si concentra nel nucleo in forma molto intensa, concatenandosi strettamente col circuito secondario.

Ogni spira del secondario è dunque attraversata da un flusso magnetico variabile (perché alternato) e quindi diviene sede di una f.e.m. indotta che si sommerà a quella delle altre spire. Talché, dosando il numero di queste spire, potremo avere una tensione secondaria V_s grande a piacere.

Si possono costruire trasformatori per qualsiasi frequenza ma i trasformatori a nucleo di ferro, di cui ora più particolarmente ci occuperemo, sono indicati per le frequenze industriali e per quelle così dette acustiche.

È noto che *la tensione indotta in un avvolgimento immerso in un campo magnetico variabile è proporzionale al numero delle spire dell'avvolgimento stesso.*

Se i due avvolgimenti abbracciano lo stesso campo, come è il caso dei trasformatori, consegue che le tensioni indotte in essi sono proporzionali alle loro spire. Nel caso del primario, cioè della bobina connessa alla sorgente di energia, la tensione indotta (o autoindotta) è praticamente uguale, ma opposta di senso, alla tensione della sorgente stessa. Si può quindi stabilire la proporzione:

$$V_p : V_s = N_p : N_s$$

da cui

$$V_p = \frac{N_s \cdot V_p}{N_p}$$

ove:

N_p = numero delle spire primarie

N_s = numero delle spire secondarie

V_p e V_s = tensioni primarie e secondarie.

Il rapporto N_s/N_p viene chiamato *rapporto di trasformazione*. Se esso è maggiore di 1, il trasformatore si dice *survoltage* o *in salita*; se esso è minore di 1, il trasformatore si dice *devoltage* o *in discesa*.

Esempio: Un trasformatore ha un primario di 500 spire ed un secondario di 1500 spire. Al primario viene applicata una tensione di 200 V c. a. La tensione sul secondario sarà:

$$V_s = \frac{1500}{500} 200 = 600 \text{ volt.}$$

Se, viceversa, una tensione di 600 V fosse applicata all'avvolgimento di 1500 spire (qualsiasi dei due avvolgimenti può essere alimentato e considerato primario purché abbia un numero di spire proporzionato alla tensione a cui deve lavorare), sull'altro si avrebbe una tensione indotta di 200 V.

La corrente che scorre sul primario, o almeno la parte prevalente di essa, quando nessun carico è connesso al secondario (si dice anche: quando il secondario è *aperto*) è chiamata *corrente magnetizzante*. Tale corrente, per trasformatori ben progettati, è generalmente molto piccola perché l'induttanza del primario è elevata.

Quando l'avvolgimento secondario è *chiuso* su un determinato carico, la corrente che scorre in esso crea un proprio campo magnetico nel nucleo. Tale campo magnetico tenderebbe a far diminuire il campo originale del primario, essendo opposto a questo, ma la corrente del primario aumenta proporzionalmente in modo da annullare simile effetto. La corrente aggiuntiva che si sviluppa nel pri-

mario in seguito al carico del secondario è dunque di senso opposto alla corrente del secondario.

Praticamente, almeno nei piccoli trasformatori, si trascura la corrente magnetizzante e si stabilisce che la corrente primaria sia prodotta interamente dal carico del secondario. Dovendo allora uguagliarsi i due campi magnetici generati dalle correnti primaria e secondaria, il prodotto ampere-spire primario deve corrispondere al prodotto ampere-spire secondario. Cioè:

$$I_p N_p = I_s N_s \quad \text{da cui} \quad I_p = \frac{N_s}{N_p} I_s .$$

Esempio: Un trasformatore avente $N_p = 100$ spire, $N_s = 3000$ spire, $V_s = 120$ Volt, è caricato da una resistenza $R_c = 1800 \Omega$ posta sul secondario. Quale sarà la corrente primaria?

Si ricavi anzitutto la tensione secondaria:

$$V_s = \frac{N_s}{N_p} V_p = \frac{3000}{1000} 120 = 360 \text{ V} .$$

La corrente secondaria è:

$$I_s = \frac{V_s}{R_c} = \frac{360}{1800} = 0,2 \text{ A}$$

e quella primaria:

$$I_p = \frac{3000}{1000} 0,2 = 0,6 \text{ A} .$$

Come si è potuto constatare in questo esempio, le correnti primaria e secondaria sono fra loro in rapporto inverso delle rispettive tensioni. Si può cioè scrivere la proporzione seguente:

$$I_p : I_s = V_s : V_p \quad \text{cioè} \quad I_p V_p = I_s V_s .$$

Questa proporzione ci dice anche che la potenza assorbita dal secondario corrisponde a quella assorbita dal primario. Ciò è vero soltanto in via teorica approssimativa perché il trasformatore, che non crea potenza ma la

trasferisce semplicemente, ha delle perdite sensibili dovute alla resistenza degli avvolgimenti e delle perdite magnetiche dovute al nucleo. Queste perdite si sommano nel primario alla potenza del secondario facendo sì che la totale potenza prelevata dalla sorgente sia sempre maggiore della potenza fornita al carico di una quantità dipendente dalle perdite stesse.

Chiamando P_s la potenza secondaria, P_p la potenza primaria e P_o la totale potenza perduta, sarà:

$$P_p = P_s + P_o.$$

Il rapporto P_s/P_p , sempre minore di uno, viene chiamato *coefficiente di rendimento* o semplicemente *rendimento* (simbolo η) del trasformatore. Spesso tale fattore è espresso in per cento: per esempio, un rendimento di 0,8 viene detto dell'80%.

La potenza effettiva del primario è quindi stabilita dalla relazione:

$$P_p = \frac{P_s}{\eta}$$

Perdite dei trasformatori. — I trasformatori, sempre di piccole dimensioni, usati negli apparecchi radio riceventi o in altre applicazioni similari, hanno un rendimento che varia tra 0,75 e 0,95 nel caso di funzionamento a frequenza 50 p/s (frequenza della rete di distribuzione dell'energia elettrica) e tra 0,60 e 0,80 nel caso di funzionamento a frequenza più elevata.

Per un dato trasformatore il rendimento ottenibile non è costante se si fanno variare le sue condizioni di carico: esso è massimo quando la potenza erogata è quella prevista dal suo dimensionamento e scende sensibilmente col diminuire o con l'aumentare di questa.

Le perdite elettriche di un trasformatore derivano dalla resistenza dei conduttori che costituiscono le bobine. Esse sono computate effettuando i prodotti I^2R di tutti gli avvolgimenti e sommandoli assieme. Abbiassi, per esempio, un trasformatore a due secondari: per il primario esiste una potenza perduta $I_p^2 R_p$, per il secondario S_1 una potenza perduta $I_{s_1}^2 R_{s_1}$, e per il secondario S_2 una potenza

perduta $I_{s_2}^2 R_{s_2}$. La totale potenza elettrica perduta negli avvolgimenti è:

$$P_o = I_p^2 R_p + I_{s_1}^2 R_{s_1} + I_{s_2}^2 R_{s_2}.$$

Le perdite magnetiche hanno origine da due fenomeni distinti che avvengono nel nucleo di ferro. Il primo, detto delle *correnti parassite* o *correnti di Foucault*, nasce dal fatto che il nucleo si comporta come un qualsiasi conduttore immerso in un campo magnetico: esso diventa sede di correnti indotte che lo riscaldano nella massa a causa della sua resistenza elettrica. Per ridurre questa forma di perdita si ricorre alla laminazione del nucleo in quanto la laminazione taglia ed interrompe le correnti parassite. Il secondo, chiamato *fenomeno d'isteresi*, deriva dall'inerzia del ferro nucleare a seguire con la sua magnetizzazione il variare del campo alternativo.

Entrambi queste forme di perdita crescono rapidamente con la frequenza. La perdita per isteresi dipende, inoltre, dal volume o peso del nucleo oltre che dalla qualità del ferro e dal valore dell'induzione magnetica che si raggiunge nel nucleo.

I valori pratici che esprimono globalmente l'entità delle perdite magnetiche nei lamierini normalmente impiegati per la costruzione dei trasformatori sono riassunti nella seguente tabella valida per frequenza 50 p/s e induzione 1 weber/m²:

tenore di silicio	0	1	2	3	4	per cento
watt perduti per kg. di nucleo	3,5	3	2,3	1,9	1,7	

Nuclei magnetici per alte frequenze. — Oltre il limite di 20000 p/s circa, l'uso del ferro come nucleo magnetico diventa proibitivo a causa delle enormi perdite derivanti dai fenomeni accennati. Per il campo delle frequenze radio, però, si usano con soddisfacente esito nuclei costituiti da polvere di ferro mista a sostanze adesive ed isolanti. Le permeabilità raggiunte da questi nuclei sono molto inferiori a quello dei nuclei in ferro laminato, ma un certo vantaggio si consegue con tale artificio nella costruzione di trasformatori per apparecchi radio. In questi la forma dei nuclei più comune è quella cilindrica che si fa scor-

rere o si forza in un supporto isolante su cui sono avvolte le bobine. Nonostante che la maggior parte del flusso abbracci l'aria, tali nuclei sono discretamente efficaci nell'aumentare l'induttanza della bobina permettendo variazioni che vanno dal 30% in più fino al 100% nei casi migliori.

Reattanza di dispersione. — In un qualsiasi trasformatore esiste sempre una certa parte del flusso generato dal primario che non è raccolta dal secondario. L'entità di questa parte dipende principalmente dalla bontà di costruzione del trasformatore. Più alta è la frequenza di lavoro e maggiore può essere la perdita in questione che viene denominata *flusso disperso*.

Quando un flusso o parte di esso non viene utilizzato, il flusso disperso fa nascere negli avvolgimenti delle induttanze che non partecipano all'accoppiamento e che perciò risultano in serie a ciascun avvolgimento. Queste induttanze, pur essendo piccole, producono reattanze di dispersione (X_p ed X_s nella fig. 37) le quali sviluppano delle controtensioni tanto maggiori quanto più elevata è la frequenza

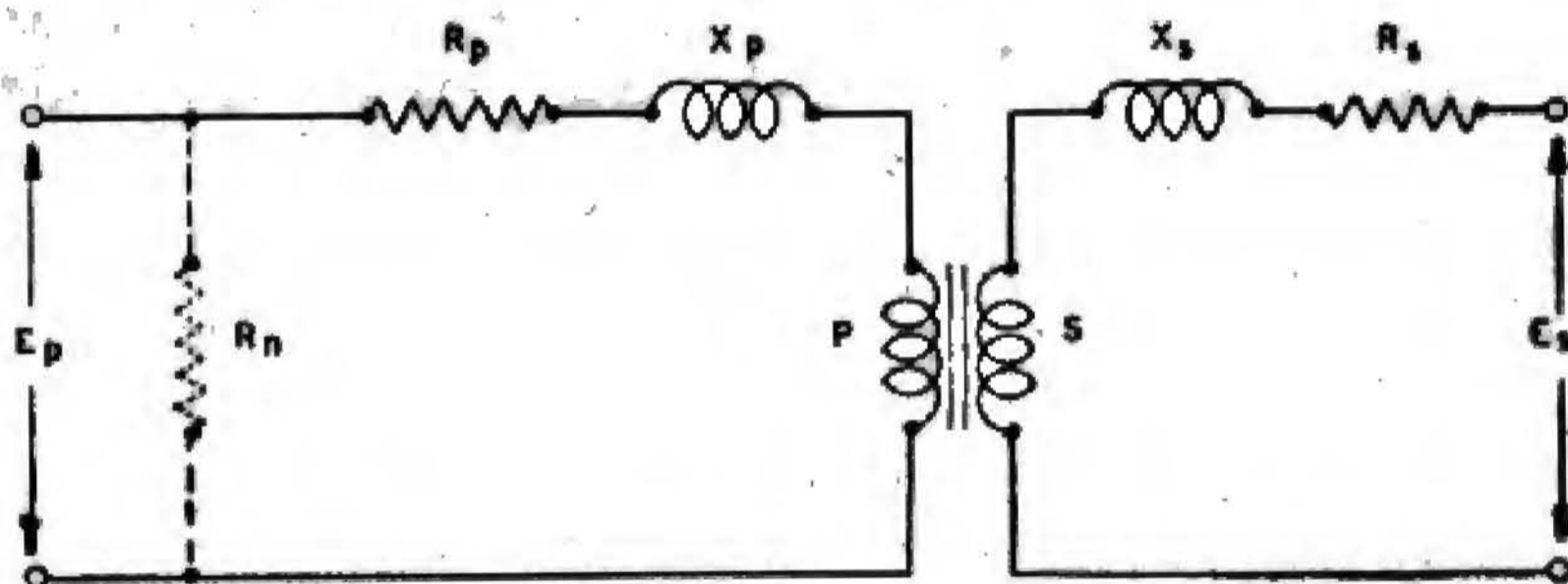


Fig. 37. — Circuito equivalente di un trasformatore. (R_n rappresenta la resistenza di perdita costante del nucleo che, in molti calcoli, può essere omessa).

e quanto più intense sono le correnti che scorrono negli avvolgimenti. Queste controtensioni, in sostanza, si traducono in perdita di tensione nel secondario.

Anche le resistenze degli avvolgimenti, naturalmente causano una diminuzione della tensione secondaria. Si può anzi dire che, almeno relativamente alla frequenza rete, la caduta più importante è appunto quella derivante da tali resistenze. È opportuno in ogni caso dimensionare i conduttori primario e secondario in modo da limitare la per-

di tensione sul secondario ad un massimo di $5 \div 10\%$. Nel calcolo delle spire si provvederà ad aumentare proporzionalmente quelle secondarie.

La perdita di tensione secondaria può risultare molto più rilevante nei trasformatori destinati a funzionare nel campo delle frequenze acustiche perché in essi le reattanze di dispersione sono tutt'altro che trascurabili.

Le induttanze disperse possono essere diminuite frazionando gli avvolgimenti primario e secondario ed alternandone le sezioni allo scopo di migliorare l'accoppiamento magnetico. Un altro accorgimento è quello di adoperare nuclei magnetici piuttosto abbondanti e proporzionalmente ridurre le spire degli avvolgimenti.

Diciamo incidentalmente che le cadute resistive e quelle reattive, qualora queste ultime fossero di entità apprezzabile, andrebbero sommate vettorialmente esistendo fra loro uno sfasamento di 90° .

Rapporto d'impedenza. — In un trasformatore ideale, cioè senza perdite e senza induttanze disperse, esiste la seguente relazione:

$$Z_p = n^2 Z_s$$

dove Z_p rappresenta l'impedenza che offre il primario alla corrente del generatore, Z_s l'impedenza del carico connesso al secondario, n il rapporto tra le spire primarie e quelle secondarie.

Laddove interessi adeguare l'impedenza primaria a quella del generatore, questa formula permette di stabilire l'adatto rapporto di spire in relazione al carico secondario:

$$n = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}}$$

Oltre al requisito di presentare basse induttanze disperse e minime perdite interne, il trasformatore deve ancora offrire una elevata induttanza primaria per lavorare con piccola corrente magnetizzante alla tensione ad esso applicata. In linea generale si può dire che le spire del primario dipendono dalla tensione da trasformare, dalla frequenza, dalla sezione del nucleo e dall'induzione ma-

gnetica desiderata nel lamierino. Per trasformatori destinati a lavorare su una vasta gamma di frequenze, è opportuno verificare che la reattanza dell'avvolgimento primario, calcolata alla frequenza minima, risulti almeno uguale o maggiore dell'impedenza primaria Z_p determinata come sopra.

Per qualsiasi valore del carico secondario la formula permette di valutare l'impedenza trasferita o *riflessa* nel primario, che poi è quella che principalmente va a caricare il generatore o la sorgente di energia.

Esempi:

a) Un trasformatore ha un rapporto spire $n = \frac{N_p}{N_s} = 0,5$.

Se al secondario viene applicato un carico di 5000Ω , al primario si determina una impedenza:

$$Z_p = 0,5^2 \times 5000 = 1250 \Omega.$$

b) Il circuito anodico di una valvola di potenza (anche questo è un generatore che s'imparerà a conoscere) per dare la massima resa richiede un carico di 5000Ω . Se l'impedenza utilizzatrice, ad esempio la bobina mobile di un altoparlante, è di soli 5Ω , quale rapporto N_p/N_s dovrà avere il trasformatore che trasferisce l'energia effettuando l'adattamento di impedenza fra la valvola ed il carico?

$$n = \sqrt{\frac{5000}{5}} = 31,6$$

c) Ammesso che nell'esempio precedente la frequenza minima di lavoro sia di 100 p/s , si ricavi l'induttanza che deve avere il primario applicando un fattore di maggiorazione 2 fra la sua reattanza e l'impedenza riflessa.

$$2 \pi f L_p = 2 Z_p = 10000 \Omega$$

$$L_p = \frac{10000}{6,28 \times 100} = 15,92 \text{ H}.$$

Calcolo delle spire e del nucleo di un trasformatore.
— Nel progetto di un trasformatore per bassa frequenza occorre anzitutto stabilire l'entità del carico secondario: da tale dato si ricava il dimensionamento del nucleo. Chia-

mando con S la sezione retta di questo in cm^2 , con W la potenza utile al secondario, con η il coefficiente di rendimento, si ha:

$$S = 1,27 \sqrt{\frac{W_s}{\eta}}$$

Questa formula non è rigorosa ma serve d'orientamento pratico per la frequenza rete. Per frequenza f diversa da 50 p/s occorre moltiplicare il risultato della formula per il coefficiente $\sqrt{\frac{50}{f}}$:

La sezione reale del pacco lamellare, per tenere conto dello spessore di carta o altro isolante interposto fra i lamierini e della eventuale imperfezione delle superfici a contatto di questi, deve essere di circa il 15% maggiore della sezione calcolata.

Il numero delle spire primarie è dedotto dalla formula:

$$N_p = \frac{V_p \times 10^4}{4,44 f B S}$$

dove:

V_p = tensione applicata al primario, in volt

B = induzione magnetica massima ammissibile del lamierino, in Wb/m^2

S = sezione del nucleo, in cm^2

f = frequenza rete o frequenza minima di lavoro, in p/s.

Per trasformatori collegati alla rete il termine B varia entro i limiti di $0,8 \div 1,2 \text{ Wb/m}^2$, a seconda della qualità del ferro. Normalmente vengono utilizzati lamierini al silicio 4% per i quali un ottimo valore dell'induzione è di 1 Wb/m^2 .

Se i trasformatori sono destinati a lavorare nel campo delle frequenze acustiche, è bene che B non superi in essi il valore di $0,4 \div 0,6 \text{ Wb/m}^2$ altrimenti si verificheranno distorsioni nelle frequenze più elevate.

Il numero di spire del secondario è tratto dalla nota legge di proporzionalità, applicando una certa maggiorazione per compensare le perdite. Queste ultime variano con le dimensioni del trasformatore e con la densità di corrente

adottata per i conduttori. Fissando tale densità ad un valore pratico di 2A/mm^2 , la maggiorazione delle spire può essere fatta nella misura seguente:

10 %	per potenze fino a	10 W	; ($\eta = 0,75$)
8 %	»	da 10 a 20 W	; ($\eta = 0,85$)
6 %	»	da 20 a 50 W	; ($\eta = 0,90$)
5 %	»	da 50 a 500 W	; ($\eta = 0,9 \div 0,95$).

Per potenze dell'ordine di 60 W, ad esempio, le spire secondarie sono:

$$N_s = \frac{V_s N_p}{V_p} + 5\% = 1,05 \frac{V_s N_p}{V_p}$$

La sezione del filo secondario è proporzionale alla corrente secondaria. Alla densità accennata, il diametro di questo filo può essere tratto direttamente dalla formula:

$$d = 0,8 \sqrt{I_s} \text{ (in mm).}$$

Per valutare la corrente totale che attraversa il primario occorre tener conto, oltre che della potenza utile secondaria, delle perdite complessive magnetiche ed elettriche e del fatto che il circuito primario è sempre un po' reattivo a causa della corrente di magnetizzazione e delle induttanze disperse. L'aumento di corrente primaria dovuto alle perdite è considerato dal fattore di rendimento η e quello dovuto alle correnti reattive è considerato dal fattore di potenza $\cos \varphi$.

La potenza attiva nel primario è doppiamente espressa dalla relazione:

$$W_p = \frac{W_s}{\eta} \quad ; \quad W_p = V_p I_p \cos \varphi$$

da cui si ricava:

$$I_p = \frac{W_s}{\eta \cos \varphi V_p}$$

Il diametro del filo dell'avvolgimento primario può essere ricavato dalla stessa formula usata per il secondario, sostituendo I_p ad I_s .

I valori del $\cos \phi$ nei trasformatori radio, pienamente caricati, oscillano mediamente tra i limiti $0,8 \div 0,95$, a seconda dell'entità della potenza trasformata e della natura del carico. Potenze dell'ordine di $80 \div 100$ W o più e carichi resistivi, danno valori di $\cos \phi$ molto prossimi all'unità.

Esempio di progetto di un piccolo trasformatore. — Si debba alimentare, con la normale rete a 160 V, un apparecchio termico avente le caratteristiche di funzionamento di 50 V; 2 A. Siano η e $\cos \phi$ del trasformatore rispettivamente 0,90 e 0,95. L'induzione nel ferro sia di 1 Wb/m².

$$W_s = W_s I_s = 50 \times 2 = 100 \text{ W}$$

$$S = 1,27 \sqrt{\frac{100}{0,90}} \approx 13,3 \text{ cm}^2 \quad (\text{sez. lorda} = 15 \text{ cm}^2)$$

$$N_p = \frac{160 \times 10^4}{4,44 \times 50 \times 1 \times 13,3} = 542 \text{ spire}$$

$$N_s = \frac{50}{160} \times 542 + 5\% = 169 \times 1,05 = 178 \text{ spire}$$

$$I_p = \frac{100}{0,90 \times 0,95 \times 160} = 0,73 \text{ A}$$

$$\text{diametro filo primario} = 0,8 \sqrt{0,73} = 0,7 \text{ mm}$$

$$\text{diametro filo secondario} = 0,8 \sqrt{2} = 1,1 \text{ mm}$$

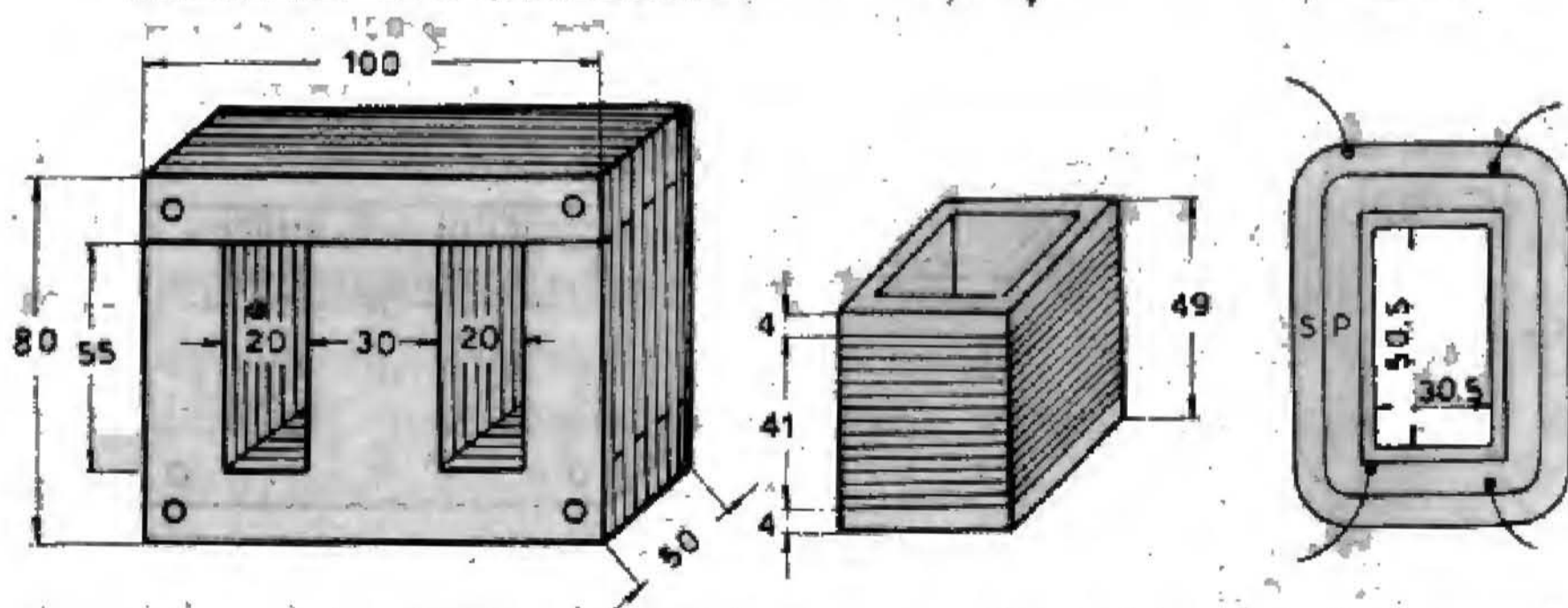


Fig. 38. - Pacco lamellare, cartoccio e vista della bobina del trasformatore (misure in mm.).

Si scelga un nucleo di ferro del tipo a mantello, avente una sezione lorda di 15 cm². Tale nucleo sarà composto da circa 100 lamierini dello spessore di 0,5 mm, aventi ciascuno le dimensioni visibili in fig. 38. La sezione da

considerarsi è quella della colonna centrale su cui va infilato il cartoccio contenente gli avvolgimenti. I lamierini andranno disposti incrociati, cioè infilati uno alla volta, uno da una apertura ed uno dall'altra del cartoccio. Questa disposizione è fatta per ridurre al minimo l'effetto di interruzione del percorso magnetico.

Il primario sarà avvolto per primo, intercalando fra strato e strato una striscia di carta paraffinata larga 49 mm. e di spessore 0,1 mm.

Sul primario si disporranno due o tre giri di cartoncino prespan da 0,15 mm. che serviranno d'isolamento. Successivamente si avvolgerà il secondario alternando gli strati con carta da 0,15 mm. Due o tre giri della stessa carta disposti sul secondario completeranno il montaggio della bobina.

Prima di introdurre il nucleo nella bobina è consigliabile eseguire su questa un'operazione di essiccamento e d'immersione in un bagno impregnante di paraffina.

A questo punto del procedimento può sorgere il dubbio che lo spessore complessivo degli avvolgimenti e del cartoccio superi la larghezza disponibile nella finestra del nucleo. Tale inconveniente è da evitarsi assolutamente facendo un calcolo preventivo degli ingombri prima di costruire la bobina.

Un metodo abbastanza rapido, anche se non troppo preciso, di verifica dell'ingombro è quello detto del *fattore di riempimento*. Esso è il seguente: qualsiasi bobina comprende una certa quantità di materiali isolanti ed una certa quantità di filo di rame. A seconda che la bobina abbia uno, due, tre, quattro o cinque avvolgimenti separati, il rapporto tra la sezione totale del rame di tutte le spire e l'area della finestra è espresso, grosso modo, rispettivamente dai numeri 0,4 - 0,35 - 0,3 - 0,25 - 0,2. Basta quindi fare il calcolo di tale sezione e confrontarla con la finestra disponibile.

Applichiamo il metodo descritto al nostro caso:

$$\text{Sezione filo primario} = \frac{3,14 \times 0,7^2}{4} = 0,385 \text{ mm}^2$$

$$\text{Sezione filo secondario} = \frac{3,14 \times 1,1^2}{4} = 0,863 \text{ mm}^2$$

$$\begin{aligned} \text{Sezione totale delle spire} &= 0,385 \times 542 + 0,863 \times 178 = \\ &= 362 \text{ mm}^2 \end{aligned}$$

$$\text{Area della finestra del lamierino} = 20 \times 55 = 1100 \text{ mm}^2$$

$$\text{Fattore di riempimento} = \frac{362}{1100} = 0,33.$$

Trovandoci nel caso di due avvolgimenti, possiamo considerare soddisfacente l'approssimazione del coefficiente ottenuto e ritenere buona la scelta del lamierino.

Qualora si verificasse che l'ingombro totale degli avvolgimenti, calcolato direttamente o con il metodo sopra spiegato, non fosse contenibile nella finestra del lamierino prefissato, sarà bene scegliere un altro pacco lamellare avente, a parità di sezione, una finestra più ampia; oppure si potrà aumentare la sezione del ferro adoperando un maggior numero di lamierini, il che comporterà naturalmente la sostituzione del cartoccio e la revisione di tutto il calcolo di ingombro delle spire per adeguarlo alla nuova sezione del nucleo.

Autotrasformatori. — Nel caso in cui non interessa isolare elettricamente il carico dalla sorgente di energia si può, vantaggiosamente per dimensioni e costo, sostituire il trasformatore a due avvolgimenti con uno formato da un solo avvolgimento provvisto di presa intermedia. I principî già esposti valgono egualmente bene ed il trasformatore così costituito viene detto *autotrasformatore*.

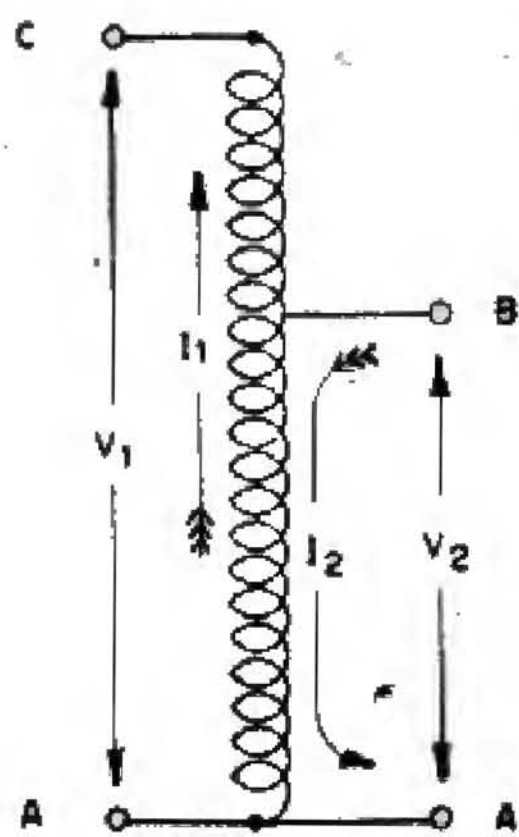


Fig. 39. — Autotrasformatore.

Il vantaggio realizzato con questo sistema sta nel fatto che la sezione di avvolgimento comune sia alla rete che al carico trasporta meno corrente delle rimanenti spire perché le correnti singole, primaria (rete) e secondaria (carico), sono in opposizione di fase, come è stato spiegato precedentemente. Ciò permette di

adottare un diametro di filo più piccolo per le spire comuni, diminuendo in tal modo l'ingombro ed il peso.

Anche il nucleo può essere ridotto proporzionalmente perché la potenza effettivamente passante nell'autotrasformatore è minore della potenza nominale erogata dalla rete. Infatti la prima è determinata dalla seconda moltiplicata per il rapporto spire non comuni/spire totali, cioè dal rapporto differenza delle due tensioni/tensione maggiore.

Nel circuito di fig. 39 si immagini che la rete sia collegata ai morsetti AC ed il carico ai morsetti AB. Ammettendo, per semplicità, che non vi siano perdite, sarà:

$$\begin{aligned} \text{Potenza nominale} &= V_1 I_1 = V_2 I_2 \\ \text{Potenza effettiva} &= (V_1 - V_2) I_1 = (I_2 - I_1) V_2. \end{aligned}$$

Dividendo la seconda eguaglianza per la prima si ottiene:

$$\frac{P \text{ effettiva}}{P \text{ nominale}} = \frac{(V_1 - V_2) I_1}{V_1 I_1} = \frac{(I_2 - I_1) V_2}{V_2 I_2}$$

cioè:

$$P \text{ effettiva} = P \text{ nominale} \times \frac{V_1 - V_2}{V_1}$$

Essendo le tensioni proporzionali alle spire si ha anche:

$$P \text{ effettiva} = P \text{ nominale} \times \frac{\text{spire tratto C B}}{\text{spire totali}}$$

Si sarebbe ottenuto lo stesso risultato collegando la rete ai morsetti AB ed utilizzando la tensione AC per il carico.

Si può osservare che il vantaggio dell'autotrasformatore diminuisce notevolmente se la tensione utile è molto diversa da quella della sorgente. Infatti l'uso degli autotrasformatori è limitato a quei casi ove sia richiesto un aumento od una diminuzione non troppo sensibile della tensione da adattare.

CAPITOLO IV.

RADIO ONDE - LORO PROPAGAZIONE E RICEZIONE

51 Campo elettrico.

Se si considerano due cariche elettriche situate nello spazio ad una certa distanza, si nota che esse si respingono o si attraggono, a seconda dell'uguaglianza o disuguaglianza dei loro segni, con una forza che è direttamente proporzionale alle cariche stesse ed inversamente proporzionale al quadrato della loro distanza. È questo il contenuto essenziale della legge di Coulomb.

Lo spazio entro cui agiscono forze elettriche di questa specie chiamasi *campo elettrostatico* o semplicemente *campo elettrico*. Un campo elettrico ha in ogni punto una determinata intensità e direzione.

Considerando una sola carica, si può immaginare che intorno ad essa si sviluppi un campo elettrico la cui intensità aumenta con il valore della carica stessa e diminuisce con il quadrato della distanza dal punto da cui si considera.

Tra due punti isolati aventi potenziali diversi c'è sempre un campo elettrico: esso si manifesta mediante forze di attrazione tra le cariche elettriche opposte situate nei due punti. Un campo elettrico è quindi rappresentabile da linee di forze elettriche, e le direzioni lungo le quali agiscono tali forze sono quelle delle rette che congiungono le cariche positive con quelle negative.

52 Campo elettromagnetico.

Consideriamo due corpi metallici a forma di sfera disposti l'uno vicino all'altro. Caricando questa specie di condensatore viene a crearsi un campo elettrico tra le due sfere. Se il potenziale è sufficientemente elevato si noterà che avvicinando le sfere si arriva ad un punto in cui l'isolante

interposto non resiste più e si produce una scarica attraverso esso che annulla il potenziale.

Riferiamoci ora al dispositivo simile di fig. 40, chiamato *dipolo di Hertz*, dal nome del fisico tedesco che lo ha usato nelle sue esperienze, per verificare il fenomeno d'irradiazione dell'energia elettromagnetica. Applichiamo alle due sfere, per qualche secondo, una tensione c. c. piuttosto elevata. Avviciniamole quindi lentamente fino a far scoccare la scintilla di scarica fra le estremità A e B dei conduttori collegati alle sfere. Tale scintilla, finché dura, provoca un corto circuito che mette in contatto la sfera superiore con quella inferiore, permettendo agli elettroni accumulati sulla prima di riversarsi sulla seconda onde annullare lo squilibrio prodotto dalla tensione. Gli elettroni però, spinti dal loro moto, proseguiranno la corsa oltre il limite d'equilibrio, aiutati in ciò dall'induttanza dei

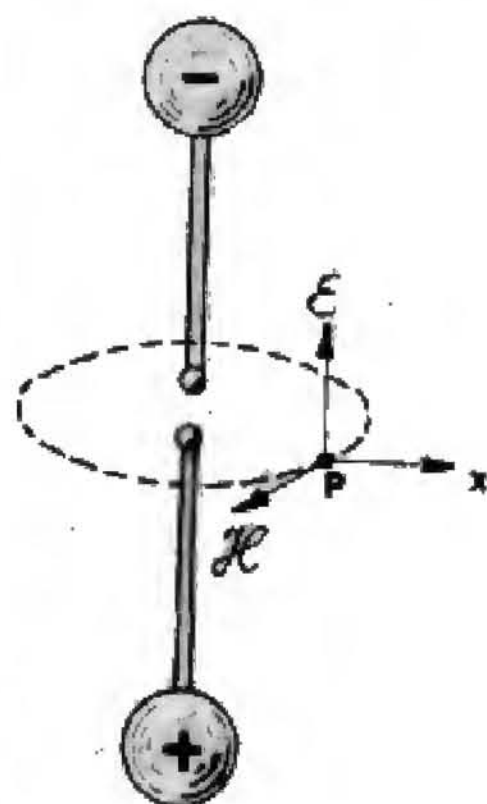


Fig. 40. - Dipolo di Hertz.

due conduttori congiunti momentaneamente (anche un conduttore rettilineo ha una certa induttanza). Verranno così a trovarsi, a moto ultimato, più elettroni sulla sfera inferiore che non sull'altra: cambieranno di polarità: con l'inversione delle cariche s'invertirà anche il moto degli elettroni che torneranno in abbondanza sulla sfera superiore per poi ridiscendere in quella inferiore, e così via.

Tutto avviene come se, avendosi due recipienti eguali allo stesso livello ma contenenti dell'acqua in quantità diversa, si ponessero improvvisamente in comunicazione fra loro con un tubo di gomma. La massa d'acqua, prima di raggiungere in entrambi lo stesso livello (per il principio dei vasi comunicanti) compie delle oscillazioni che vanno gradualmente smorzandosi.

Questo scambio alternato di elettroni, in continua diminuzione per l'ostacolo dovuto alla resistenza dei conduttori ed a quella della scintilla, cesserà del tutto dopo un certo tempo e la scintilla si estinguerà. Ad ogni passaggio di elettroni, però, la corrente da loro creata farà nascere un campo magnetico le cui linee di forza sappiamo che

giacciono su piani perpendicolari al conduttore che unisce le due sfere. Campo magnetico e campo elettrico sono quindi ortogonali fra loro, come indicano le frecce PH e PE, rappresentanti le loro direzioni in un determinato istante, nel punto P situato su una linea di forza magnetica. Inoltre, ad ogni scarica il campo elettrico decresce rapidamente per rinascere in senso inverso, mentre il campo magnetico, che segue l'andamento della corrente in ampiezza e senso, cresce rapidamente da zero ad un massimo per poi ritornare a zero.

Invertendosi continuamente il moto degli elettroni, per tutto il tempo in cui dura la sequenza di oscillazioni sopra considerate, con una frequenza dipendente dall'induttanza e capacità del circuito, anche i campi magnetico ed elettrico si alternano con la stessa frequenza.

I treni di oscillazioni possono succedersi indefinitamente applicando ad intervalli regolari nuove cariche alle due sfere. Ad ogni carica succede una scintilla e ad ogni scintilla un moto rapidissimo di va e vieni degli elettroni. Il campo elettromagnetico può così essere eccitato in continuazione, sia pure in forma intermittente per l'interruzione ritmica dell'arco prodotto dalla scintilla.

53 Energia elettromagnetica.

Quando un circuito oscillante di costanti L e C distribuite, cioè non concentrate, è percorso da corrente ad altissima frequenza (oltre 10.000 p/s), si produce una eccitazione dello spazio abbracciato dal campo elettromagnetico generato, e conseguentemente parte dell'energia presente nel circuito viene irradiata in tutte le direzioni.

Il dipolo di Hertz, da cui hanno tratto origine più o meno direttamente le normali antenne radiotrasmittenti, è un esempio di circuito oscillante a costanti distribuite.

Riprendendo in esame il punto P di fig. 40, si può dire che l'energia che da esso si diparte ha per direzione il vettore Px perpendicolare al piano formato dai vettori elettrico PE e magnetico PH. Dagli infiniti punti della linea di forza considerata (circonferenza tratteggiata) derivano infinite direzioni giacenti sullo stesso piano. Il campo di propagazione è quindi circolare rispetto al dipolo.

L'energia così trasmessa nello spazio viene chiamata *energia elettromagnetica*: essa si propaga con moto ondoso e con velocità costante pari a quella della luce, cioè di 300.000 Km. al secondo. Dipendendo questa energia dal generatore di corrente ad alta frequenza che alimenta l'antenna emittente, il moto ondoso che la caratterizza è perciò legato alla frequenza del generatore.

A differenza di altre forme di energia che pure si propagano ad onde, quella elettromagnetica non ha bisogno di mezzo materiale che serva da supporto. Non vi sono nel fenomeno in questione particelle vibranti del mezzo che trasmettono alle particelle adiacenti il loro moto. Le onde elettromagnetiche si propagano anche nel vuoto e le variazioni di stato del mezzo consistono nelle variazioni periodiche dei campi elettrico e magnetico.

Chiamasi *lunghezza d'onda* (simbolo λ) di una particolare emissione di energia elettromagnetica la distanza percorsa nello spazio da questa energia nel tempo di una andata ed un ritorno della corrente nell'antenna, cioè durante un periodo completo dell'oscillazione. La lunghezza d'onda, che viene espressa generalmente in metri, è data dunque dal prodotto della velocità di propagazione per il periodo della corrente, ossia dal rapporto tra tale velocità e la frequenza dell'oscillazione:

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

in cui v è espressa in metri o chilometri per secondo, ed f rispettivamente in cicli o chilocicli per secondo.

Esempio: una stazione radioemittente ha, come caratteristica del segnale irradiato, la lunghezza d'onda di 200 m. Ciò significa che la sua antenna viene eccitata da una corrente che ha la frequenza di 1500 Kc/s. Infatti, dalla formula data risulta:

$$f = \frac{v}{\lambda} = \frac{300.000.000}{200} = 1.500.000 \text{ c/s} = 1500 \text{ Kc/s}$$

Viceversa, una stazione che lavora alla frequenza di 1000 Kc/s ha una lunghezza d'onda:

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{300.000.000}{1.000.000} = 300 \text{ metri.}$$

54 Propagazione delle radio onde.

Classificazione. — Le radio onde differiscono dalle altre forme di radiazione, come la luce ed il calore, dal modo nel quale vengono generate e dalla loro lunghezza. Esse sono comprese nella gamma vastissima che va dalla lunghezza d'onda di alcuni millimetri a quella di circa 30 Km., cioè dalla frequenza intorno a 100.000 Mc/s a quella di circa 10.000 c/s.

La conferenza dell'Aja ha stabilito di dividerla in gruppi o *bande* come dal prospetto seguente:

a) <i>Onde lunghe</i>	$\lambda > 3000$ m ; $f < 100$ Kc/s
b) <i>Onde medie</i>	λ da 3000 a 200 m ; f da 100 a 1500 Kc/s
c) <i>Onde mediocorte</i>	λ da 200 a 50 m ; f da 1500 a 6000 Kc/s
d) <i>Onde corte</i>	λ da 50 a 10 m ; f da 6 a 30 Mc/s
e) <i>Onde ultracorte</i>	λ da 10 a 1 m ; f da 30 a 300 Mc/s
f) <i>Micro onde</i>	λ da 1 a circa 0,003 m ; f da 300 a 100.000 Mc/s.

Nella pratica corrente, però, sono considerate onde lunghe quelle che vanno da 1000 a 3000 m., onde medie quelle tra 600 e 200 m., onde corte quelle tra 10 e 60 m. Ciò perché le normali trasmissioni radio sono comprese appunto in queste *bande*, così chiamate dai costruttori degli apparecchi radio.

Polarizzazione. — La polarizzazione delle radio onde è semplicemente la direzione delle linee di forza del campo elettrico.

Se il piano di questo campo è verticale cioè, praticamente, se l'antenna emittente è verticale, si dice che l'onda ha *polarizzazione verticale*; se invece esso è orizzontale (antenna emittente orizzontale) si dice che l'onda ha *polarizzazione orizzontale*.

Nel campo delle onde medie e delle onde lunghe si hanno spesso radiazioni che presentano tutti e due i tipi

di polarizzazione. Questo è dovuto al fatto che le antenne relative a queste onde hanno sovente uno sviluppo dei loro elementi irradianti che è parte verticale e parte orizzontale.

Riflessione - Rifrazione - Diffrazione. — Quando una radio onda colpisce un oggetto che si trova attraverso il suo cammino, essa subisce *riflessione* come qualunque radiazione di altro genere. Tale riflessione si manifesta specialmente se l'oggetto è conduttore e se le sue dimensioni sono dell'ordine di grandezza della lunghezza d'onda incidente.

Una discontinuità nella proprietà dielettrica del mezzo che l'onda attraversa obliquamente genera invece *rifrazione*. Le radiazioni che partono con angoli alti dall'antenna trasmittente colpiscono gli alti strati dell'atmosfera (*ionosfera*) e penetrano in essi per un certo tratto subendo successivi cambiamenti di direzione fino a ritornare, nei casi più favorevoli, sulla terra.

Quando un'onda sfiora lungo il suo percorso il bordo di un oggetto, essa tende a piegarsi costeggiando il detto bordo. Questo effetto, chiamato *diffrazione*, permette a parte dell'energia contenuta in quelle onde, che normalmente si propagano in senso rettilineo (ultracorte), di deviare e di pervenire al di là dell'ostacolo sorpassandone la sommità o seguendone il bordo: gli gira attorno.

Varî tipi di onde. — L'energia irradiata da una antenna si propaga attorno alla terra per onde che seguono la sua superficie e per onde che attraversano lo spazio in senso orizzontale, oppure dirigendosi verso l'alto.

Chiamasi *onda ionosferica* quella parte della totale radiazione che si dirige verso la ionosfera (80 ÷ 100 Km. dal suolo). In dipendenza della frequenza del segnale e delle variabili condizioni esistenti a quelle altezze, l'onda ionosferica può o meno essere rinviata sulla terra per gli effetti della rifrazione e della riflessione.

Chiamasi *onda terrestre* quella parte della radiazione che è direttamente influenzata dalla presenza della terra e dalle anfrattuosità della sua superficie. L'onda terrestre ha due componenti: una è l'*onda di superficie*, che è un'onda guidata dalla superficie della terra, e l'altra è l'*onda spaziale*, che è la combinazione dell'onda irradiata in direzione orizzontale con quella riflessa dalla stessa terra.

Anche l'onda diretta, la quale procedendo in senso

orizzontale dovrebbe procedere rettilinea e distaccarsi progressivamente dalla terra, subisce per certe frequenze una parziale inflessione che la costringe a seguire la curvatura terrestre. Il fenomeno è essenzialmente motivato dalla diffrazione della terra e dalla rifrazione nella bassa atmosfera.

Attenuazione o comportamento delle radio onde con la distanza. — L'onda terrestre, che parte dal trasmettitore con un'intensità dipendente dal campo irradiato in direzione orizzontale, man mano che si allontana dall'antenna diventa più debole in conseguenza del suo espandersi e dell'assorbimento da parte della superficie terrestre. Tale attenuazione è maggiore per le frequenze più elevate e per i terreni più conducibili che non per le frequenze più basse e i terreni più asciutti.

L'onda ionosferica è pure soggetta a forti assorbimenti di energia nell'attraversare gli strati ionizzati dell'alta atmosfera prima di essere piegata verso terra. Queste perdite, però, aumentano col diminuire della frequenza e con la densità della ionizzazione. In certi casi esse sono così rilevanti che praticamente tutta l'energia contenuta nell'onda rimane assorbita. Per le onde corte l'attenuazione, pur essendo mutevolissima per un complesso di fenomeni, è in linea di massima molto minore che per le onde medie e lunghe.

In sostanza le onde elettromagnetiche, a seconda della loro lunghezza, si comportano come segue:

a) Le onde lunghe si propagano prevalentemente per onde terrestri e pervengono alle grandi distanze solo per onde ionosferiche. La zona servita dalle radiazioni dirette gode di segnali sufficientemente ampi e costanti, mentre quella servita dalle radiazioni indirette non può contare che su segnali di debole e mutevole intensità. L'attenuazione di queste ultime radiazioni, inoltre, è maggiore durante le ore diurne.

Le antenne di trasmissione per onde lunghe, allo scopo di meglio favorire l'onda terrestre, debbono essere fatte in modo da poter concentrare il più possibile l'energia verso gli angoli bassi.

b) Le onde medie hanno una portata minore delle onde lunghe. L'onda ionosferica è attenuata quasi completamente di giorno, mentre nella notte si propaga abbastan-

za bene; è soggetta a notevoli variazioni dovute a cambiamenti dell'attività solare temporanei o stagionali.

Nella propagazione delle onde medie vi sono tre zone distinte: quella dell'onda terrestre che rappresenta la portata utile del trasmettitore in qualunque momento, quella a grande distanza ove perviene solo l'onda ionosferica, e quella intermedia ove arrivano entrambe le forme d'onda con il risultato di produrre un'interferenza fra due segnali i quali, sommandosi o sottraendosi a seconda della fase, fanno aumentare o diminuire saltuariamente la forza del segnale risultante, dando luogo ad un fenomeno conosciuto con il nome di *fading*.

c) Alle frequenze superiori a 2000 kc/s l'onda terrestre si estingue rapidamente e diventa trascurabile ai fini pratici. Le comunicazioni su onde corte si basano perciò esclusivamente sulla propagazione per onde ionosferiche. L'intensità dei segnali a grande distanza dal trasmettitore dipende dalla frequenza dell'emissione, dalle condizioni della ionosfera e dall'angolo d'incidenza delle onde con la ionosfera stessa.

Nella fig. 41 si può notare l'andamento dell'onda iono-

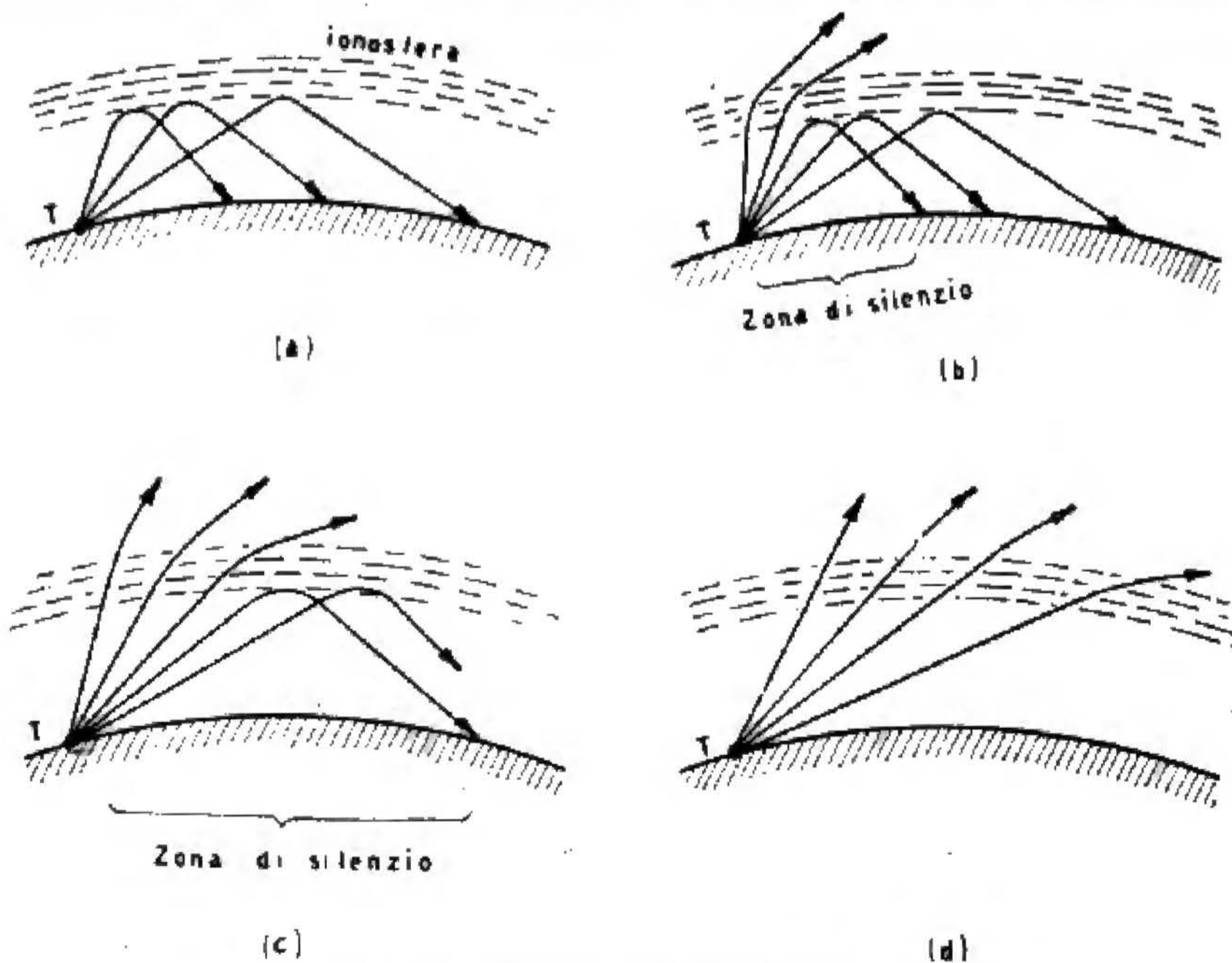


Fig. 41. - Rifrazione delle onde corte.

sferica per diverse frequenze e per angoli diversi d'incidenza. In (a) tutte le radiazioni prodotte da una frequenza non troppo elevata sono rifratte verso il basso. In (b), ove la frequenza è maggiore, le radiazioni ad angolo d'incidenza tendente a 90° non vengono piegate sufficientemente da ritornare sulla terra. Si stabilisce quindi una zona di silenzio fra la brevissima portata diretta ed il limite da cui cominciano ad arrivare le onde rifratte. In (c), essendo la frequenza ancora maggiore, la zona di silenzio aumenta. Infine, in (d), per le ultrafrequenze, anche le radiazioni ad angoli minimi non ritornano sulla terra.

d) Le microonde hanno la caratteristica di propagarsi efficientemente in direzione pressoché rettilinea, senza subire l'effetto della curvatura terrestre. Esse vengono perciò utilizzate solo quando fra antenna ricevente e antenna trasmittente esistono condizioni di piena visibilità, cioè quando non vi sono ostacoli di sorta sul loro percorso. Per ottenere portate di un certo rilievo con queste onde occorre che l'antenna di trasmissione e quella di ricezione siano poste in punti elevati. Le antenne in questione sono spesso munite di speciali riflettori parabolici aventi alcuni metri di diametro. Un riflettore di questo genere permette all'antenna emittente di concentrare la sua irradiazione in un angolo di pochi gradi, a vantaggio dell'intensità di campo e, all'antenna ricevente, di aumentare molte volte il suo potere ricettivo, limitatamente alla direzione in cui viene orientata.

55 Captazione delle radio onde.

Qualsiasi conduttore elettrico situato a distanza da un trasmettitore, se rimane investito dal campo elettromagnetico, diventa sede di una tensione indotta del tutto simile a quella dell'antenna di trasmissione. Se tale conduttore è orientato in modo da risultare parallelo all'antenna anzidetta, il flusso da esso tagliato è massimo e la tensione in esso sviluppata è pure massima. Questa tensione, pur essendo debolissima per l'esiguità del campo interessato dal conduttore, se convenientemente amplificata può essere utilizzata per scopi pratici.

Ad aumentare l'efficienza di una antenna ricevente, oltre il fattore orientamento, concorrono due altri fattori importanti che sono la sua altezza dal suolo ed il suo sviluppo in lunghezza rispetto al segnale ricevuto.

Il campo elettromagnetico di una stazione emittente si misura infatti in microvolt (o millivolt nei casi migliori) per metro di altezza. Maggiore è quindi l'altezza dell'antenna ricevente, maggiore è l'intensità del segnale captato.

Detta antenna si comporta, inoltre, da circuito risonante rispetto alla frequenza del segnale. Nella sua forma più semplice essa è costituita da un filo metallico di rame o bronzo fosforoso teso orizzontalmente o verticalmente. Se tale filo è isolato da terra, la risonanza sarà ottenuta per un segnale la cui lunghezza d'onda sia doppia della lunghezza fisica del filo: un'antenna così formata si chiama *dipolo*. Se lo stesso filo è connesso a terra ad un estremo, la risonanza sarà ottenuta per un segnale la cui lunghezza d'onda sia quadrupla della lunghezza fisica del filo: è questa l'*antenna marconiana*. Dimensionando opportunamente l'antenna di ricezione si può quindi aumentare l'intensità di un determinato segnale che si voglia distinguere fra altri di diversa lunghezza d'onda.

Mentre nel caso della trasmissione l'antenna è curata in tutti i suoi particolari affinché abbia la massima efficienza, nel caso della ricezione molti particolari si possono trascurare perché alla debolezza del segnale si può facilmente ovviare mediante le forti amplificazioni di cui sono dotati i moderni apparecchi radioriceventi. Inoltre c'è il fatto che l'antenna trasmittente deve lavorare con un solo segnale ad una sola frequenza, mentre l'antenna ricevente è destinata a ricevere una grande quantità di segnali di tutte le frequenze possibili.

L'accordo o *sintonia* dell'antenna di ricezione, necessario per selezionare il segnale desiderato dagli altri che caoticamente la investono, è praticamente affidato al circuito oscillante d'ingresso del ricevitore al quale la stessa antenna è accoppiata.

Tale circuito è costituito da un'induttanza e da un condensatore variabile. Ruotando lentamente il *variabile* mediante la manopola demoltiplicata, chiamata *manopola di sintonia*, si porta il circuito d'ingresso in risonanza con la

frequenza del segnale voluto. Detto segnale aumenta in questo modo fortemente di ampiezza rispetto agli altri, ed ha così possibilità di passare pressoché indisturbato attraverso i rimanenti organi del ricevitore.

56 Onde smorzate, onde continue e modulate.

Le comunicazioni radiotelegrafiche e radiotelefoniche vengono effettuate per mezzo delle onde elettromagnetiche la cui generazione è affidata ai radiotrasmettitori. L'energia necessaria, fornita da una sorgente elettrica c.c. o c.a., è convertita in energia ad alta frequenza che applicata all'antenna provoca il fenomeno della irradiazione.

Se il segnale trasmesso è a carattere uniforme, cioè è determinato da oscillazioni aventi una frequenza ed una ampiezza costanti nel tempo, si dice che le onde emesse

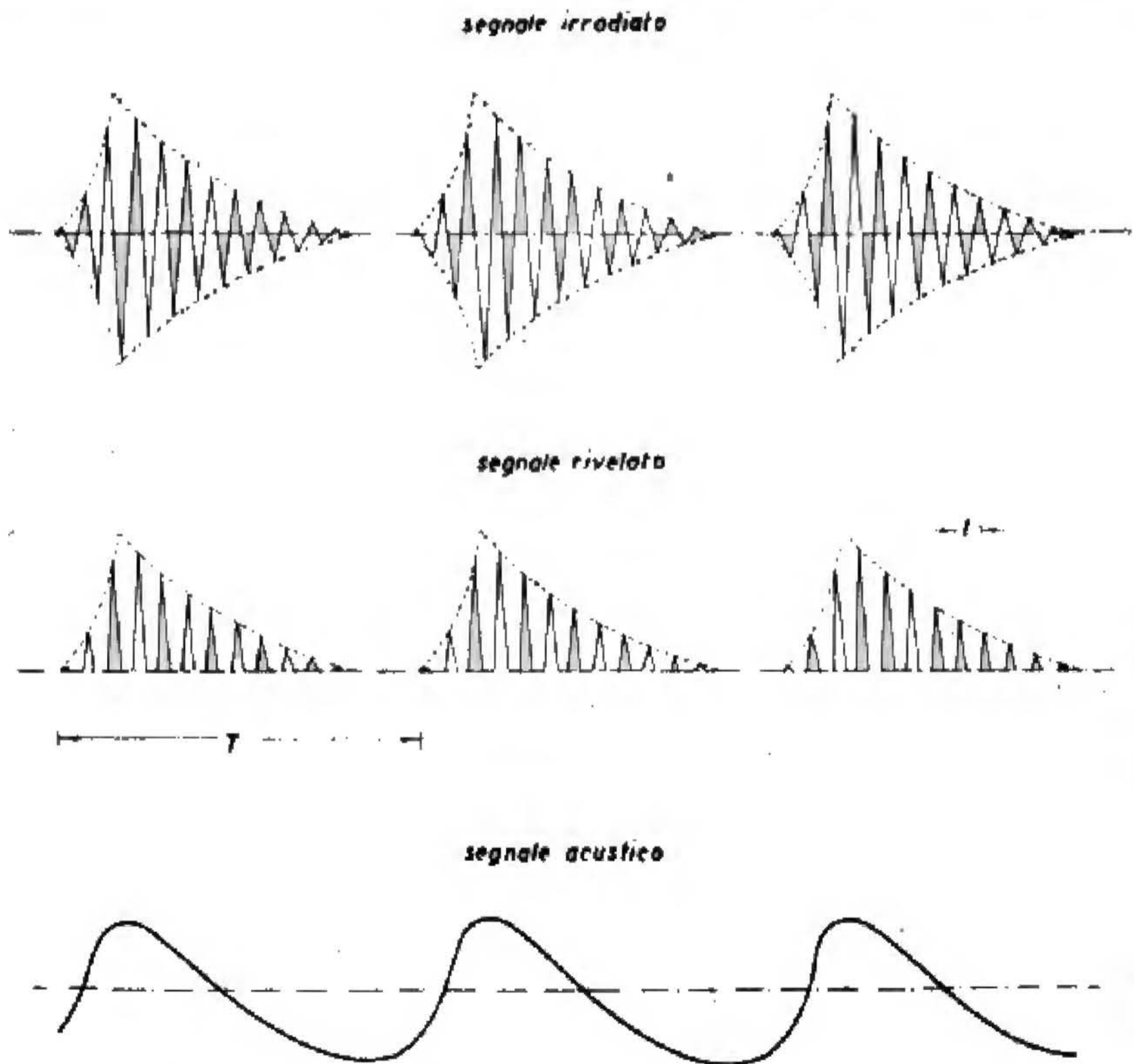


Fig. 42. - Oscillogrammi di un segnale a onda smorzata (T è il periodo dei treni d'onda, t quello delle oscillazioni ad alta frequenza).

sono *persistenti continue*. Se uno stesso tipo di segnale reca, assieme alla componente principale di frequenza, chiamata *onda portante*, delle componenti secondarie contenenti inflessioni a carattere acustico-musicale, si dice che le onde irradiate sono *persistenti modulate*.

In un primo tempo le radio onde furono utilizzate esclusivamente nella forma derivante dall'oscillatore di Hertz o da altre apparecchiature similari; erano cioè composte da treni di oscillazioni smorzate succedentisi a ritmo di alcune centinaia al secondo (vedi fig. 42).

L'intelligibilità era appunto data dalla bassa frequenza di questi treni d'onda i quali, dopo aver subito il processo di *rivelazione*, generavano nel riproduttore acustico del ricevitore (cuffia telefonica o altoparlante) una nota musicale di altezza costante avente la stessa frequenza dei treni d'onda. Interrompendo opportunamente a tratti lunghi e brevi l'emissione di questo segnale, si poteva tradurre in lettere, secondo il sistema Morse, il contenuto di un messaggio.

Successivamente si sviluppò la tecnica di trasmissione ed il generatore ad onde smorzate fu sostituito da quello ad onde persistenti. Ciò portò ad un rendimento di trasmissione molto maggiore e permise ad un maggior numero di stazioni di lavorare sulla stessa banda senza interferenze reciproche.

Le onde persistenti furono dapprima prodotte da alternatori ad alta frequenza i quali consentivano la massima semplicità di circuito, ma avevano l'inconveniente di essere di costruzione piuttosto complessa a causa delle forti velocità di rotazione. Le massime frequenze raggiungibili con essi erano piuttosto basse non superando l'ordine di grandezza di $10.000 \div 15.000$ c/s, cosa che permetteva soltanto l'emissione di onde lunghissime.

Più tardi si applicò agli alternatori un dispositivo chiamato *moltiplicatore statico di frequenza* che rese possibile la produzione di onde fino alla lunghezza di 250 metri (1200 Kc/s).

È di un'epoca relativamente recente l'applicazione dei tubi elettronici (altrimenti detti *valvole termoioniche*) che hanno permesso di risolvere completamente qualunque problema di generazione di potenza a qualsiasi frequenza,

e per mezzo dei quali si sono ottenuti segnali di grande purezza e regolarità.

Con il diffondersi dei moderni oscillatori a valvola, attualmente i soli rimasti in uso, si è potuto soddisfacentemente effettuare la modulazione dell'onda portante, che è un processo di variazione d'ampiezza o di frequenza del segnale irradiato, il quale consente di trasmettere suoni e parole articolate.

Un normale segnale modulato è pertanto composto da due parti: l'una costituita da oscillazioni ad alta frequenza funzionante da veicolo nello spazio, e l'altra costituita da oscillazioni a bassa frequenza, sovrapposte alle prime e contenenti la vera essenza della trasmissione. In ricezione le due parti vengono scisse attraverso l'elemento rivelatore e, ciò che interessa, sono tradotte in suono dall'altoparlante.

Entrambi le modulazioni accennate, ossia la *modulazione d'ampiezza* e la *modulazione di frequenza*, sono comunemente adoperate tanto per le trasmissioni a carattere musicale che per quelle di semplice comunicazione: delle due, però, è più diffusa la prima.

La modulazione di frequenza è praticamente attuabile solo nel campo delle onde molto corte a causa dello spettro di frequenza piuttosto vasto che essa produce. Infatti, mentre i segnali modulati d'ampiezza occupano normalmente un canale di 9 Kc, quelli modulati di frequenza richiedono un canale largo tra 50 e 150 Kc. Ciò significa che, mentre nel primo caso le stazioni emittenti debbono essere distanziate con le portanti di almeno 9 Kc al fine di non disturbarsi reciprocamente, nel secondo l'intervallo di frequenza deve essere molto maggiore. Per contro, la massima frequenza audio impiegabile nella modulazione d'ampiezza è 4500 c/s quando alcun limite è imposto in questo campo alla modulazione di frequenza. I segnali, con quest'ultima modulazione, risultano inoltre meno influenzabili dai disturbi atmosferici e industriali.

La limitazione a 4500 c/s della massima frequenza musicale adoperata nella modulazione d'ampiezza è stata determinata da ragioni pratiche, fra cui quella di permettere ad un maggior numero di stazioni di servirsi delle onde a propagazione più favorevole per gli scopi della ra-

dio diffusione. Lo spettro di frequenza formato da un'onda modulata d'ampiezza è infatti proporzionale alla frequenza del segnale modulante: se una portante di frequenza f è modulata da un segnale audio di frequenza f' , le componenti di frequenza introdotte nella portante stessa sono $f + f'$ ed $f - f'$. Maggiore è quindi la f' , maggiore diventa l'ampiezza del canale occupato e di conseguenza minore è il numero delle stazioni che possono lavorare in una determinata banda.

Modulando con segnali audio da zero ad f' , si introducono nella portante infinite componenti sopra e sotto il suo valore fondamentale, gli estremi delle quali rimangono compresi nei limiti anzidetti di $f + f'$. Tutte queste componenti che accompagnano sempre l'onda portante irradiata da una stazione radiofonica vengono chiamate *bande laterali*.

Nella fig. 43 sono riportati gli oscillogrammi relativi ai segnali radio più comunemente adoperati.

In (a) l'ampiezza delle oscillazioni è sempre costante. Questa onda non dà alcun suono nell'altoparlante del ricevitore ma soltanto quel fruscio caratteristico che siamo abituati a sentire quando sintonizziamo una stazione che è già in funzione ma non ha ancora iniziato il suo programma.

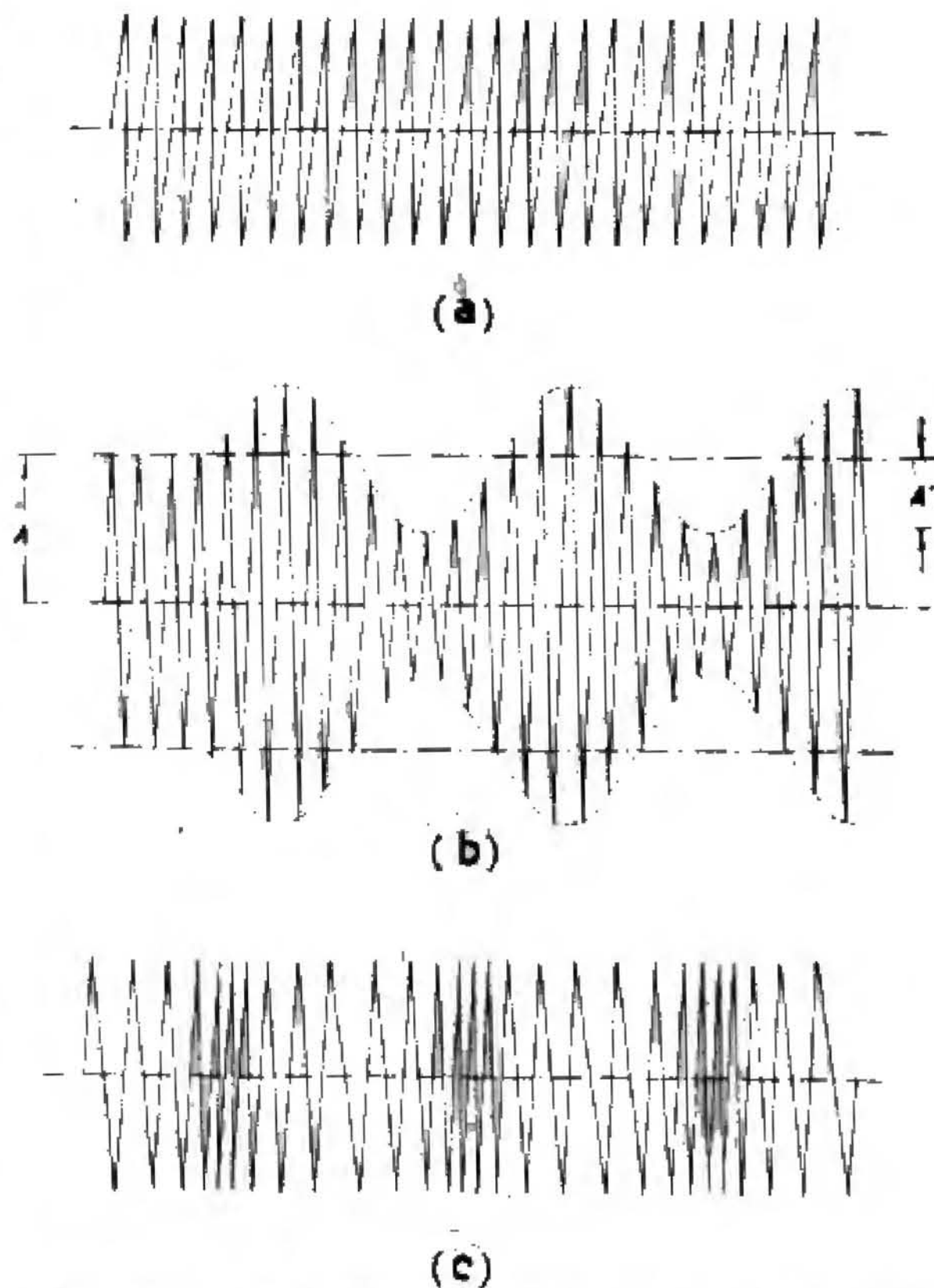


Fig. 43. - (a) Onda persistente continua; (b) onda modulata d'ampiezza; (c) onda modulata di frequenza.

In (b) lo stesso tipo d'onda è modulato in ampiezza, il che significa che ciascun ciclo della corrente ad alta frequenza che lo compone subisce un mutamento d'ampiezza, in più o in meno del suo livello medio, in dipendenza diretta del segnale modulante. La traccia del segnale audio è visibile nelle due curve simmetriche tratteggiate che uniscono le creste positive e quelle negative delle oscillazioni della portante. Nel circuito rivelatore dell'apparecchio ricevente il segnale complessivo, così come lo si vede, viene soppresso a metà e successivamente *filtrato* di tutti gli impulsi a radio frequenza. Se ne ricava in tal modo un segnale a bassa frequenza che è l'esatta riproduzione di quello che nel trasmettitore ha effettuato la modulazione.

In un'onda modulata d'ampiezza il rapporto A/A' fra l'ampiezza del segnale modulante e quella della portante non modulata viene chiamato *profondità di modulazione*. È importante che la profondità di modulazione sia elevata (prossima all'unità) perché, così facendo, i disturbi di ricezione sono meno sentiti e perché si richiede una minore amplificazione in bassa frequenza nei passaggi entro il ricevitore. Infatti il segnale audio, che in ultima analisi è la parte utile di una emissione modulata, è tanto più forte all'uscita del rivelatore quanto più profonda è la modulazione della portante.

In (c) della stessa figura 43 si può notare l'aspetto di un'onda persistente modulata in frequenza. L'ampiezza di essa è sempre costante mentre la frequenza delle oscillazioni cambia in modo continuo in più o in meno del valore medio della portante, seguendo la curva d'ampiezza del segnale di modulazione. I limiti entro cui tale frequenza viene fatta variare, sono infatti proporzionali all'ampiezza del segnale audio. Il numero delle volte che la stessa frequenza varia in un secondo corrispondente invece alla frequenza del segnale audio.

Chiariamo questi concetti con un esempio pratico. Si voglia con un segnale audio di 400 c/s modulare in frequenza una portante di 1000 Kc/s. Ciò può essere ottenuto facendo variare la frequenza di questa portante entro i limiti $1001 \div 999$ Kc/s, 400 volte al secondo. Un altro segnale audio, avente la stessa ampiezza del primo e frequenza 800 c/s, fa variare la frequenza della portante en-

tro gli stessi limiti 800 volte al secondo. Se si raddoppia invece l'ampiezza del segnale di 400 c/s, la deviazione di frequenza introdotta nella portante raddoppia anch'essa, facendo però ancora 400 escursioni complete in un secondo. Le frequenze limiti in questo secondo caso vengono ad essere 1002 e 998 Kc/s, cioè la deviazione passa dal valore ± 1 Kc al valore ± 2 Kc. *

Nella modulazione di frequenza si chiama *indice di modulazione* il rapporto tra la massima variazione di frequenza prodotta (in più o in meno) nella portante e la massima frequenza usata per il segnale modulante. Effettuando, ad esempio, una massima deviazione ± 50 Kc con segnali acustici la cui massima frequenza sia 10000 c/s, si ottiene un indice di modulazione di $50/10 = 5$.

In questo stesso campo dicesi invece *percentuale di modulazione* il rapporto fra l'effettiva deviazione di frequenza causata dalla modulazione e l'ammontare della deviazione massima stabilita arbitrariamente come il 100% di modulazione. Per le stazioni che effettuano comunicazioni di carattere commerciale, ad esempio, la deviazione definita come massima è ± 75 Kc. Se una certa apparecchiatura di questo genere produce una deviazione massima di ± 50 Kc, si dice che modula al

$$\frac{50}{75} 100 = 66,6\%.$$

57 Ricezione delle radio onde.

Radoricevitori elementari. — Per poter ricevere le onde elettromagnetiche — e qui ci riferiamo alle onde più comunemente usate, cioè a quelle modulate in ampiezza — sono indispensabili almeno tre cose e precisamente: un'antenna, un rivelatore ed una cuffia telefonica.

Il rivelatore può essere costituito, oltre che da una valvola, da un cristallo di galena, di carborundum o, meglio, da un cristallo al germanio. Quest'organo è importantissimo in un apparecchio di ricezione perché senza di esso il segnale radio non sarebbe udibile avendo, nei riguardi della parte audio, un valore medio nullo.

I cristalli citati hanno la proprietà di lasciarsi attraversare dalla corrente soltanto in un senso, presentando nel senso opposto una elevatissima resistenza. Una corrente alternata ad essi applicata subisce perciò un taglio delle alternanze che farebbero circolare corrente nel senso opposto a quello di conduzione. Il segnale radio modulato d'ampiezza viene così *rettificato* e gli impulsi unidirezionali rimanenti, i quali contengono tuttora intatta la modulazione, vengono inviati al riproduttore dei suoni.

Una cuffia telefonica svolge normalmente la funzione di trasformare le correnti alternate di bassa frequenza in onde sonore. Essa è costituita da un piccolo magnete permanente piegato ad U, attorno a cui è disposta una bobina di rame. In prossimità delle due espansioni del magnete, ed in asse con questo, è collocata una sottile membrana di ferro. La membrana è normalmente attratta dal magnete ma non lo tocca. Quando si fa circolare nella bobina una corrente variabile, l'intensità del campo magnetico aumenta e diminuisce alternativamente e quindi la membrana vibra producendo un suono avente la stessa frequenza della corrente che ne ha provocato la vibrazione.

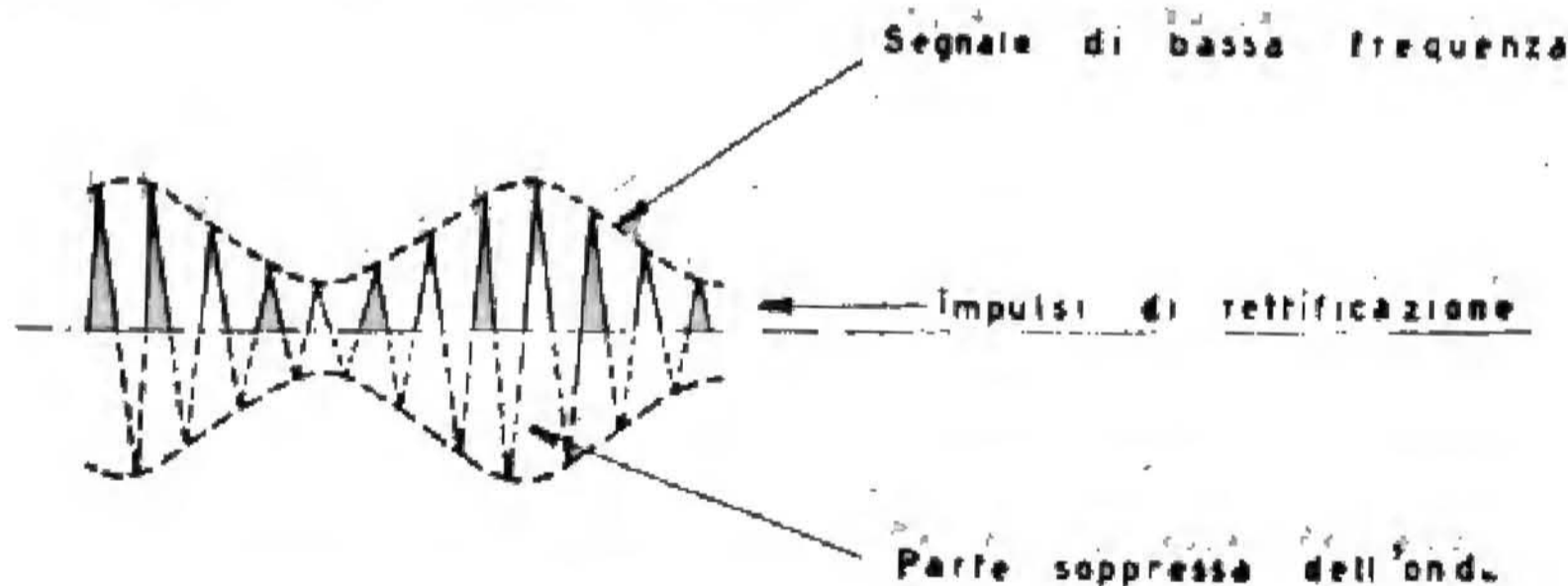


Fig. 44. - Onda modulata all'uscita di un rivelatore.

Un effetto analogo si ottiene attivando la cuffia con la corrente pulsante uscente dal radorivelatore. L'alta induttanza dell'avvolgimento del magnete non permette il passaggio degli impulsi di radio frequenza, ma lascia passare agevolmente le variazioni lente di ampiezza dei medesimi. La cuffia, in sostanza, funziona da integratore delle differenze di ampiezza esistenti nei singoli impulsi dell'onda rettificata (fig. 44).

Diamo ora in fig. 45 due semplici schemi di circuiti riceventi. Il primo rappresenta un ricevitore rudimentale, ridotto alle sue linee essenziali. Esso non può funzionare

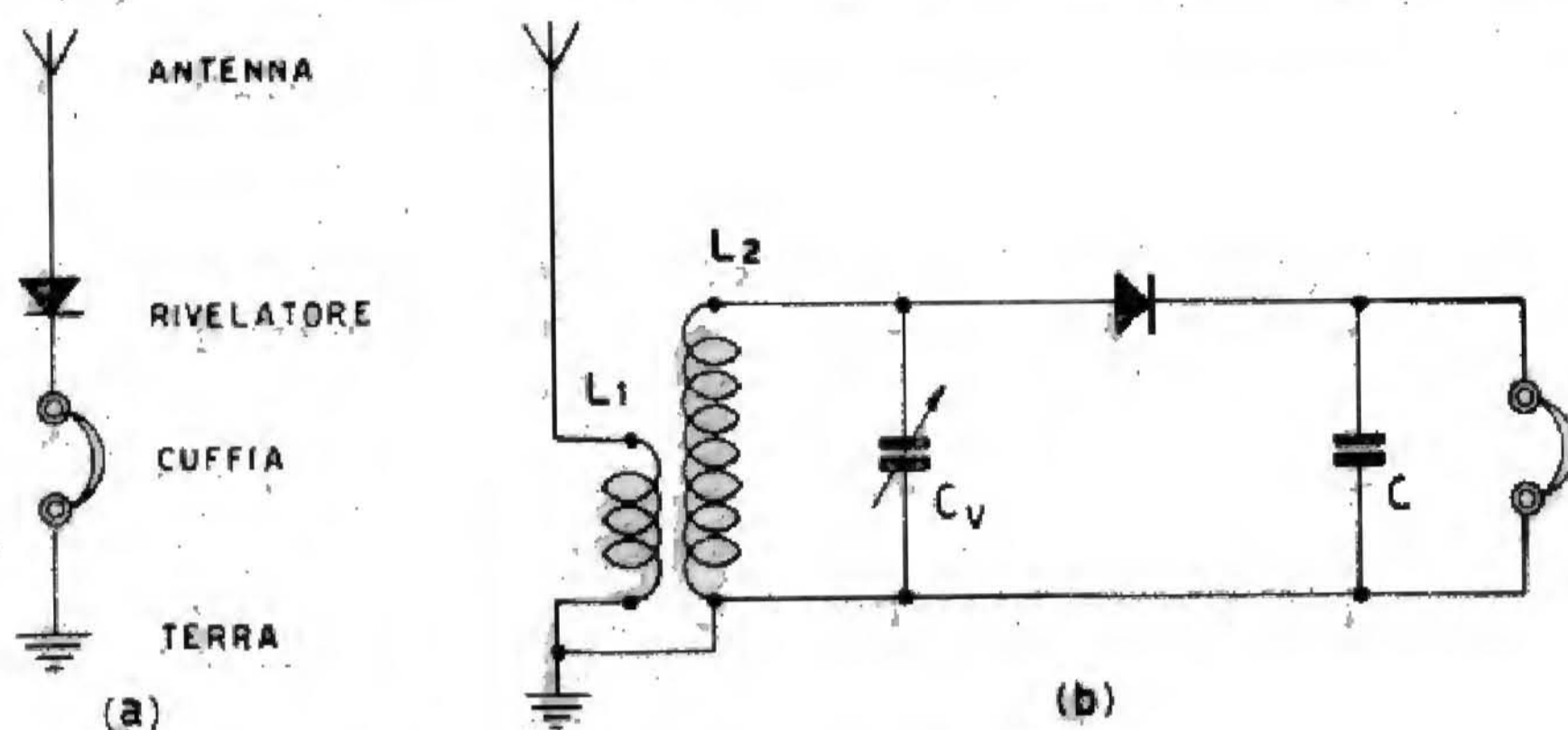


Fig. 45. - Circuiti elementari di ricezione.

che in prossimità di una forte stazione emittente. Il secondo costituisce già un passo avanti e, con una buona antenna, consente la ricezione delle principali emittenti ad onda media.

Perché l'efficienza del circuito (b) sia massima, occorre che gli organi di sintonia siano di buona qualità e che il tutto sia montato nella maniera più razionale possibile.

Nel caso che il lettore abbia interesse a realizzare una apparecchiatura di questo genere, come primo approccio ai più complicati circuiti a valvola, diamo alcuni chiarimenti costruttivi che serviranno anche a prendere dimestichezza con organi che più o meno ricorrono in tutti i montaggi radio. Il trasformatore di radio frequenza, comprendente la bobina di accoppiamento d'antenna L_1 e quella di sintonia L_2 , è ricavato da un tubo di cartone bachelizzato del diametro esterno di 30 mm. e della lunghezza di circa 70 mm.

Ad una estremità del tubo verranno fissate tre linguette di ancoraggio in rame stagnato che serviranno per i terminali delle bobine; all'altra estremità si fisseranno due squadrette che reggeranno il tubo in posizione verticale sul pannello di montaggio: 25 spire accostate di filo smaltato avente 0,2 mm. di diametro costituiranno la bobina L_2 . I terminali degli avvolgimenti, passati pel fissag-

gio stabile, all'interno del tubo attraverso piccoli fori, saranno saldati alle linguette accennate, come è indicato nella fig. 46.

Il condensatore variabile C_v è del tipo in aria, ad una sezione, della capacità di $20 \div 380$ pF. Il condensatore fisso C è del tipo a mica, della capacità di 5000 pF.

Il rivelatore è un cristallo al germanio, che può essere il modello Sylvania 1N34 o altro equivalente.

Tutto il montaggio verrà eseguito su un pannello preferibilmente di materiale isolante, avendo cura di siste-

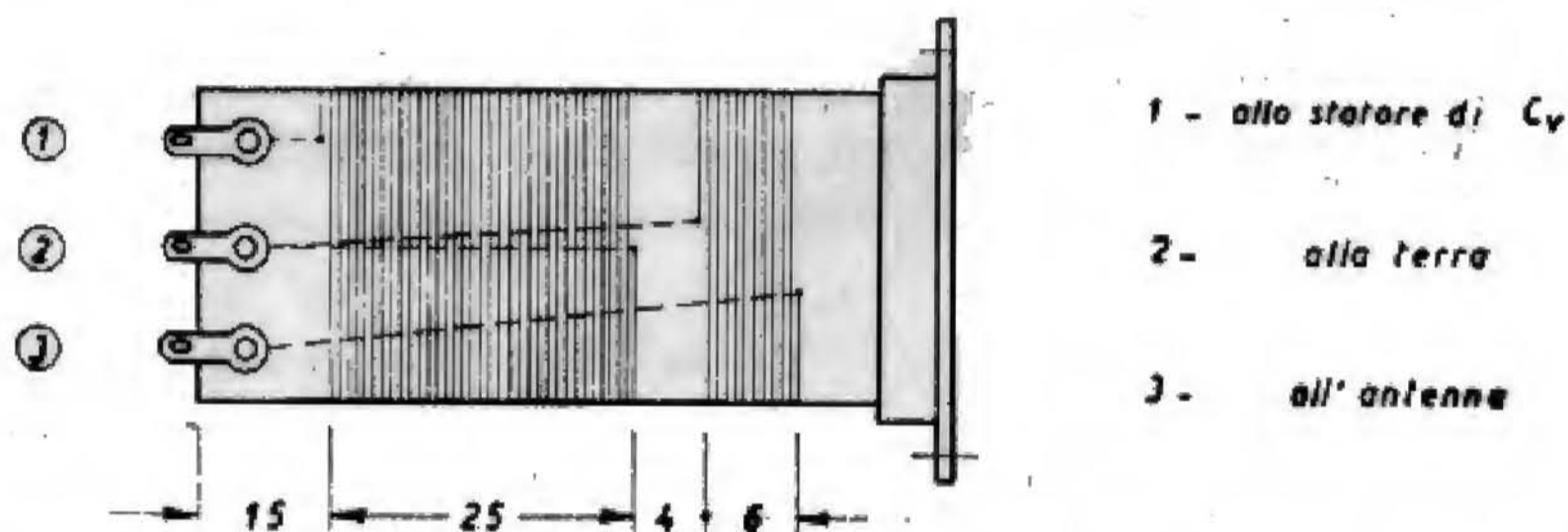


Fig. 46. - Trasformatore di radio frequenza per piccoli ricevitori (misure in mm.).

mare i vari organi in modo da ridurre al minimo i fili di collegamento che dovranno essere saldati ai punti interessati. Una piastrina con due boccole, che si può trovare già pronta in commercio, verrà utilizzata per l'innesto nella cuffia.

Un semplice calcolo servirà di verifica dell'induttanza L_2 e della sua risonanza con C_v . È da tener presente che il diametro medio della bobina è quello del supporto più un diametro del filo, e che le capacità massima o minima del variabile vanno aumentate della capacità parassita globale del montaggio (capacità propria della bobina e dei collegamenti verso massa), la quale assomma nel nostro caso a circa 20 pF.

Dalla formula dell'induttanza per bobine cilindriche ad uno strato, data al paragrafo 29 si ha:

$$L_2 = \frac{D^2 N^2}{2,54 (18 D + 40 l)} = \frac{3,02^2 \times 100^2}{2,54 (18 \times 3,02 + 40 \times 2,5)} \approx \approx 233 \mu\text{H}.$$

Dalla formula di risonanza per f in Kc/s, L in μH , C in pF data al paragrafo 46 si ha:

$$f_{\max} = \frac{159200}{\sqrt{L (C_{\min} + C_0)}} = \frac{159200}{\sqrt{233 (20 + 20)}} \approx 1650 \text{ Kc/s}$$

$$f_{\min} = \frac{159200}{\sqrt{L (C_{\max} + C_0)}} = \frac{159200}{\sqrt{223 (370 + 20)}} \approx 522 \text{ Kc/s.}$$

Questi valori sono presso a poco gli estremi pratici della banda onde medie e corrispondono alle frequenze delle stazioni situate ai limiti della banda anzidetta.

Apparecchi per onde continue. — Le onde persistenti o continue, interrotte opportunamente da un tasto di manipolazione, possono essere utilizzate a scopo di comunicazioni radiotelegrafiche.

Per ricavare un suono da tali onde occorre però che il ricevitore sia provvisto di un oscillatore capace di generare un segnale di frequenza molto prossimo a quello del segnale in arrivo. Accoppiando l'oscillatore al circuito d'antenna, i due segnali si mescolano e producono il cosiddetto *battimento*.

Due correnti alternative qualsiasi che si trovano ad

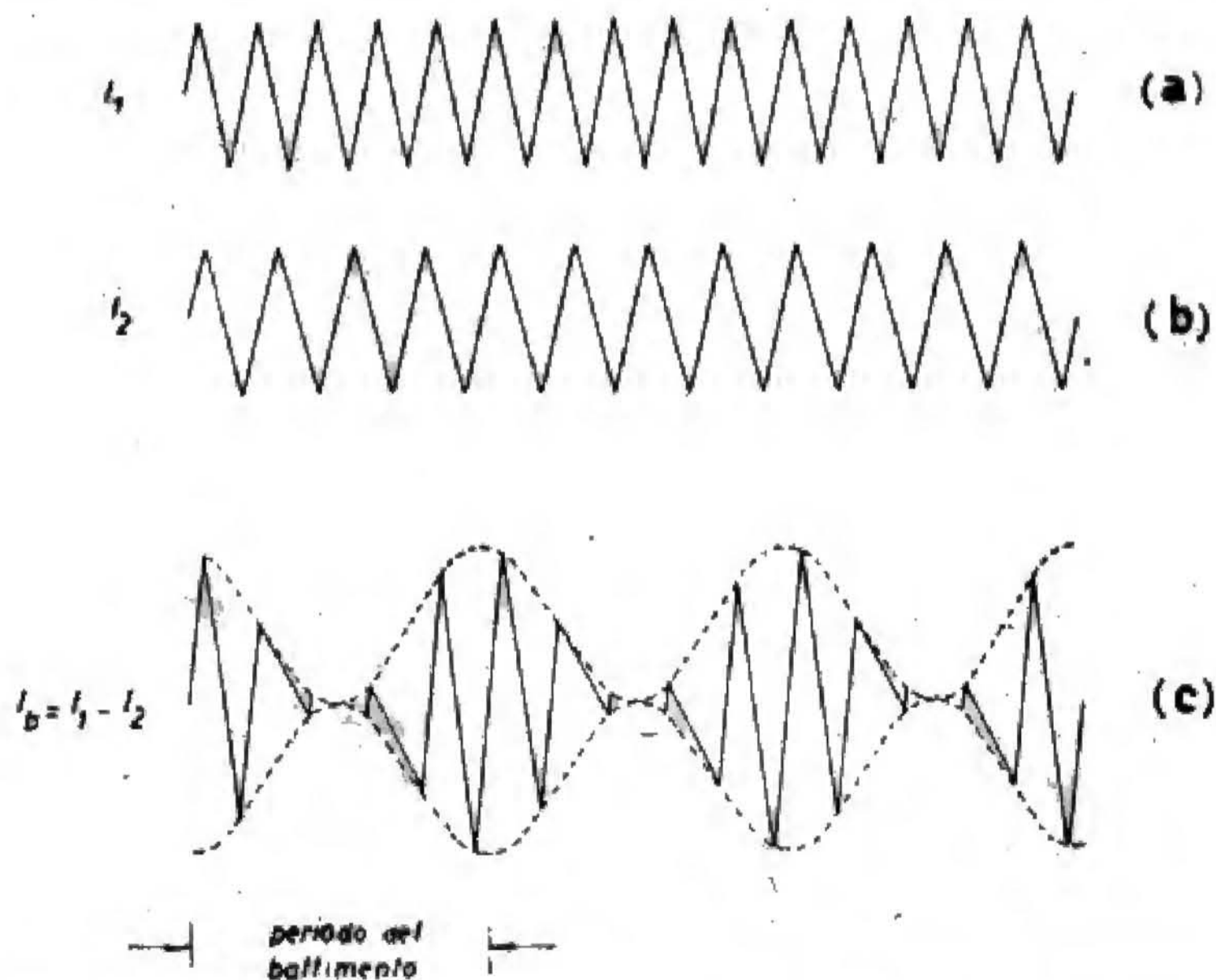


Fig. 47. — Produzione di battimento con due oscillazioni sovrapposte.

agire nello stesso circuito danno luogo ad una corrente risultante la cui forma è rappresentata in (c) della fig. 47: in alcuni istanti le due ampiezze concordano di senso e si sommano, in alcuni altri, le stesse, discordano e si sottraggono. Nasce da ciò una specie di onda modulata con frequenza di modulazione costante, e tale frequenza, chiamata *frequenza di battimento*, corrisponde alla differenza delle due frequenze originarie.

Se il ricevitore dispone, oltre al comando di sintonia del segnale radio, di un comando atto a variare la frequenza dell'oscillazione generata localmente, si può portare il battimento ad una frequenza di qualche migliaio o poche centinaia di cicli al secondo, adattando così la nota di battimento alla sensibilità auditiva dell'operatore.

L'oscillazione di battimento può essere prodotta anche dallo stesso organo di rivelazione, se esso è una valvola, ed allora il circuito che compie le due funzioni contemporaneamente prende il nome di *autodina*.

Generalmente è consigliabile amplificare di un centinaio di volte circa il segnale captato dall'antenna prima di eseguire la rivelazione. A questo scopo uno o due stadi a *radio frequenza* (RF) sono sufficienti.

Un'ulteriore amplificazione è conseguita dallo stadio autodina, di modo che l'ampiezza del segnale audio disponibile all'uscita del rivelatore può già raggiungere, nella maggior parte dei casi, il valore di circa 0,25 volt. Tale valore può bastare per una ricezione in cuffia; ma se si desidera effettuare l'ascolto in altoparlante è necessario aggiungere un altro stadio che provveda ad aumentare la intensità del segnale audio e contemporaneamente a fornire la potenza richiesta dal convertitore di energia elettrica in energia sonora.

Apparecchi per onde modulate. — Il ricevitore per le onde modulate non è essenzialmente dissimile da quello testé descritto. Escludendo il generatore di battimento, che non ha più ragione di esistere, rimane soltanto da dire che, se il ricevitore è costruito per la modulazione di frequenza, esso ha, al posto del rivelatore, un circuito concettualmente alquanto diverso che viene denominato *discriminatore* e che svolge la funzione di trasformare le deviazioni perio-

diche di frequenza della portante in variazioni di ampiezza di un segnale audio.

Diciamo incidentalmente che, mentre nei ricevitori a modulazione d'ampiezza l'intensità istantanea del segnale audio dipende dal valore in quell'istante dell'ampiezza dell'onda portante, nei ricevitori a modulazione di frequenza tale intensità è funzione invece dell'entità dello spostamento, nell'istante considerato, della frequenza portante dal suo valore di base o di riposo.

Ricevitori con o senza conversione di frequenza. — Gli apparecchi di ricezione sia per onde continue che per onde modulate si dividono in due distinte categorie, cioè in ricevitori ad *amplificazione diretta* ed in ricevitori a *conversione di frequenza* (questi ultimi detti anche *supereterodine*).

Nei primi, già spiegati a grandi linee, l'amplificazione RF e la rivelazione sono fatte direttamente sulla frequenza propria del segnale ricevuto, cioè i vari stadi che precedono la formazione del segnale audio sono tutti accordati sul segnale in arrivo. I circuiti oscillanti relativi a questi stadi hanno induttanze e capacità uguali, di modo che la selezione del segnale voluto è affidata ad un unico comando che fa ruotare di uno stesso angolo tutti i condensatori variabili di sintonia.

Il ricevitore supereterodina si differenzia da quello ad amplificazione diretta per il fatto che l'amplificazione di alta frequenza è ottenuta in parte da stadi accordabili sulla frequenza del segnale e in parte da stadi sintonizzati ad una frequenza costante prefissata, chiamata *media frequenza* o *frequenza intermedia* (FI).

La frequenza intermedia è scelta opportunamente di valore più basso della minima frequenza che si vuol ricevere, e tutti i segnali captati vengono convertiti ad essa mediante un oscillatore appositamente studiato. Naturalmente ciascun segnale, prima della conversione, è isolato dagli altri dalle proprietà selettive dei circuiti d'ingresso, di modo che uno solo di essi alla volta è mandato all'amplificatore FI, e da questo al rivelatore.

La conversione di frequenza è fatta allo scopo di rendere più agevole ed efficace l'amplificazione dei segnali radio, specialmente se essi sono ad onda corta o cortissima.

È infatti noto che le perdite nei circuiti oscillanti aumentano con la frequenza, essendo maggiori le dispersioni di energia causate dai supporti delle bobine, da quelli dei condensatori, dai dielettrici, dagli zoccoli portavalvole, ecc. Un ricevitore a conversione di frequenza è quindi generalmente più sensibile, a pari numero di valvole, di un ricevitore ad amplificazione diretta.

L'amplificatore FI contribuisce, inoltre, ad aumentare la selettività del ricevitore, proprietà questa che sta ad indicare l'attitudine dello stesso ad attenuare eventuali interferenze di segnali egualmente forti, situati su canali adiacenti a quello sintonizzante.

Lo stadio preposto alla trasformazione dei segnali si chiama *convertitore di frequenza* o *mescolatore*. Esso dispone solitamente di una valvola doppia di cui una sezione oscilla, producendo una tensione ad alta frequenza che si fa battere col segnale d'antenna, e l'altra amplifica e *rivela* il battimento risultante.

La frequenza dell'oscillatore è variabile come quella dei circuiti sintonizzati di RF ma rimane sempre superiore (o inferiore in alcuni casi) a quella di questi di una quantità costante che corrisponde al valore stabilito come media frequenza. Il condensatore dell'oscillatore è comandato naturalmente insieme agli altri che effettuano la sintonia del ricevitore.

Non bisogna confondere la rivelazione del battimento di conversione con quella atta a scindere i segnali audio dall'involuppo ad alta frequenza dell'onda. Per evitare confusione spesso si dice *prima rivelazione* quella effettuata dalla valvola convertitrice direttamente sull'onda in arrivo, e *seconda rivelazione* l'altra che viene fatta sulla frequenza intermedia. Vediamo di spiegare la necessità della prima rivelazione.

Dal battimento di un'onda modulata con un'onda continua (quella dell'oscillatore) nasce un'oscillazione complessa avente l'aspetto indicato in (c) della fig. 48. Tale oscillazione presenta due seghettature uguali sopra e sotto l'asse di simmetria della portante, ciascuna delle quali essendo paragonabile ad un angolo di media frequenza modulato come la portante originale. Per poter amplificare uno qualsiasi di questi segnali FI occorre eliminare l'altro

e filtrare gli impulsi a radio frequenza che non interessano. Ciò si ottiene procedendo analogamente a quanto spiegato per liberare un segnale di modulazione dall'involuppo RF che lo contiene. È necessario quindi un disposi-

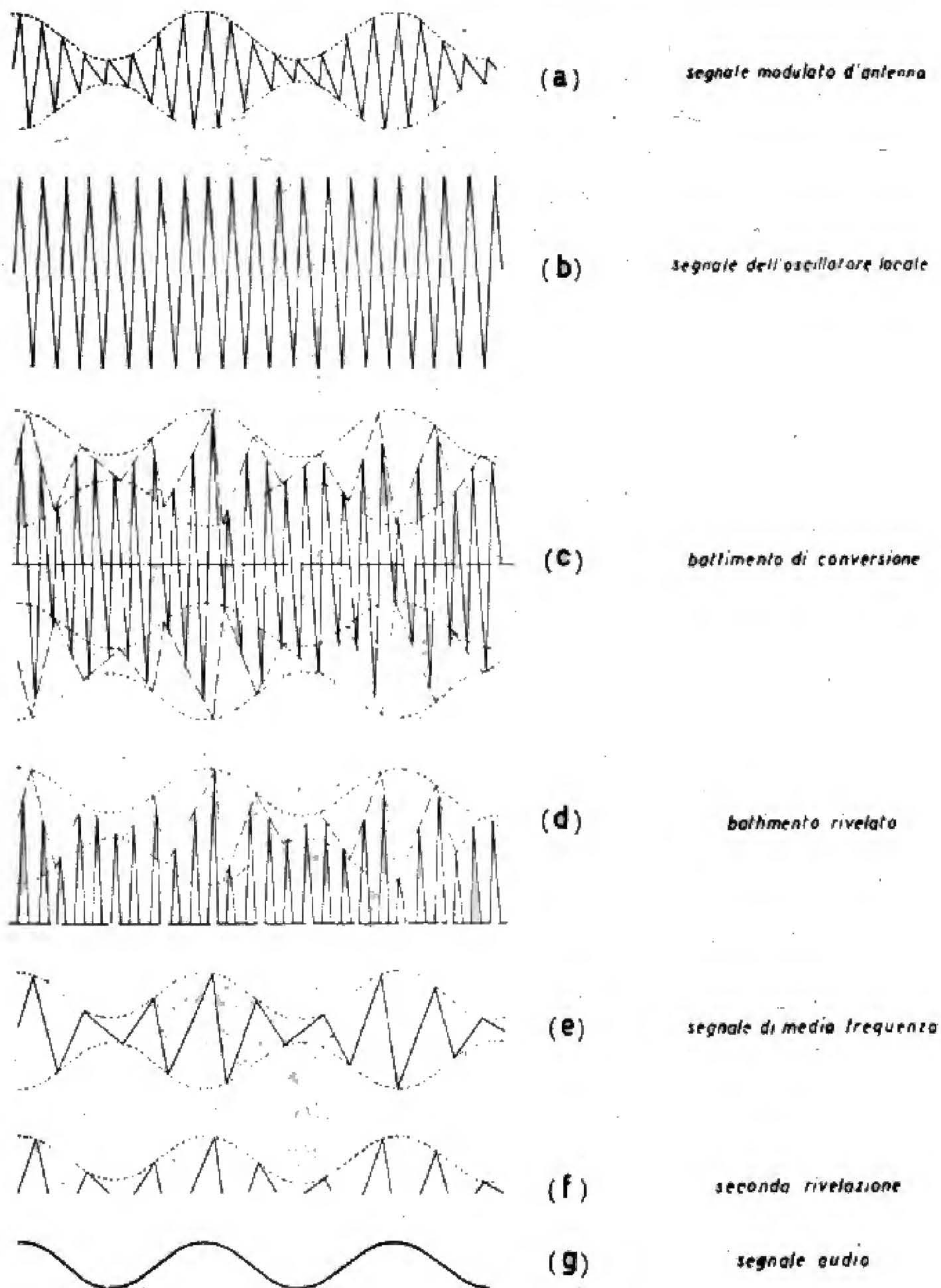


Fig. 48. - Fasi di trasformazione del segnale radio nel ricevitore supereterodina.

tivo rivelatore che modifichi il segnale di battimento dalla forma indicata in (c) a quella indicata in (d) e, successivamente, un circuito filtro che permetta di arrivare alla forma pura della media frequenza visibile in (e).

L'operazione di rivelazione del battimento di conversione, come è stato detto, è svolta dalla stessa valvola mescolatrice. L'azione di filtraggio è effettuata invece da due circuiti oscillanti molto selettivi, accordati sul valore della media frequenza e costituenti un trasformatore d'accoppiamento posto tra la valvola anzidetta e l'amplificatore FI. All'uscita di quest'ultimo un trasformatore analogo trasferisce il segnale al secondo rivelatore, il quale provvede finalmente a liberare la parte audio da ogni traccia di alta frequenza e a convogliarla agli organi di bassa frequenza (BF) del ricevitore.

A conclusione di quanto brevemente esposto, diamo in fig. 49 una rappresentazione schematica dell'apparecchio

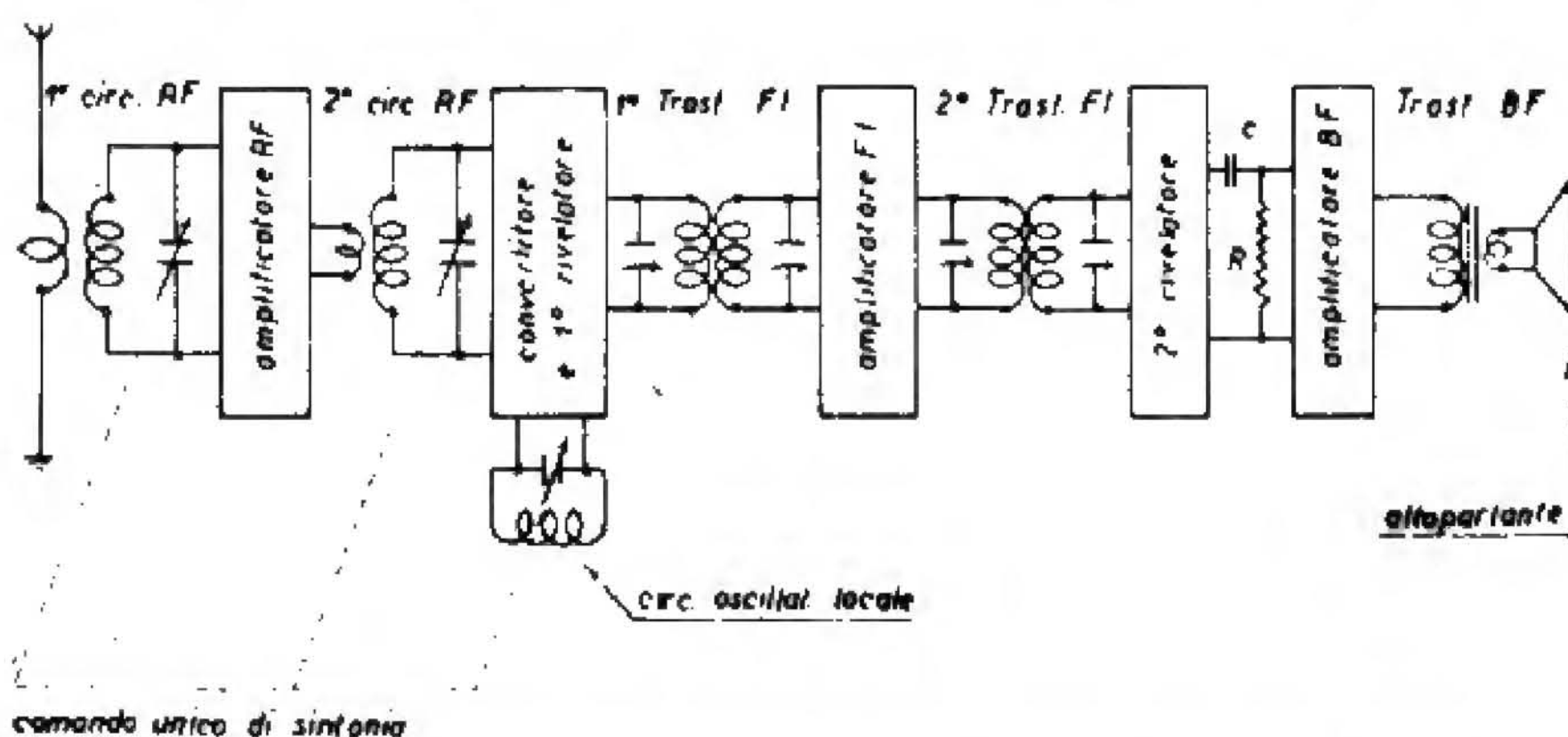


Fig. 49. - Rappresentazione schematica di un ricevitore supereterodina.

radioricevente di tipo supereterodina, il quale da tempo si è imposto su quello ad amplificazione diretta per i suoi maggiori pregi di sensibilità e selettività. Essa varrà a fissare fin da ora l'attenzione del lettore sulla successione delle varie parti componenti e sul modo con cui queste parti sono legate le une alle altre.

Gli stadi, come si vede, sono cinque, costituiti da altrettanti tubi elettronici e dai circuiti di alimentazione ad essi relativi.

L'antenna è accoppiata al circuito oscillante d'ingresso, il quale effettua una prima selezione del segnale desiderato e fornisce una piccola tensione RF all'amplificatore seguente.

L'uscita di questo stadio arriva al secondo circuito oscillante che migliora la separazione del segnale da residui d'interferenze e lo invia al convertitore; qui la frequenza fondamentale dell'onda viene cambiata dal valore primitivo a quello della media frequenza.

Attraverso l'azione filtrante e fortemente selettiva del primo trasformatore accordato, il segnale modificato perviene all'amplificatore FI che ne aumenta notevolmente l'ampiezza e lo manda al secondo rivelatore tramite l'altro trasformatore accordato.

A questo punto si potrebbe disporre di un segnale BF, che, a rigore, sarebbe già utilizzabile mediante una buona cuffia telefonica. Nel caso più comune, però, l'ascolto è effettuato in altoparlante, e quest'organo richiede una certa dose di potenza elettrica per ben funzionare. Sorge quindi la necessità di far seguire il secondo rivelatore da un amplificatore BF il quale sia in grado di aumentare fortemente il livello delle correnti a frequenza acustica.

L'accoppiamento fra i due ultimi stadi del ricevitore è fatto attraverso un gruppo R-C, e quello tra l'amplificatore finale e l'altoparlante mediante un trasformatore a nucleo di ferro dimensionato per una potenza di alcuni watt.

I ricevitori supereterodina più economici non hanno lo stadio di amplificazione RF, essendo così in essi ridotto a quattro il numero delle valvole utili. Ciò diminuisce alquanto la sensibilità e la selettività disponibili, ma, nella maggior parte dei casi, il grado raggiunto da queste due caratteristiche in tali apparecchi è ritenuto sufficientemente alto per il genere delle stazioni ascoltate di preferenza.

CAPITOLO V.

TUBI ELETTRONICI

58 Generalità.

Attualmente tutti i sistemi in uso per trasmettere o ricevere segnali radio si basano sull'impiego dei tubi elettronici. Un tubo elettronico infatti serve per generare o amplificare correnti di qualsiasi frequenza, per rivelare correnti debolissime che si inducono nell'antenna per opera delle radio onde, per trasformare la corrente alternata della rete in corrente continua e per innumerevoli altre funzioni che non potrebbero essere ottenute agevolmente senza di esso.

La tecnica dei circuiti radio non sarebbe progredita tanto rapidamente dalle prime esperienze di Guglielmo Marconi ai nostri giorni se non fosse stato scoperto il tubo elettronico, il quale ha subito mostrato una facilità e una versatilità d'impiego veramente sorprendenti. In pochissimo tempo esso si è sviluppato e modificato, e si è imposto adattandosi sempre più alle crescenti esigenze dei tecnici e degli sperimentatori.

Nelle sue linee essenziali il tubo elettronico è costituito da un bulbo di vetro a forma di pera o cilindrica contenente un sottile filo metallico detto *filamento* o *catodo*, da uno o più elettrodi spiralizzati detti *griglie*, ed infine da una piastrina metallica chiamata *placca* o *anodo*, la quale circonda gli altri elementi che sono disposti in modo concentrico. Nel tubo è praticato un alto grado di vuoto o, in qualche caso, è immesso del gas a bassissima pressione.

Il tubo può anche non avere alcuna griglia, ed allora è detto *diodo*: storicamente il diodo fu la prima forma di apparizione della valvola termoionica. Da essa, successi-

vamente, derivarono il *triode* che ha una griglia, il *tetrodo* che ne ha due, il *pentodo* che ne ha tre, e via di seguito fino all'*ottodo* che ha ben sei griglie.

Tutti gli organi che compongono un tubo elettronico sono collegati a dei conduttori che escono dal bulbo di vetro e vengono saldati in appositi piedini raccolti in una base o zoccolo comune isolante. Il filamento, a differenza degli altri elettrodi, esce con due fili che servono a far passare in esso una corrente elettrica, come si vedrà in seguito.

Il funzionamento di un tubo a vuoto è sempre prevedibile mediante calcoli più o meno semplici, purché si disponga di dati indispensabili relativi al suo impiego, dati che sono forniti dal costruttore assieme alla disposizione dei piedini corrispondenti a vari elettrodi riportati sullo zoccolo.

59 Emissione termoelettrica.

La differenza sostanziale che esiste fra il tubo elettronico ed altri dispositivi elettrici circuitati sta nel fatto che la corrente elettrica non scorre attraverso un conduttore ma bensì attraverso il vuoto.

Se un certo numero di elettroni liberi, cioè non attaccati agli atomi, vengono introdotti in qualche modo in uno spazio vuoto, essi sono attratti o respinti rispettivamente da oggetti aventi carica positiva o negativa. Il movimento di questi elettroni è ciò che si chiama *corrente nel vuoto*.

Il modo più pratico d'introdurre un numero sufficientemente grande di elettroni in uno spazio vuoto è quello dell'*emissione termoelettrica*.

Se si mette un filamento sottile di un adatto metallo in un bulbo di vetro ove sia stato praticato il vuoto e lo si riscalda portandolo all'incandescenza, il moto degli elettroni nel filo aumenta fortemente fino a che alcuni di essi, avendo acquisito sufficiente energia, vincono le forze che li trattengono al metallo e si distaccano vagando nello spazio circostante. Si dice che tali elettroni sono *emessi* dal filamento ed il loro numero è tanto maggiore quanto maggiore è la temperatura del filamento stesso.

Se il filamento è il solo elettrodo contenuto dal bulbo, gli elettroni emessi si raccolgono attorno ad esso formando

a breve distanza una *nuvola* che a poco a poco, per la sua carica negativa, ostacola il distaccarsi di altri elettroni.

Adesso si supponga che un secondo elettrodo — la *placca* — sia presente all'interno del bulbo e non abbia alcun contatto con il primo. Dando a questa placca una carica positiva rispetto al filamento, cioè collegandola esternamente con il polo positivo di una batteria, il cui negativo sia connesso ad un punto del filamento, gli elettroni liberi vengono attratti da essa e tendono a circolare attraverso la batteria per ritornare sul filamento. A questo punto il fenomeno dell'emissione ha prodotto altri elettroni liberi i quali subiscono la stessa sorte dei precedenti: una corrente elettrica si stabilisce quindi permanentemente tra il tubo e la batteria. Il senso della corrente, intesa come movimento di elettroni, è tra il filamento e la placca nell'interno del tubo e tra la placca ed il filamento all'esterno di esso.

Essendo gli elettroni corpuscoli di elettricità negativa, essi vengono attratti dalla placca soltanto se questa ha un potenziale positivo. Un potenziale negativo sulla placca non produce perciò alcuna corrente nel tubo a vuoto.

Da quanto è stato detto si può stabilire che il tubo a due elettrodi o diodo è paragonabile ad un conduttore unidirezionale, tale particolarità — o effetto valvolare — essendo dovuta al fatto che dei due elettrodi uno solo è in grado di emettere elettroni. Da ciò il nome corrente di *valvola* attribuito al tubo.

60 Vari tipi di catodi.

Si è detto che per produrre l'emissione elettronica in una valvola occorre portare il catodo di essa a temperatura piuttosto elevata. Il metodo più soddisfacente e pratico per effettuare tale riscaldamento è quello di far passare nel filo che costituisce il catodo una corrente elettrica ricavata da una sorgente esterna.

Perché un catodo sia efficiente occorre che esso emetta una grande quantità di elettroni con il minimo dispendio di energia termica. I metalli più comunemente impiegati a questo scopo sono il tungsteno, il molibdeno, il platino ed il torio. Molto adoperato è anche il tungsteno toriato, ossia un tungsteno ottenuto con una piccola percentuale di torio.

Si possono avere forti emissioni elettroniche a temperature relativamente basse usando catodi speciali rivestiti di ossido di bario o di stronzio. Tali catodi sono però consigliati solo nel caso di piccola potenza, come per le valvole di ricezione.

Non è essenziale in un tubo che la corrente riscaldante passi obbligatoriamente per l'elettrodo destinato all'emissione. I catodi ad ossido, che richiedono una moderata temperatura di funzionamento, possono venire riscaldati indirettamente. Si hanno perciò due tipi di catodo. Il primo, detto a *riscaldamento diretto*, è ottenuto depositando uno strato di ossidi su un sottile filo di platino o nichel che funziona così da supporto e da conduttore della corrente di accensione. Nel secondo, detto a *riscaldamento indiretto*, lo strato di ossidi è depositato su un cilindretto di nichel disposto su un tubicino di materiale refrattario nel cui interno è collocato il filamento riscaldatore.

I catodi a riscaldamento indiretto hanno, rispetto agli altri, il notevole vantaggio di disporre di una maggiore superficie e massa riscaldata e di conseguenza possiedono una maggiore capacità termica. Ciò permette allo strato di os-

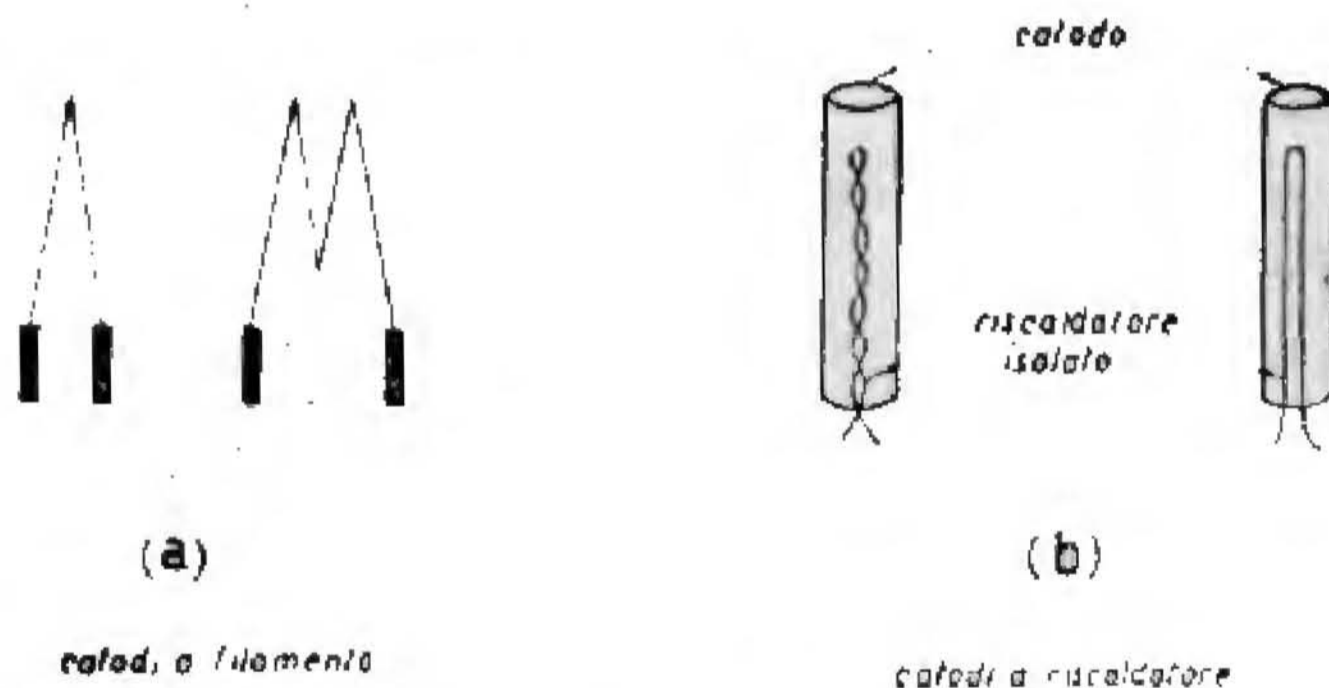


Fig. 50. - Forme costruttive di catodi: (a) a riscaldamento diretto; (b) a riscaldamento indiretto.

sidi di mantenere una temperatura pressoché costante anche se la corrente impiegata per l'accensione è quella alternata dalla rete. Infatti i tubi a riscaldamento diretto vengono alimentati esclusivamente con corrente continua, appunto per evitare il pulsare dell'emissione elettronica che si verificherebbe se la corrente del filamento fosse alternata (fig. 50).

61 Corrente di placca.

La quantità di elettroni attratti dalla placca dipende dalla entità della carica positiva ad essa applicata, cioè dal valore della tensione posta tra la placca ed il filamento. La corrente elettronica, detta in questo caso *corrente di placca* o *corrente anodica*, cresce quindi col crescere della tensione di placca. Tale aumento non è però indefinito. Esiste un certo valore del potenziale anodico oltre il quale la corrente anzidetta non può più aumentare, essendo tutti gli elettroni che il catodo è in grado di emettere attratti dalla placca. A questo punto si dice che la corrente raggiunge il suo valore di *saturazione*.

Si potrebbe portare più in alto il valore di saturazione della corrente anodica aumentando la temperatura del catodo, ma questo provocherebbe, nella maggior parte dei casi, un rapido esaurimento delle proprietà emissive dello stesso, se non addirittura la sua bruciatura.

In fig. 51 viene riportato lo schema di connessione di un diodo con il diagramma della corrente anodica in funzione della tensione di placca. *A* è la batteria di accensione

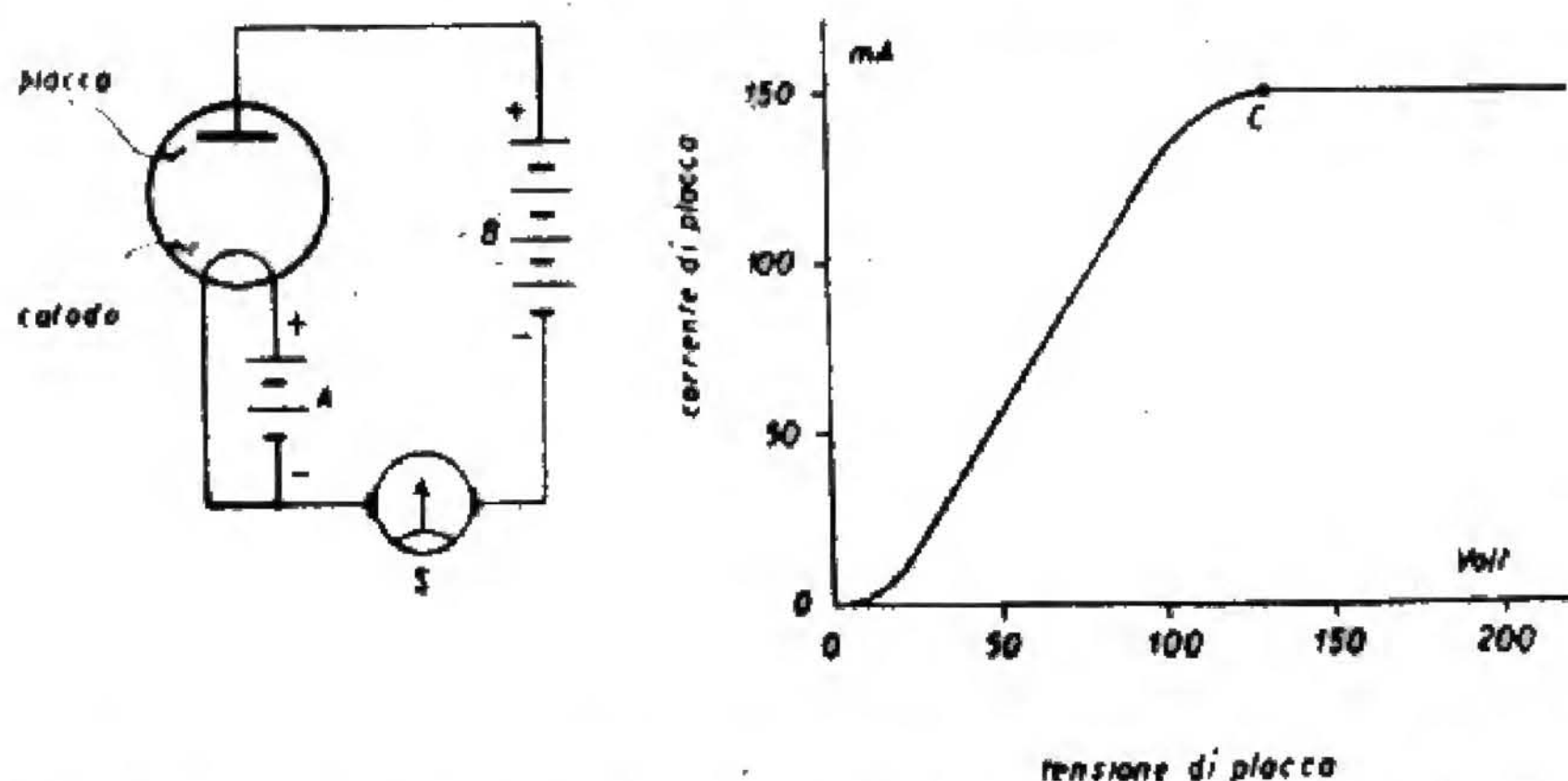


Fig. 51. - Circuito di un diodo e curva caratteristica della corrente di placca.

capace di fornire alcuni volt, e *B* è la batteria di placca. *S* è uno strumento col quale viene misurata la corrente elettronica. Nel punto *C* della curva ha luogo la saturazione. Naturalmente i valori di corrente e tensione indicati variano a seconda del tipo di diodo. L'andamento generico della curva è però uniforme per tutti i diodi.

Il prodotto della tensione di placca per la corrente di placca, preso in un punto della curva, rappresenta la *potenza d'ingresso* applicata al tubo: questa energia viene trasformata in calore che riscalda la placca. Se la potenza d'ingresso è troppo grande, la temperatura può elevarsi fortemente producendo l'arrossamento della placca stessa, fatto assolutamente da evitarsi perché danneggia rapidamente la valvola. Il calore sviluppato sulla placca viene irradiato al bulbo e da questo all'aria circostante.

62 Uso dei diodi per la rettificazione della corrente alternata.

Dal momento che la corrente può scorrere attraverso un tubo elettronico soltanto in un senso, un diodo può venire adoperato per convertire la corrente alternata in corrente continua. Infatti, applicando una tensione sinusoidale ad un diodo fra placca e filamento si verifica che ogni qualvolta la placca diventa positiva rispetto al catodo, il diodo è conduttore e si lascia attraversare da un impulso di corrente. Nei semicicli negativi della tensione il diodo rimane isolante e la corrente si interrompe.

La fig. 52 mostra un esempio d'inserzione del diodo in un circuito a c. a. La corrente che attraversa la valvola,

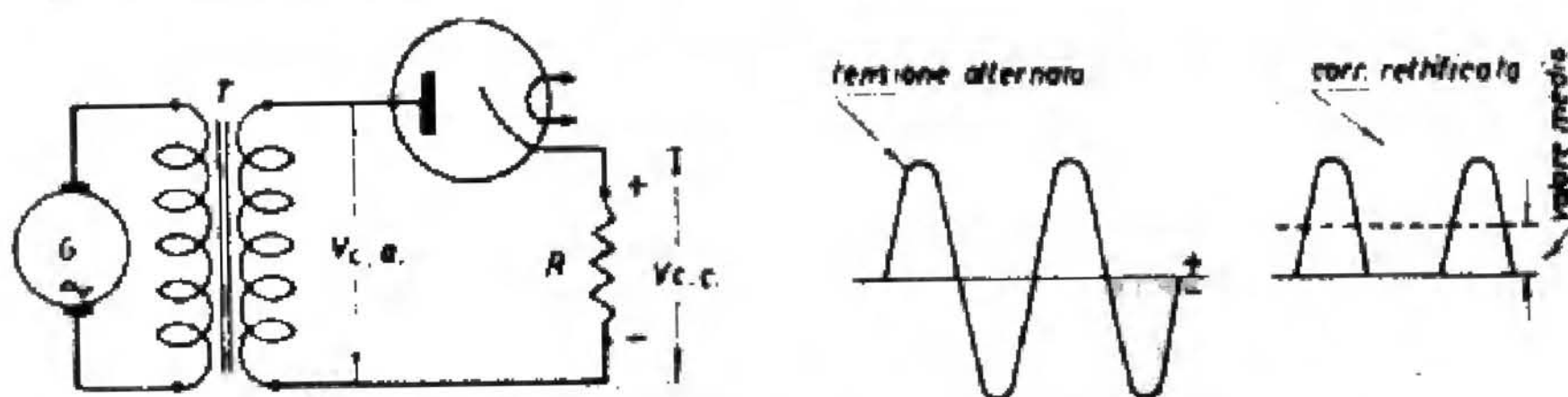


Fig. 52. - Diodo rettificatore e diagramma della corrente rettificata.

chiamata *corrente rettificata*, ha la forma indicata nel diagramma e può essere considerata come una corrente unidirezionale a carattere intermittente o pulsante.

Il resistore R , detto *resistore di carica*, rappresenta l'effettivo circuito di utilizzazione di tale corrente rettificata.

Se il diodo è connesso nel modo indicato, il segno della caduta di tensione sul carico è positivo sull'estremo di R che nella figura è collegato al catodo della valvola. Inver-

tendo la posizione del diodo, cioè connettendolo in modo che il suo catodo risulti attaccato direttamente ad un capo del secondario del trasformatore e la sua placca arrivi invece all'altro capo attraverso R, anche la polarità della tensione c. c. sullo stesso punto considerato s'inverte, divenendo negativa. In ogni caso sarà però verificato che *l'estremo di R più vicino elettricamente al catodo è sempre positivo e quello più vicino alla placca è sempre negativo.*

Al posto di un solo diodo se ne possono usare due ed ottenere così la rettificazione sia degli impulsi positivi che di quelli negativi della corrente alternata. In tal caso il montaggio può essere effettuato nel modo indicato in fig. 53.

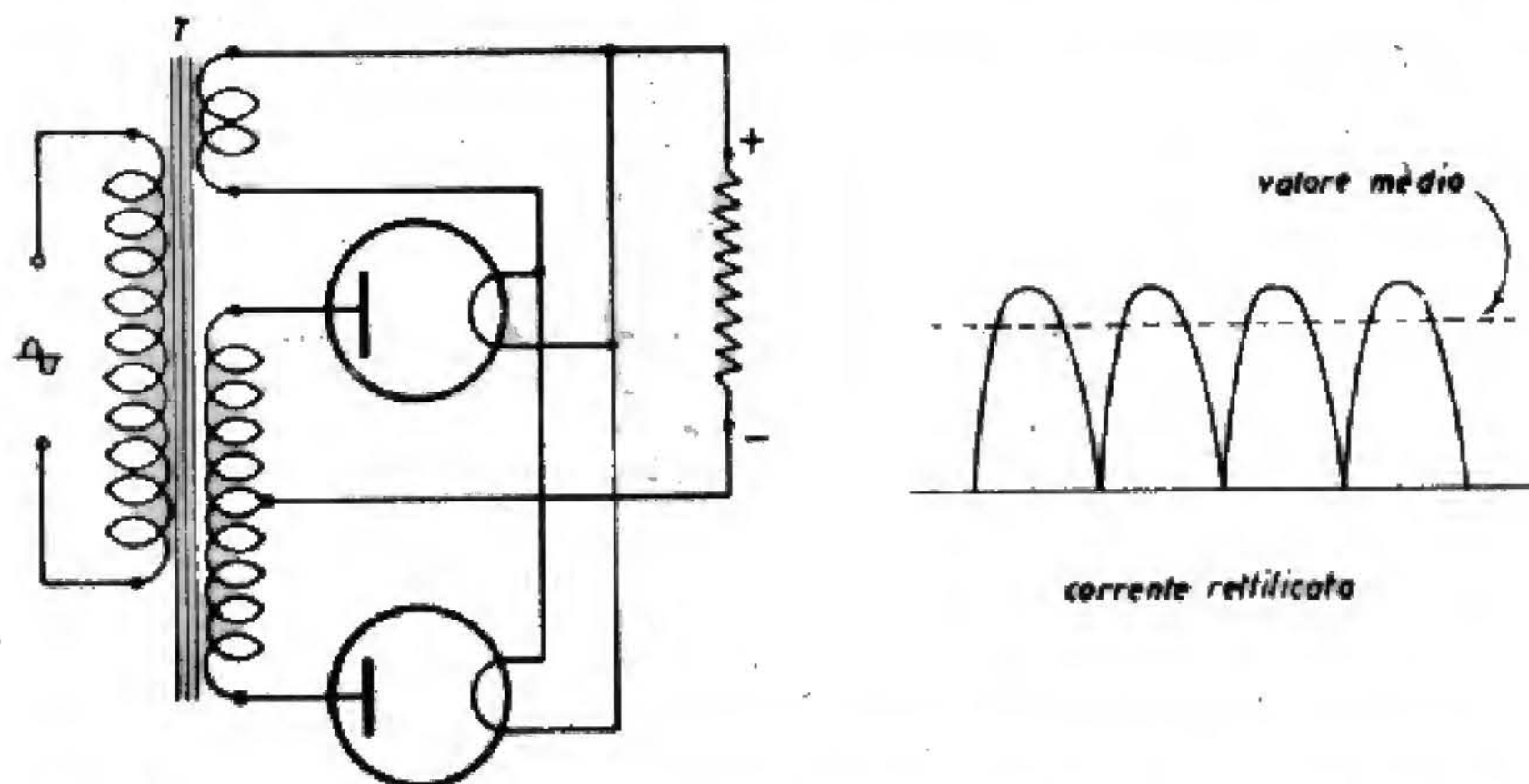


Fig. 53. - Circuito rettificatore a doppia onda con diodi a riscaldamento diretto.

I due diodi hanno i catodi collegati assieme e le placche connesse ai due estremi di un avvolgimento di trasformatore provvisto di presa centrale. Fra la presa centrale ed un punto comune ai due catodi è posto il resistore di carico.

Come è facile comprendere, i due diodi lavorano alternativamente in conseguenza dell'opposizione della tensione sulle due placche. Gli impulsi di corrente da loro prodotti nei rispettivi semiperiodi di conduzione si sommano all'uscita dando luogo ad una corrente rettificata avente un valore medio molto più alto di quello ottenibile da un solo diodo.

Il trasformatore T, detto *trasformatore di alimentazione*, ha due secondari, di cui uno a bassa tensione per l'accensione dei diodi e l'altro ad alta tensione per le

placche dei medesimi. La tensione c. a. tra placca e placca ha un valore presso a poco doppio di quello della tensione c. c. che si genera sul carico. Infatti, qualsiasi istante venga considerato, metà soltanto della totale tensione fornita dal trasformatore è attiva ai fini della rettificazione.

Nelle applicazioni di piccola potenza si usano più frequentemente tubi speciali in cui due unità diodiche sono montate nello stesso bulbo. Un catodo comune serve per entrambi. Questi tubi vengono chiamati *doppi diodi rettificatori*.

La rettificazione eseguita con un solo diodo è detta a *mezza onda*, quella con due diodi a *onda piena*. La prima è poco adoperata, trovando applicazioni solo nei rettificatori che debbono fornire elevate tensioni d'uscita con debolissime correnti di carico.

La forma alquanto grossolana di corrente unidirezionale ricavata dai circuiti descritti non è però adatta all'alimentazione anodica dei tubi elettronici destinati ai normali usi di ricezione o trasmissione. In tale impiego la corrente rettificata non è tollerabile (l'aspetto oscillografico di una simile corrente rettificata presenta notevoli componenti alternate): essa è tuttavia facilmente riducibile mediante capacità ed induttanze opportunamente inserite nei circuiti.

Se in parallelo al carico di un rettificatore si mette un condensatore di grande capacità, cioè tale da presentare una bassa reattanza alla frequenza degli impulsi di rettificazione e nei confronti della resistenza di carico, si nota un aumento della tensione c. c. di uscita. Ciò è spiegato dalle seguenti considerazioni: quando il diodo conduce, il condensatore assorbe energia dalla sorgente c. a. e si carica al valore di picco della tensione applicata alla placca (massima ampiezza degli impulsi). Negli intervalli di non conduzione il condensatore cede al circuito di carico parte dell'energia accumulata, permettendo così che il valore medio della tensione d'uscita salga ad un livello più elevato. Il valore massimo a cui questa può giungere non può logicamente superare il valore di picco della tensione alternata d'ingresso, ed arriva anzi a questo limite solo se il condensatore è infinitamente grande o se la corrente erogata è infinitamente piccola.

Un condensatore che abbia la funzione accennata si chiama *condensatore di filtro o di livellamento*. Spesso l'azione del condensatore è migliorata dalla presenza nel circuito, e precisamente in serie al carico, di una induttanza a nucleo di ferro. L'insieme capacità-induttanza, avendo lo scopo di eliminare dall'uscita del rettificatore la componente non voluta di bassa frequenza, viene detto *filtro*. L'induttore ostacola le variazioni d'intensità della corrente intorno al valore medio e quindi concorre a mantenere costante l'uscita.

Due esempi più comuni di applicazione dei filtri di livellamento sono quelli riportati in fig. 54. Il primo ha un filtro del tipo detto ad *ingresso capacitivo*, l'altro un filtro del tipo detto ad *ingresso induttivo*.

Nel circuito (a) il condensatore C_1 si comporta nel modo spiegato, mentre C_2 ha solo il compito di ridurre ulteriormente la componente alternata ancora esistente all'uscita dell'induttanza.

Il circuito (b) ha un funzionamento alquanto diverso. In esso l'attenuazione della componente alternata (detta anche *ondulazione*) è affidata sia all'induttanza che al condensatore, senza che la capacità di quest'ultimo intervenga a far variare il valore medio della tensione d'uscita.

Il filtro ad ingresso induttivo dà una resa di tensione c. c. quasi costante, cioè pressoché indipendente dal valore della corrente di carico (nei limiti della possibilità della valvola, naturalmente). Il valore della tensione stessa dipende dalle cadute di potenziale attraverso il trasformatore, la valvola e l'induttanza di filtro. A corrente zero, cioè in assenza di carico, la tensione c. c. sale ad un massimo corrispondente a 0,9 volte il valore efficace della tensione alternata per placca (V_{eff}).

Il filtro ad ingresso capacitivo è meno costante nella resa perché la tensione d'uscita, come abbiamo visto, dipende, oltre che dalle varie cadute nel circuito, anche dal valore di C_1 . A corrente zero la massima tensione c. c. è 1,4 volte il valore efficace della tensione alternata per placca. Man mano che la corrente cresce, la tensione c. c. diminuisce in modo tanto più rapido quanto più piccola è la capacità di C_1 e quanto maggiori sono le resistenze di caduta del circuito. Nonostante tali caratteristiche, questo

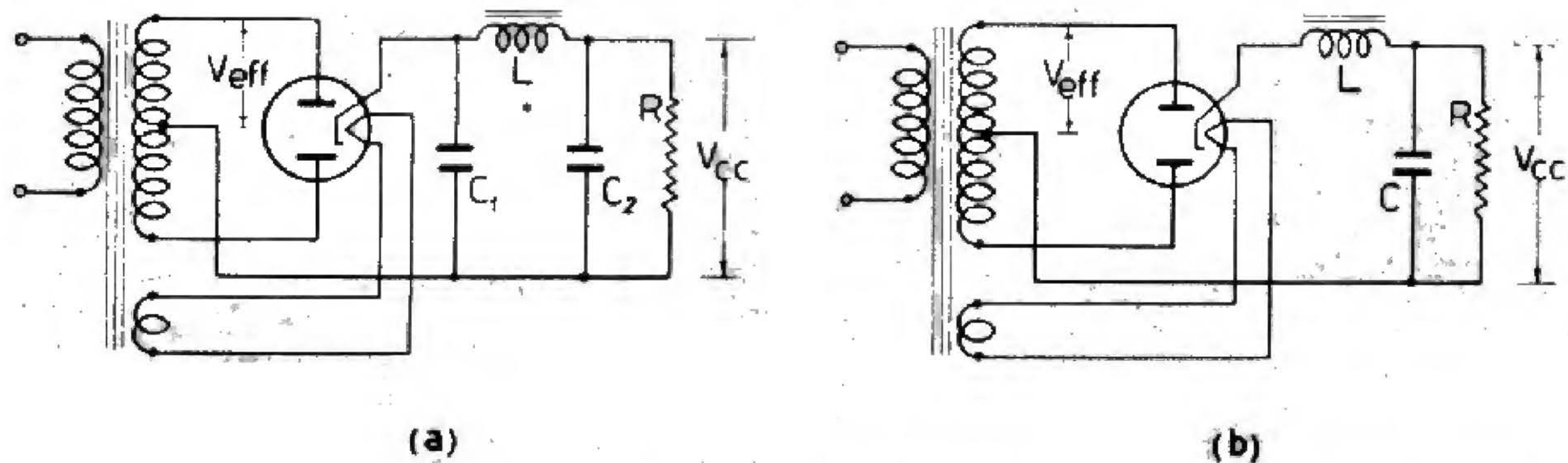


Fig. 54. - Circuiti rettificatori forniti di filtro di livellamento: (a) ad ingresso capacitivo; (b) ad ingresso induttivo.

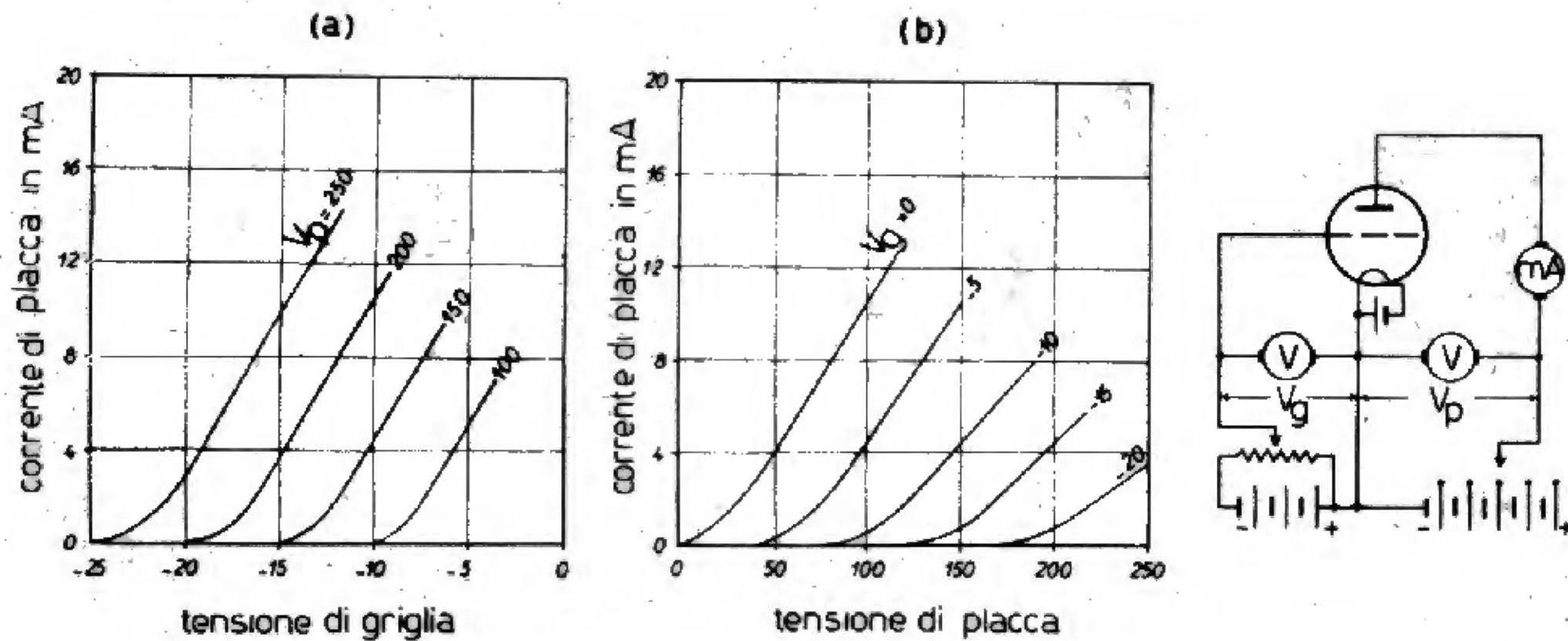


Fig. 55. - (a) Curve per caratteristica mutua; (a) curve per caratteristica di placca.

tipo di filtro è molto adoperato nelle piccole apparecchiature perché più conveniente dal punto di vista economico.

63 Tubi a tre elettrodi o triodi.

Dalla figura 51 si può osservare che, nell'ambito del campo di lavoro del tubo, la corrente di placca aumenta con la tensione. Il fatto che soltanto una parte degli elettroni emessi dal catodo raggiunge la placca, quando a questa viene applicata una piccola tensione positiva, è dovuto alla carica (spaziale negativa) formata dalla nuvola elettronica di cui si è già parlato. Tale carica contrasta l'effetto della tensione positiva sulla placca limitandone l'azione. Aumentando la tensione di placca diminuisce l'effetto contrastante della carica spaziale.

Se si introduce nel tubo, fra la placca ed il catodo, un terzo elettrodo chiamato *griglia di controllo* o semplicemente *griglia*, si può facilmente regolare l'azione della carica spaziale. Infatti, dando a questa griglia una piccola carica positiva o negativa rispetto al catodo, la corrente elettronica varia rispettivamente in più od in meno come se si variasse nello stesso senso la tensione di placca.

La differenza sostanziale nei due casi sta nel fatto che le variazioni di potenziale da effettuare sulla griglia per ottenere determinate variazioni di corrente anodica sono molto minori delle corrispondenti variazioni di potenziale di placca.

La griglia è inserita nel tubo al solo scopo di controllare la carica spaziale e non perché essa stessa attragga gli elettroni; per questo motivo la griglia è costituita a forma di spirale o a retino in modo che gli elettroni possano attraversarla facilmente per arrivare alla placca.

Come è stato spiegato per il circuito di placca, anche il circuito della griglia deve essere *ritornato*, cioè collegato al catodo. Ciò significa che se si vuol dare un potenziale alla griglia mediante, per esempio, una batteria di pile, occorrerà collegare i due capi di tale batteria uno alla griglia e l'altro al catodo. Se il polo negativo della batteria è sulla griglia, si dirà che ad essa è stato dato un potenziale negativo; se lo stesso polo è sul catodo, si dirà che alla griglia è stato dato un potenziale positivo.

Nel caso che alcun potenziale debba essere dato alla griglia, non si terrà la stessa isolata ma la si collegherà sempre in qualche modo al catodo. Come si vedrà in seguito, in griglia è sempre posto un circuito chiamato *circuito d'ingresso* che mantiene la continuità elettrica tra la griglia ed il catodo.

Invece di apportare variazioni statiche al potenziale della griglia, si può applicare ad essa una debole tensione alternata — diciamo un « segnale » — ed utilizzare mediante un carico le corrispondenti variazioni ritmiche che vengono prodotte nella corrente della placca. All'uopo si inserirà nel circuito di placca un resistore di valore opportuno.

In assenza del segnale il triodo ha una corrente anodica media costante che produce una caduta costante nel resistore di carico. La differenza tra il totale potenziale della batteria anodica e la caduta in questione rappresenta l'effettiva tensione agente sulla placca. Applicando il segnale alla griglia, la corrente di placca varia in perfetto accordo con esso e quindi ai capi del resistore si forma una differenza di potenziale variabile avente la medesima forma del segnale di griglia.

Generalmente il potenziale variabile raccolto sul resistore di carico è sempre maggiore, in ampiezza, del potenziale variabile di griglia. Si dice allora che il triodo *amplifica* il segnale applicato alla sua griglia.

L'amplificazione di una valvola può essere di tensione o di potenza. Nel primo caso la corrente di placca compie piccole escursioni intorno ad un valore medio pure piccolo, ed il carico è di valore ohmico piuttosto elevato. Nel secondo, sia le escursioni che il valore medio della corrente di placca sono elevati, mentre il carico è generalmente di valore ohmico relativamente basso.

A proposito di carico, dobbiamo dire che tutte le valvole hanno nel loro circuito d'impiego una resistenza o un'impedenza di carico; sotto questo riguardo una valvola può essere paragonata ad un generatore o trasformatore. Un circuito che non presenti un carico per la valvola in esso contenuta è come un trasformatore al cui secondario sia effettuato un cortocircuito: non se ne ricava alcuno scopo utile e l'unico risultato è quello di riscaldare il tra-

sformatore. Lo stesso si può dire per le valvole le quali hanno il compito di sviluppare tensione e dare energia sopra un carico.

La potenza amplificata o la tensione *d'uscita* di una valvola non proviene dalla valvola in se stessa ma bensì dalla sorgente c. c. che alimenta la placca. La valvola non fa che controllare la potenza prelevata da questa sorgente dandole la forma derivante dal segnale agente sulla griglia.

64 Curve caratteristiche di un triodo.

Per ogni particolare valvola l'effetto prodotto dalle variazioni della tensione di griglia sulla corrente anodica può essere mostrato da un insieme di *curve caratteristiche*. Lo stesso può dirsi per l'effetto della tensione di placca.

Ciascuna delle curve tracciate facendo variare il potenziale di griglia è ottenuta per un determinato valore assegnato al potenziale di placca: queste curve sono chiamate *curve per caratteristica mutua*. Ciascuna delle curve tracciate facendo variare il potenziale di placca è ottenuta per un determinato valore assegnato al potenziale di griglia: queste altre curve sono chiamate *curve per caratteristica di placca*.

La fig. 55 mostra un esempio delle due specie di curve relative ad una valvola, unitamente al circuito sperimentale per ricavarle. Come è facile notare, per ogni valore della tensione di placca c'è un valore della tensione di griglia che riduce a zero la corrente anodica. Questo valore per la griglia è detto *valore d'interdizione*.

Le curve per caratteristica mutua possono essere estese invertendo la polarità della batteria di griglia e ripetendo le misure per valori positivi dati al potenziale di griglia. Il risultato pratico è quello di allungare ciascuna curva dal lato superiore. Però nella maggior parte delle applicazioni la griglia è tenuta negativa rispetto al catodo.

Quando la griglia è positiva essa attrae elettroni e quindi nasce una corrente nel suo circuito, similmente a quanto avviene nella placca.

Tutte le volte che si forma corrente attraverso la griglia c'è dispersione di energia nel circuito di griglia; siccome tale energia è prelevata dal segnale applicato, questo

fatto è generalmente da evitarsi. Finché la griglia rimane negativa nessuna energia è sottratta al segnale che si vuole amplificare.

Sotto l'azione del segnale applicato, il potenziale di griglia di una valvola assume tutti i valori compresi tra lo zero e il picco del segnale, sia in senso positivo che in senso negativo. Per far sì che la griglia rimanga sempre negativa, occorrerà collocare nel suo circuito, in serie al segnale, una batteria che la polarizzi (negativamente) ad un valore uguale o superiore alla tensione di picco del segnale. Durante il semiciclo positivo di questo, infatti, la tensione risultante sulla griglia verrà ad essere la differenza tra il negativo fisso e il detto picco (due tensioni opposte in serie si sottraggono). Prevalendo il primo, la griglia è protetta dalla formazione di corrente propria.

65 Parametri di un tubo elettronico.

La costruzione particolare di un triodo determina la relativa efficacia che la griglia e la placca hanno nel controllare la corrente anodica. Se una piccolissima variazione della tensione di griglia produce lo stesso effetto sulla corrente anodica di una forte variazione della corrente di placca, si dice che il tubo ha un elevato *fattore di amplificazione* (simbolo μ). Prendendo, ad esempio, un tubo il cui fattore di amplificazione sia 20, si verifica questo: se si fa variare la tensione di griglia di 1 volt, la corrente della placca varia come se la tensione di placca venisse fatta variare di 20 volt. I triodi generalmente hanno fattori di amplificazione che vanno dal valore minimo di circa 3 al valore massimo di circa 100.

Viene naturale di pensare che un tubo con elevato coefficiente di amplificazione sia più adatto ad amplificare; ma non sempre è necessariamente così. Se il μ è alto vuol dire che costruttivamente la griglia si trova vicina al catodo mentre la placca, al contrario, ne è lontana. Sono necessarie, quindi, forti variazioni di potenziale di placca per ottenere determinate variazioni di corrente anodica. Ciò significa che la *resistenza interna* (simbolo R_i) della valvola, cioè la resistenza del tratto catodo-placca, è elevata. Dato che questa resistenza agisce in serie al carico,

il valore della corrente che può scorrere nel carico è relativamente piccolo. D'altra parte, una valvola a basso μ ha una resistenza interna relativamente bassa. In sostanza, la questione se una valvola a μ elevato sia più idonea ad amplificare di un'altra a μ basso dipende principalmente dal tipo di prestazione che si desidera dalla valvola stessa.

Il miglior elemento indicativo nell'efficacia di una valvola a funzionare come amplificatrice è la sua *conduttanza mutua* (simbolo G_m). Questa caratteristica tiene conto sia del fattore di amplificazione sia della resistenza interna. In effetti, la conduttanza mutua è il rapporto tra la variazione della *corrente* di placca e la variazione della *tensione* di griglia che l'ha provocata, fermo restando il valore della tensione di placca. Dato che una corrente divisa per una tensione equivale ad una conduttanza (reciproco di resistenza), la conduttanza mutua di una valvola viene misurata con una unità che ha per nome l'inverso della parola ohm, cioè *mho*. In pratica i valori di conduttanza mutua (detta anche *trasconduttanza*) sono piuttosto piccoli, per cui si è convenuto di adottare un sottomultiplo di questa unità, ossia il *micromho* che è un milionesimo di mho.

I normali tubi amplificatori hanno conduttanze mutue comprese tra alcune centinaia ed alcune migliaia di micromho. Più alta è la trasconduttanza, maggiore è l'amplificazione resa da una valvola.

Per μ ed R_i si hanno le seguenti definizioni: *il coefficiente di amplificazione è il rapporto tra la variazione del potenziale anodico e la variazione del potenziale di griglia che producono uguale variazione della corrente anodica.*

La resistenza interna è il rapporto tra la variazione del potenziale anodico e la variazione della corrente anodica che vi corrisponde, fermo restando il potenziale di griglia.

I tre parametri di una valvola vanno ricavati da un complesso o *famiglia* di curve per caratteristica mutua, riferendosi ai tratti più rettilinei di dette curve. Le unità elettriche per esprimere i rapporti d'uso corrente sono quelle convenzionali, cioè il volt, l'ohm e l'ampere. Solo nel caso della conduttanza mutua, usandosi il micromho, è necessario esprimere la corrente in microampere.

Qualche casa costruttrice europea chiama la conduttanza mutua *pendenza* (simbolo S) e la esprime in mA/volt. Usando questa unità è ovvio che nel rapporto la variazione di corrente dovrà essere espressa in milliampere.

Si applichi quanto ora è stato detto alle curve (a) di fig. 54. Scegliendo una tensione di placca di 200 volt ed osservando la variazione di corrente di placca tra i valori di griglia — 10 e — 15 volt, si ha:

$$G_m = \frac{10000 - 4000}{10 - 5} = \frac{6000 \mu A}{5 \text{ volt}} = 1200 \text{ micromho.}$$

Mantenendo fissa la tensione di griglia al valore di — 10 volt ed osservando la variazione di corrente di placca in corrispondenza dei potenziali anodici 150 e 200 volt, si ha:

$$R_f = \frac{200 - 150}{0,01 - 0,004} = \frac{50 \text{ volt}}{0,006 \text{ Amp.}} = 8333 \Omega.$$

Essendo risultato che una variazione di 5 volt del negativo di griglia produce una variazione nella corrente anodica uguale a quella prodotta dalla variazione di 50 volt della tensione anodica, si può dire che:

$$\mu = \frac{50}{5} = 10$$

66 Amplificazione.

Per comprendere il processo di amplificazione di una valvola è necessario conoscere uno speciale tipo di grafico chiamato *caratteristica dinamica*. Tale grafico è visibile nella fig. 56, insieme al circuito per ottenerlo. La tensione anodica ha un valore prestabilito e nel circuito di placca è inserito un resistore di carico. Ogni curva è tracciata per un diverso valore assegnato al carico.

Come è facile notare, i valori più bassi del carico danno curve più pendenti e viceversa. Quando la resistenza è piccola, la corrente di placca varia piuttosto rapidamente per una data variazione della tensione di griglia. Se però la resistenza del carico è elevata, la variazione nella corrente di placca per la stessa variazione di griglia è rela-

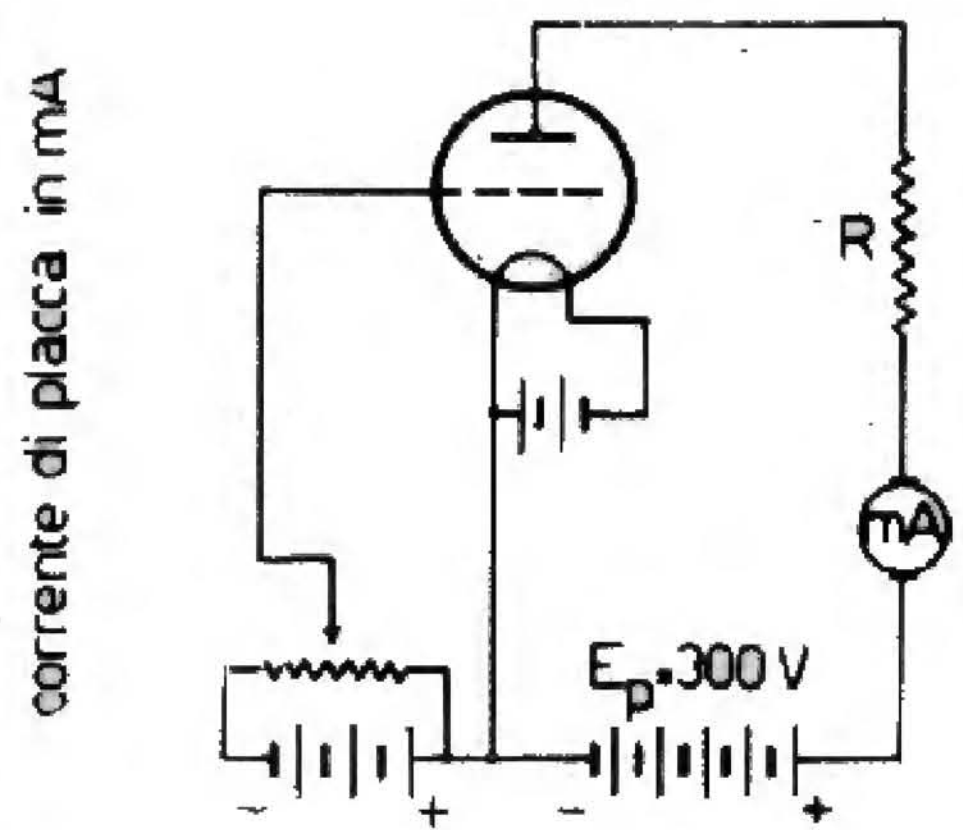
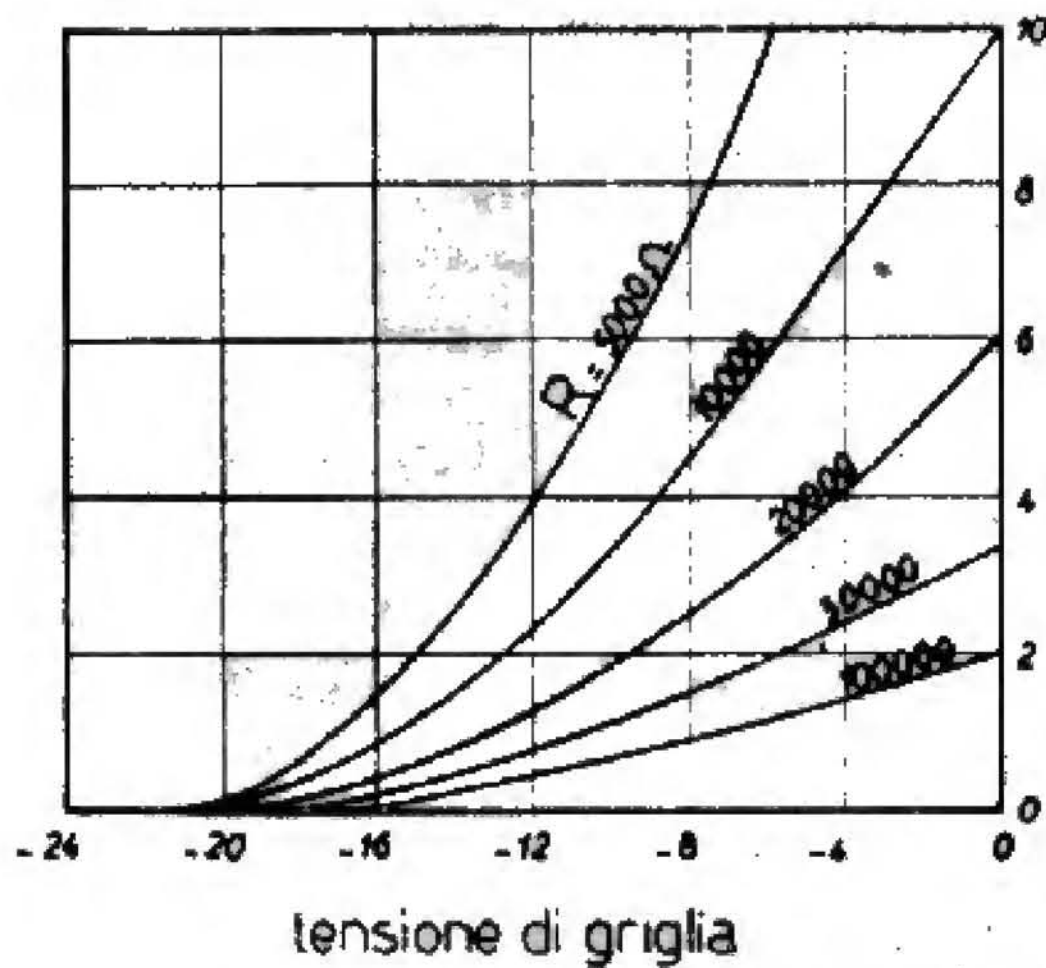


Fig. 56. - Caratteristiche dinamiche di un triodo.

tivamente piccola. Ciò, del resto, è abbastanza comprensibile se si pensa che aumentando R fino all'infinito, cioè interrompendo praticamente il circuito di placca, la corrente anodica si annulla e quindi la griglia non ha più nessun effetto.

Riferiamoci ora alla fig. 57 che mostra uno stesso tipo di curva, ma reca un circuito in cui una sorgente di tensione alternativa è inserita tra la griglia e la batteria di

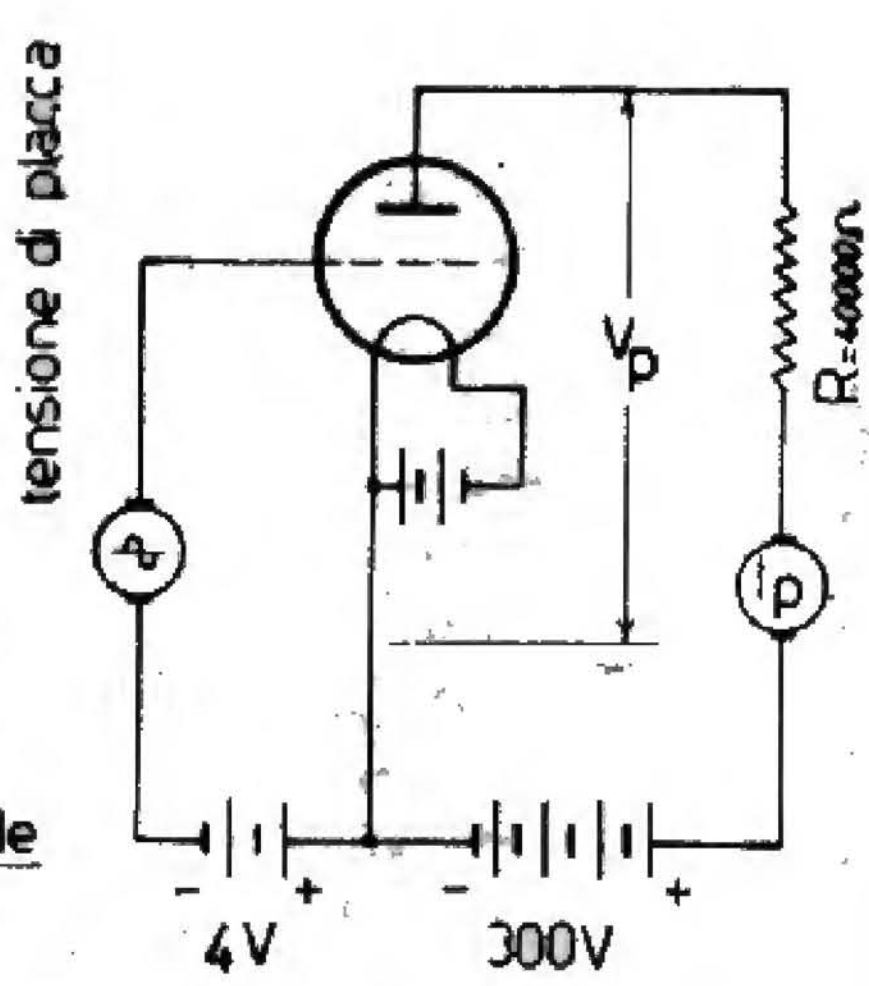
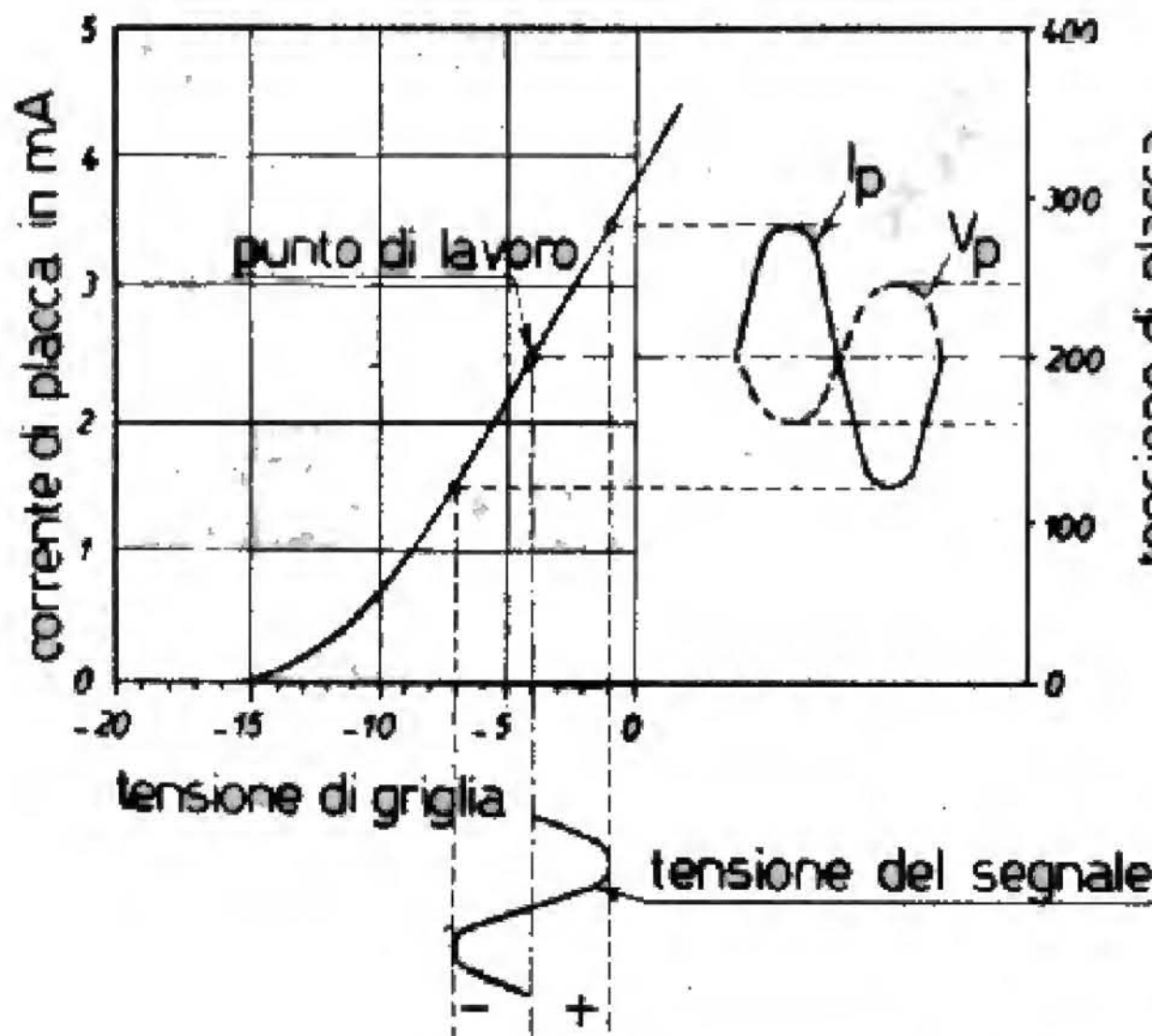


Fig. 57. - Funzionamento di un tubo amplificatore.

polarizzazione. La tensione di polarizzazione è fissata al valore di -4 volt. La corrente anodica, a questo valore della griglia, è di $2,5$ mA. Quando non c'è segnale sulla griglia, la caduta di tensione sul carico è:

$$40000 \times 0,0025 = 100 \text{ volt}$$

restando una tensione di 200 volt tra la placca ed il catodo.

Allorché un segnale sinusoidale avente il valore di picco di 3 volt viene inserito nel circuito di griglia, la tensione istantanea di griglia si porta al valore di -1 volt nel momento di picco positivo del segnale, per passare al valore di -7 volt al momento del picco negativo. La massima corrente di placca si verifica nell'istante in cui la griglia assume il potenziale di -1 volt, la minima corrente di placca quando la stessa griglia assume il potenziale di -7 volt. I valori della corrente sono rispettivamente $3,5$ mA e $1,5$ mA. A valori intermedi del potenziale di griglia corrispondono valori intermedi della corrente di placca.

La tensione istantanea tra la placca ed il catodo della valvola è pure indicata nel grafico. Quando la corrente di placca è massima, la caduta istantanea in R è:

$$40000 \times 0,0535 = 140 \text{ volt}$$

quando la stessa corrente è minima, la caduta istantanea nel carico è:

$$40000 \times 0,0015 = 60 \text{ volt.}$$

La tensione effettiva tra placca e catodo è quindi nei due casi:

$$300 - 140 = 160 \text{ volt} \quad \text{e} \quad 300 - 60 = 240 \text{ volt.}$$

La tensione variabile di placca è in sostanza costituita da una *tensione alternata* sovrapposta al potenziale statico di 200 V che la placca ha rispetto al catodo in assenza del segnale. Il valore di picco di questa tensione c. a. è dato dalla differenza tra la tensione media di 200 V e la tensione massima o minima che la placca raggiunge durante la completa escursione della griglia. Nell'esempio citato tale differenza è $200 - 160$ oppure $240 - 200$, ossia 40 volt nei due casi.

Dal momento che il segnale applicato alla griglia ha il valore picco di 3 volt, l'*amplificazione di tensione* effettuata dal tubo è espressa dal rapporto $40/3$ ossia 13,3. Ciò significa che sul resistore di carico della valvola, nelle condizioni di lavoro previste, il segnale di uscita è circa 13 volte maggiore di quello d'entrata.

Un aspetto della componente alternativa della tensione di placca merita speciale rilievo. Osservando la fig. 57 si nota che il semiperiodo positivo del segnale sulla griglia dà origine ad un impulso negativo nella tensione di placca, mentre il semiperiodo negativo del segnale produce un impulso positivo sulla tensione di placca. In altre parole, quando la griglia diventa più positiva per effetto del segnale, la tensione tra placca e catodo diminuisce rispetto al valore medio e viceversa. Questo fatto ci permette di affermare che la componente alternativa della tensione di placca, cioè il segnale amplificato di uscita, è sfasato di 180 gradi rispetto alla tensione del segnale applicato sulla griglia.

67 Polarizzazione.

Oltre a quanto è stato già detto nei riguardi della polarizzazione di griglia, esiste un altro fattore importante da mettere in evidenza.

Quando si predispone il circuito di una valvola amplificatrice, occorre tener presente che il segnale raccolto sulla placca deve essere una esatta riproduzione di quello applicato alla griglia. Ciò significa che la forma d'onda della tensione alternata di placca deve risultare perfettamente simile alla forma d'onda della tensione alternata di griglia.

Per ottenere questo è indispensabile che il punto di lavoro della valvola si trovi in una zona ben *rettilinea* della sua caratteristica dinamica: la curva deve anzi disporre di un tratto rettilineo sia al di qua che al di là del punto di lavoro, almeno per quel tanto che corrisponde alla escursione massima del potenziale.

La tensione negativa fissa di griglia, ossia la polarizzazione, va scelta quindi con due criterî: deve essere maggiore del valore di picco del segnale e deve far lavorare la valvola intorno ad un punto situato in una zona sufficien-

temente rettilinea della curva caratteristica. Se questa seconda condizione non viene rispettata, può capitare ciò che è visibile nella fig. 58: la semionda negativa della corrente di placca ha una ampiezza minore della semionda positiva e di conseguenza la semionda positiva della tensione di uscita risulta contratta rispetto alla semionda negativa.

L'amplificazione asimmetrica del periodo di una corrente alternata produce,

in ultima analisi, una deformazione del suono: questo fenomeno è chiamato *distorsione d'ampiezza*.

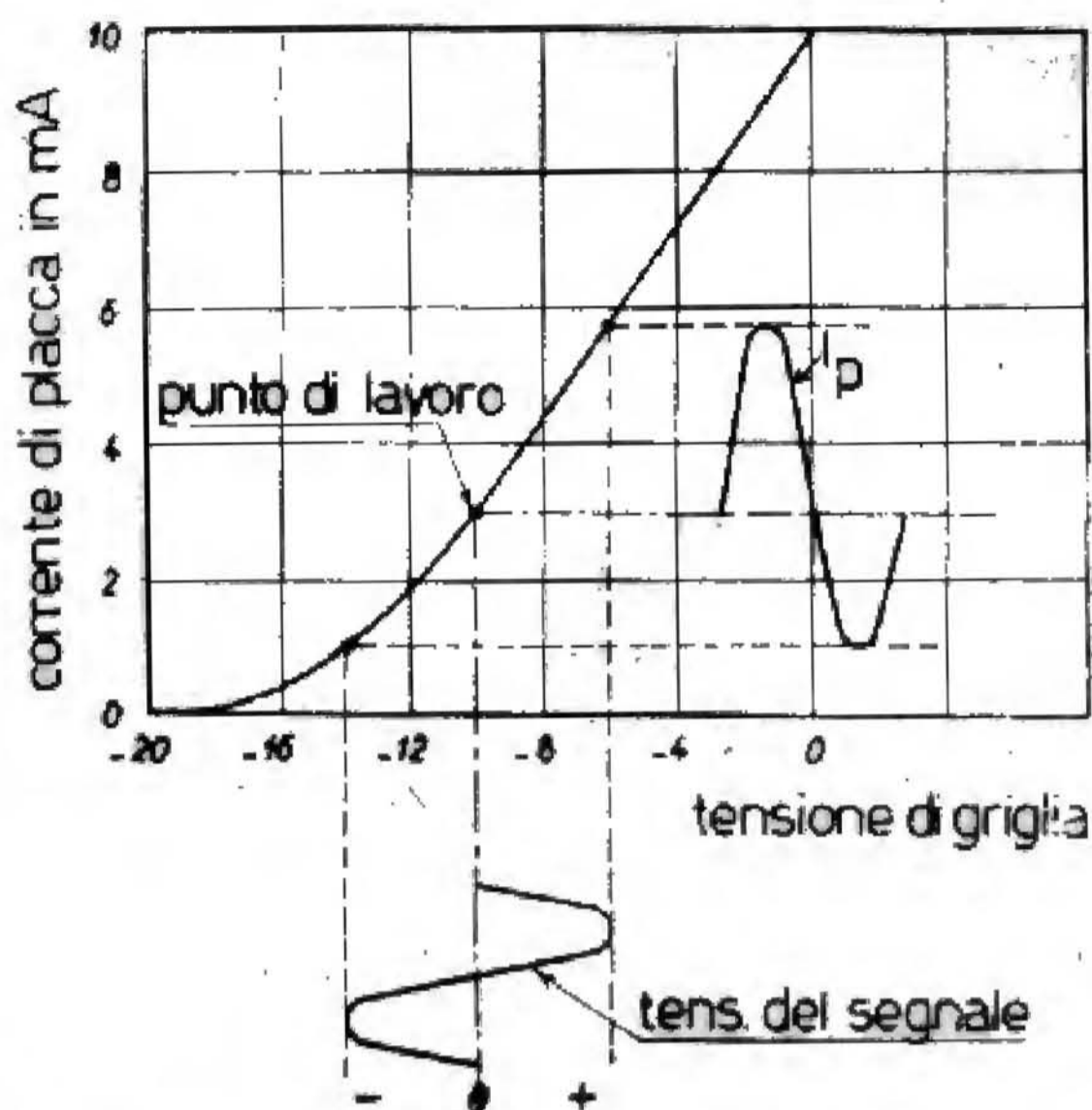


Fig. 58. - Amplificazione asimmetrica del segnale dovuta ad errata polarizzazione di griglia.

68 Circuiti di uscita di uno stadio amplificatore.

In generale con la parola *stadio* si usa definire qualsiasi circuito radio comprendente una valvola e gli organi relativi al suo funzionamento attivo. Chiamasi *stadio amplificatore* un circuito atto particolarmente ad applicare segnali elettrici aventi determinate caratteristiche di forma, ampiezza e frequenza.

Ciò che interessa di avere da uno stadio amplificatore è la componente alternata della corrente o della tensione di placca. La tensione continua sulla placca è necessaria al funzionamento della valvola ma non deve giungere all'organo utilizzatore posto sull'uscita. I circuiti di uscita dei tubi elettronici sono perciò disposti in modo che soltanto le componenti alternate vengono trasferite al carico.

Nel campo delle basse frequenze sono comunemente adoperati tre tipi di accoppiamento, e cioè l'accoppiamento a *resistenza-capacità*, quello a *impedenza-capacità* e quello a *trasformatore*. Essi sono mostrati nella fig. 59. In

tutti e tre i casi l'uscita di una valvola è accoppiata alla griglia di una valvola seguente.

Nel circuito con accoppiamento a resistenza-capacità la tensione alternata ai capi di R_p , cioè tra la placca ed il catodo di V_1 (la resistenza interna della batteria anodica è trascurabile), viene applicata al resistore R_g attraverso il *condensatore d'accoppiamento* C . Questo condensato-

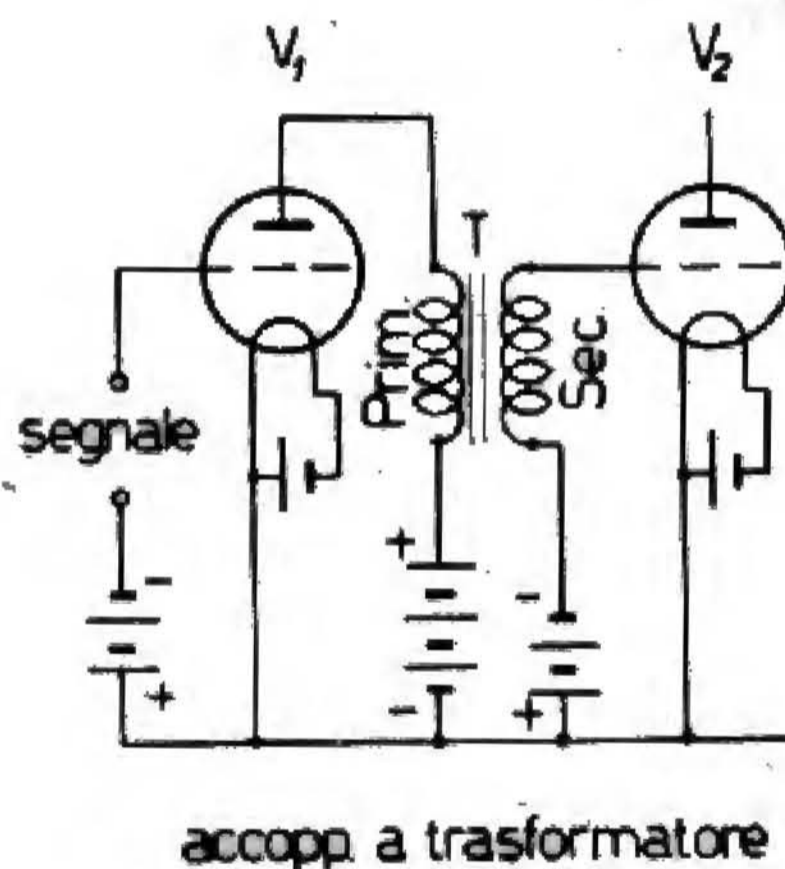
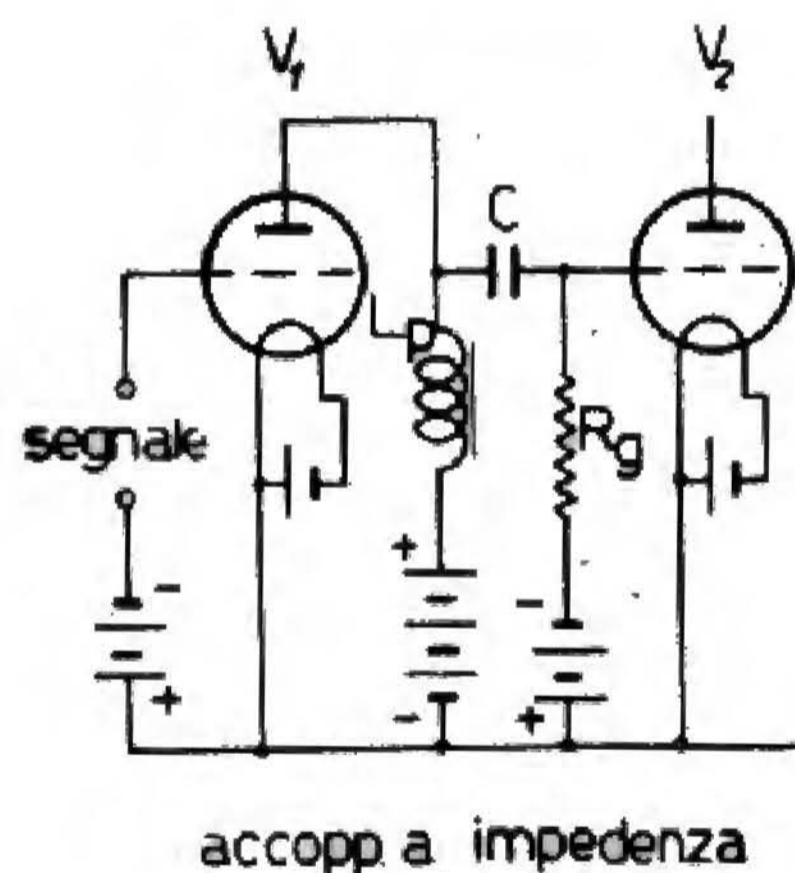
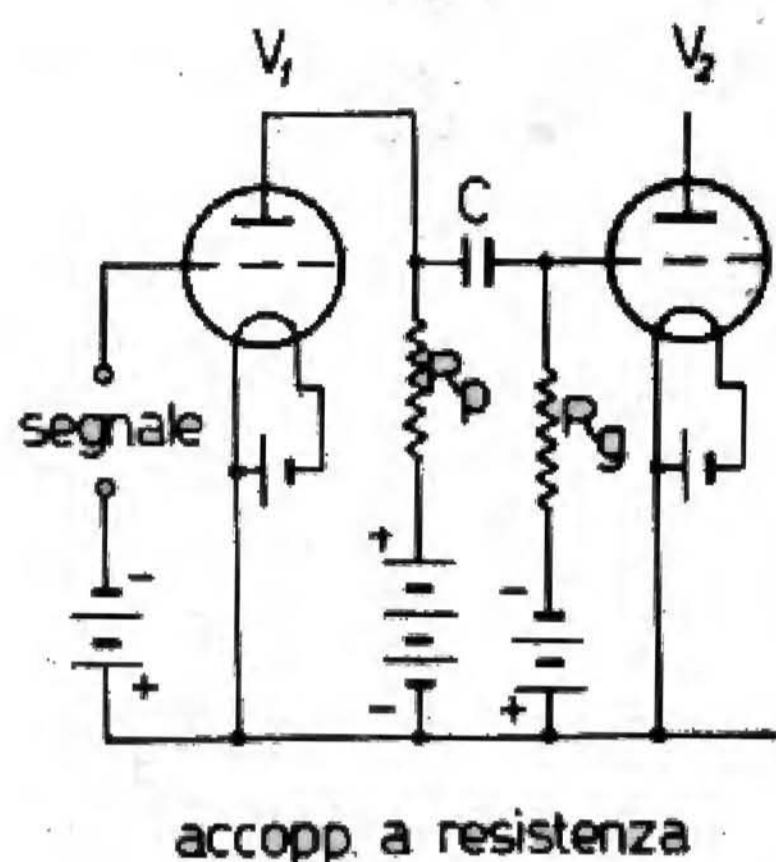


Fig. 59. -- Tre tipi convenzionali di accoppiamento B.F.

re ha lo scopo di bloccare la tensione continua esistente sulla placca del primo tubo e d'impedire che essa raggiunga la griglia del secondo tubo. Anche la valvola V_2 è fornita di polarizzazione onde evitare la formazione di corrente in griglia.

Il resistore R_g ha di solito un valore piuttosto elevato. A seconda della valvola usata i valori compresi tra $0,2 \text{ M}\Omega$ e $2 \text{ M}\Omega$ sono comuni.

Il condensatore d'accoppiamento deve avere una capacità che è inversamente proporzionale alla resistenza posta sulla griglia della valvola accoppiata. Il condensatore, inoltre, deve soddisfare alle condizioni di presentare una bassa reattanza alla frequenza di lavoro; ciò per rendere trascurabile la caduta di tensione alternata che esso inevitabilmente introduce. Se la frequenza è variabile, come nel caso normale di segnale *audio*, la reattanza del condensatore, considerata alla frequenza minima ammessa, deve risultare almeno dieci volte inferiore al valore di R_g .

Esempio: per una resistenza di griglia di $0,5 \text{ M}\Omega$ e per una frequenza minima di 100 p/s quale valore si dovrà adottare per C ?

Si trova anzitutto la reattanza del condensatore:

$$X_c = \frac{1}{2 \pi f_{\min} C} = \frac{500.000}{10} = 50.000 \Omega .$$

Da questa scrittura, esprimendo la capacità in pF, si ottiene:

$$C = \frac{10^{12}}{6,28 \times 100 \times 50000} = \frac{10^6}{31,4} = 31.800 \text{ pF} .$$

In pratica si adotterà un condensatore a carta avente la capacità di 50.000 pF con una tensione di lavoro adeguata alla tensione della batteria anodica.

Per quanto riguarda la componente alternata della tensione di placca, occorre tener presente che il carico effettivo sulla prima valvola, ai fini dell'amplificazione, è costituito da un parallelo delle due resistenze R_p ed R_g . Infatti la capacità C , se ben proporzionata, ha una reattanza trascurabile agli effetti del segnale. Questo fatto, in particolar modo, consiglia di scegliere per R_g il massimo valore consentito dal fabbricante della valvola V_2 adoperata.

Il circuito ad impedenza-capacità differisce dal circuito precedente, solo in quanto il resistore di placca del primo tubo è sostituito da una bobina di elevata induttanza (alcune centinaia di Henry). Questo sistema è in genere più costoso di quello testé visto, ma offre il vantaggio di ottenere un'alta impedenza di carico per la componente alter-

nata della corrente di placca, insieme ad una bassa resistenza per la componente continua. Il secondo requisito permette di ridurre notevolmente la tensione della batteria anodica, che nel caso dell'accoppiamento resistivo doveva supplire a una caduta di tensione molto più rilevante (agli effetti della caduta di tensione una resistenza si comporta nello stesso modo sia con la corrente continua che con la corrente alternata).

L'accoppiamento a trasformatore è ottenuto usando un trasformatore con il primario inserito nel circuito di placca della valvola amplificatrice e con il secondario connesso al carico. Nell'esempio mostrato il carico è costituito dal circuito di griglia di una seconda valvola. Tra i due avvolgimenti non c'è un collegamento diretto, per cui la griglia di V_2 è isolata dalla tensione anodica di V_1 .

L'accoppiamento a trasformatore offre lo stesso vantaggio di quello a impedenza per quanto riguarda la caduta di tensione di c. c. Inoltre esso permette di poter elevare la tensione d'uscita dello stadio considerato aumentando le spire del secondario rispetto a quelle del primario. Per vari motivi, però, non è opportuno approfittare eccessivamente di tale prerogativa ($N_s/N_p = 3 + 5$).

Tutti e tre i tipi di accoppiamento esaminati hanno dei lati buoni d'impiego. L'accoppiamento a resistenza è semplice, economico e permette di aver facilmente una amplificazione uniforme su un vasto campo di frequenze. L'accoppiamento a impedenza può dare maggiore amplificazione di quello a resistenza, a parità di valvole e di tensione dell'alimentatore anodico, ma è meno costante nella resa alle frequenze estreme. Un trasformatore di buona fabbricazione può dare un *risponso* (comportamento alle varie frequenze) sufficientemente uniforme ma, a causa della difficoltà di realizzare un'induttanza primaria elevata, è più indicato nei casi in cui la valvola adoperata ha un basso coefficiente di amplificazione.

69 Amplificatori di tensione e di potenza.

Nel paragrafo 63 di questo capitolo si è già fatto un cenno distintivo fra l'amplificazione di tensione e quella di potenza. Vediamo ora di approfondire l'argomento.

Lo scopo finale di qualsiasi amplificazione è che il segnale amplificato possa compiere del *lavoro*. Ad esempio, uno stadio amplificatore di bassa frequenza che funziona con segnali elettroacustici pilota un altoparlante che ha il compito di sviluppare energia sonora. Maggiore è la potenza audio dissipata nell'altoparlante, più forte è il suono che esso produce.

In taluni amplificatori, quindi, più che l'uscita di tensione può interessare l'uscita di potenza.

Una valvola lavora in modo un po' diverso a seconda che si desideri da essa maggior potenza piuttosto che maggior tensione. Fondamentalmente si tratta di dimensionare diversamente la resistenza del carico. Qualsiasi sorgente di energia sviluppa la maggiore uscita possibile quando la resistenza del carico uguaglia la resistenza interna della sorgente. Anche una valvola ha la sua resistenza interna. Desiderando ricavare la maggior potenza che essa

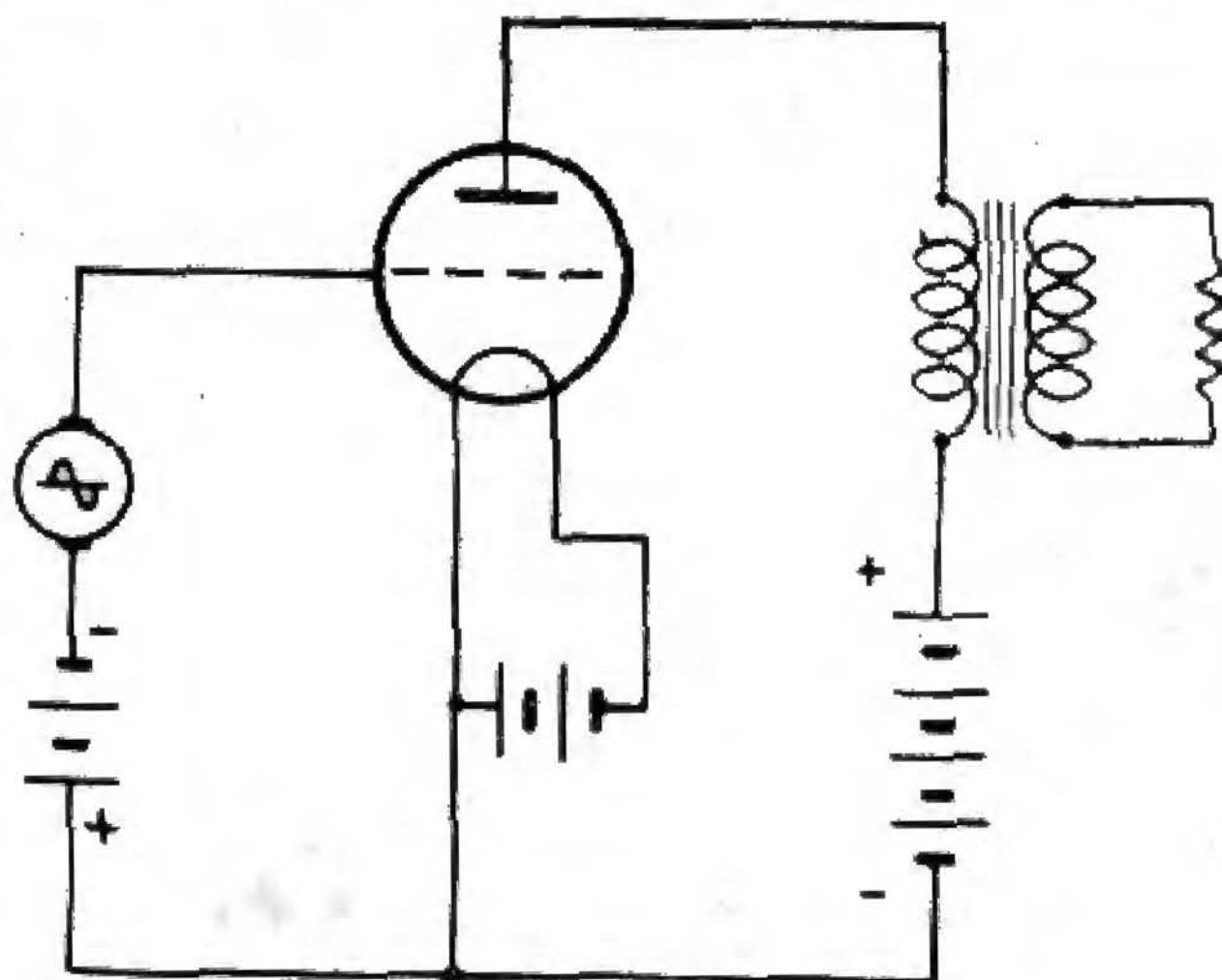


Fig. 60. - Amplificatore di potenza.

è in grado di fornire, si dovrà dunque farla lavorare con un carico di valore uguale alla sua resistenza interna. Nel caso di un triodo, però, questa condizione limite dà luogo ad elevata distorsione per cui un buon compromesso è raggiunto elevando il carico a due o tre volte il valore della resistenza interna del triodo.

La fig. 60 mostra un esempio di amplificatore di potenza con il carico connesso al secondario del trasformatore di uscita. Il carico è un comune resistore ma potrebbe essere qualsiasi dispositivo utile. Il trasformatore ha dimensioni proporzionali alla potenza dello stadio e rapporto

spire adatto a riportare in primario il giusto valore di resistenza di carico che la valvola richiede per dare la sua massima *potenza indistorta*.

Come si è visto nel paragrafo 50, tale rapporto spire è regolato dalla legge:

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}}$$

In questo caso Z_p rappresenta la resistenza di carico ottimo della valvola e Z_s il carico vero e proprio del secondario.

Quando l'amplificatore ha soltanto lo scopo di sovrarelevare la tensione del segnale al fine di applicare una maggiore tensione alternativa alla griglia di un secondo stadio, come negli esempi di fig. 59, l'amplificatore medesimo è detto *di tensione*. Anche in tal caso, però, occorre verificare che il nuovo livello del segnale non superi col suo valore di picco la polarizzazione data alla griglia di questo secondo stadio. Se il segnale amplificato è eccessivo, nasce corrente di griglia con conseguente assorbimento di energia che lo stadio eccitatore può non essere in grado di fornire.

Vi sono importanti applicazioni degli amplificatori di tensione. Essi si distinguono da quelli di potenza principalmente per l'elevato valore del carico di placca. Infatti, la totale tensione sviluppata dalla valvola amplificatrice è data dal prodotto della variazione della corrente di placca per la totale resistenza del circuito di placca. Tale circuito comprende ovviamente sia il carico esterno sia la resistenza interna della valvola. Maggiore è quindi la resistenza del carico rispetto alla seconda, maggiore è la parte di tensione utilizzata all'uscita.

Gli amplificatori con accoppiamento d'uscita a resistenza o impedenza sono prevalentemente degli amplificatori di tensione, perché entrambi non sono in grado di trasferire potenza in modo efficiente. L'impiego del trasformatore può invece consentire un efficace trasferimento di potenza, sempreché il trasformatore stesso sia opportunamente costruito.

I migliori triodi per l'amplificazione di potenza sono quelli che hanno valori bassi o medi del coefficiente di am-

plificazione. Le valvole ad alto μ servono invece molto bene negli amplificatori di tensione.

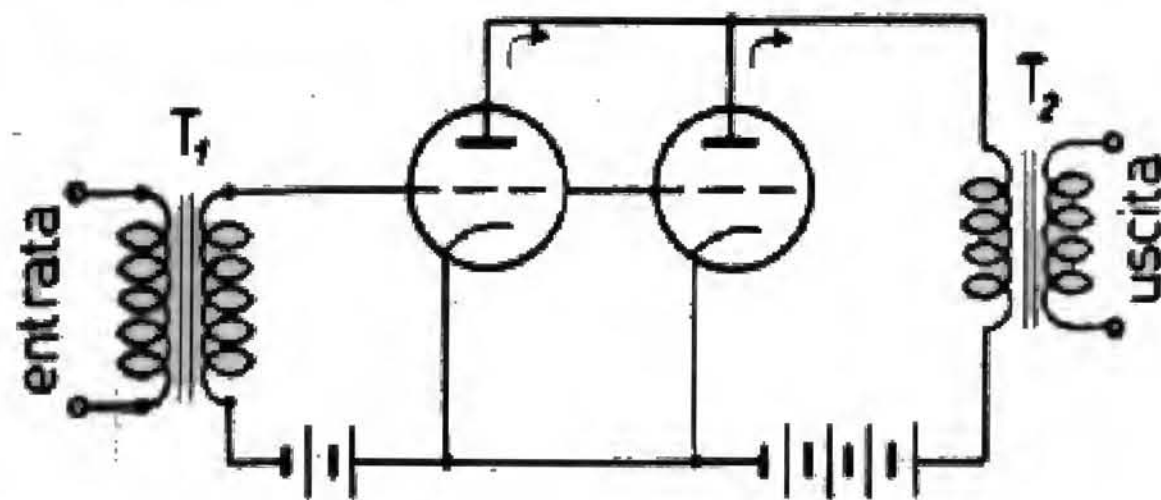
I circuiti amplificatori finora considerati non richiedono potenza all'ingresso e vengono chiamati *amplificatori di classe A*. Sono i più usati ed i più facili da realizzare. Quando sono adibiti a generare potenza, essi presentano un rendimento di circa il 35%. Ciò significa che la potenza resa sul carico è circa 0,35 volte la potenza totale c. c. richiesta dalla placca (prodotto tensione di placca per corrente media di placca).

70 Collegamento di più tubi in parallelo o in controfase

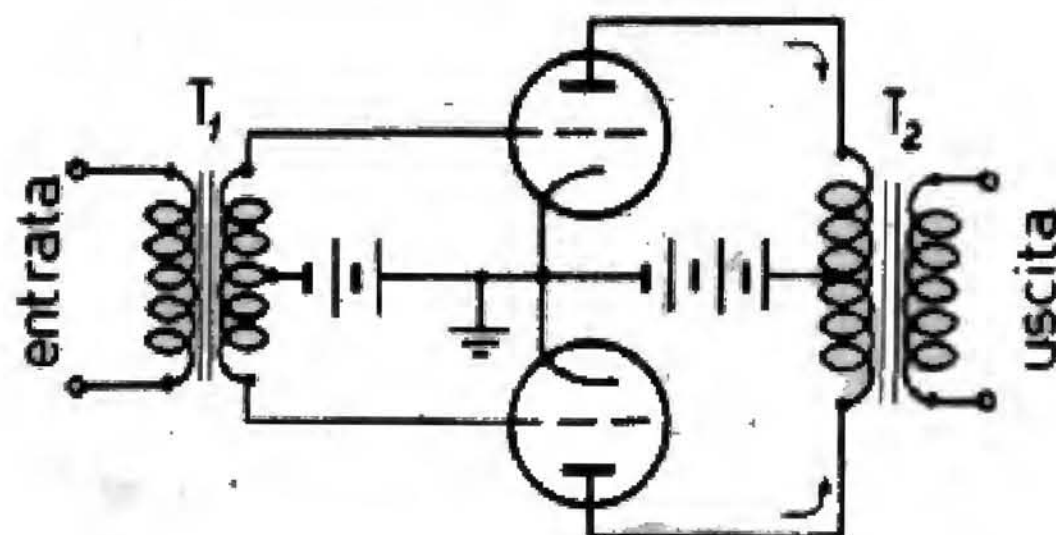
Quando è necessario ottenere una potenza d'uscita superiore a quella che un certo tubo elettronico può dare, si effettua il collegamento di due o

più di essi *in parallelo*. Ciò significa che gli elementi corrispondenti dei vari tubi vengono connessi assieme. La fig. 61 (a) illustra questo sistema in un amplificatore con entrata ed uscita a trasformatore. La potenza di uscita è proporzionale al numero dei tubi impiegati, mentre il segnale di griglia, o tensione eccitatrice, ha lo stesso valore

richiesto da un solo tubo. Se l'amplificatore funzionasse in modo da assorbire energia in griglia, tale energia sarebbe proporzionale al numero dei tubi adoperati.



(a) Collegamento in parallelo



(b) Collegamento in controfase

Fig. 61. - Circuiti di amplificatori B.F. in parallelo ed in controfase.

Un aumento nella potenza d'uscita è anche ottenibile collegando due tubi in *controfase* (si dice pure in *opposizione* o *push-pull*). In tal caso le griglie e le placche delle due valvole vengono connesse agli estremi opposti di un circuito simmetrico, come indica la fig. 61 (b). In ogni istante i capi del secondario di T_1 hanno polarità opposte rispetto alla presa centrale, cioè rispetto ai catodi delle valvole, cosicché, mentre una griglia è resa positiva, l'altra nello stesso momento è resa negativa. Deriva da ciò che nell'amplificatore in controfase le correnti o tensioni c. a. di una valvola sono in opposizione (sfasate di 180°) con quelle dell'altra valvola. Sommandosi gli effetti delle variazioni contemporanee delle due correnti di placca nel primario a presa centrale di T_2 , la potenza trasferita al secondario ne risulta aumentata giacché il *diminuire* della corrente di placca di una valvola produce nel semiprimario relativo una variazione di flusso che si somma con la variazione di flusso prodotta dall'altro semiprimario in conseguenza dell'*aumentare* della corrente di placca della seconda valvola. La tensione totale sviluppata ai capi del primario è quindi doppia della tensione sviluppata da una sola valvola.

In un montaggio controfase la tensione eccitatrice, considerata tra le due griglie, deve essere doppia di quella richiesta da una sola valvola. Se c'è assorbimento di potenza in griglia, anche la potenza di eccitazione deve essere doppia di quella necessaria ad una sola valvola.

Paragonando i due sistemi parallelo e controfase, si può dire che nel secondo le distorsioni dovute alle armoniche (frequenze multiple) di ordine pari del segnale vengono ad annullarsi nel circuito di placca. Ciò significa che a parità di potenza d'uscita, due valvole montate in controfase danno minore distorsione totale che se fossero montate in parallelo. Conseguenza logica ed importante di questo fatto è che, a parità di distorsione, due valvole in controfase possono dare maggiore potenza di due valvole in parallelo. Naturalmente anche il segnale d'eccitazione deve crescere proporzionalmente.

Un altro vantaggio, non trascurabile, offerto dal sistema controfase è quello di permettere una riduzione delle dimensioni del trasformatore d'uscita. Ciò è possibile in

quanto le componenti continue delle correnti delle due valvole sono in ogni caso simultanee e, mentre nel circuito parallelo esse si sommano agli effetti del campo magnetizzante continuo creato nel nucleo (tendendo a saturarlo), nel circuito controfase producono due campi magnetici opposti la cui risultante è praticamente zero. Solo un'eventuale differenza di queste componenti può generare un campo continuo nel nucleo ma, se le due valvole sono ben scelte, questo fenomeno è sempre trascurabile.

71 Capacità interelettrodiche dei tubi - Generalità.

Ogni coppia di elementi nell'interno di un tubo elettronico forma effettivamente un piccolo condensatore avente per armature gli stessi elementi. In un triodo si verificano tre specie di capacità e precisamente la capacità *anodo-griglia*, la capacità *catodo-griglia* e la capacità *anodo-catodo*. Tali capacità sono naturalmente molto piccole, soltanto alcuni picofarad, ma spesso nei circuiti amplificatori esse hanno una importanza notevole.

Capacità d'ingresso. — Precedentemente si è detto che la tensione alternata sviluppata tra placca e catodo di una valvola amplificatrice è sfasata di 180° rispetto alla tensione alternata applicata tra griglia e catodo. Però queste due tensioni possono considerarsi *in fase* se viste attraverso il circuito che dalla placca porta alla griglia (vedi fig. 62).

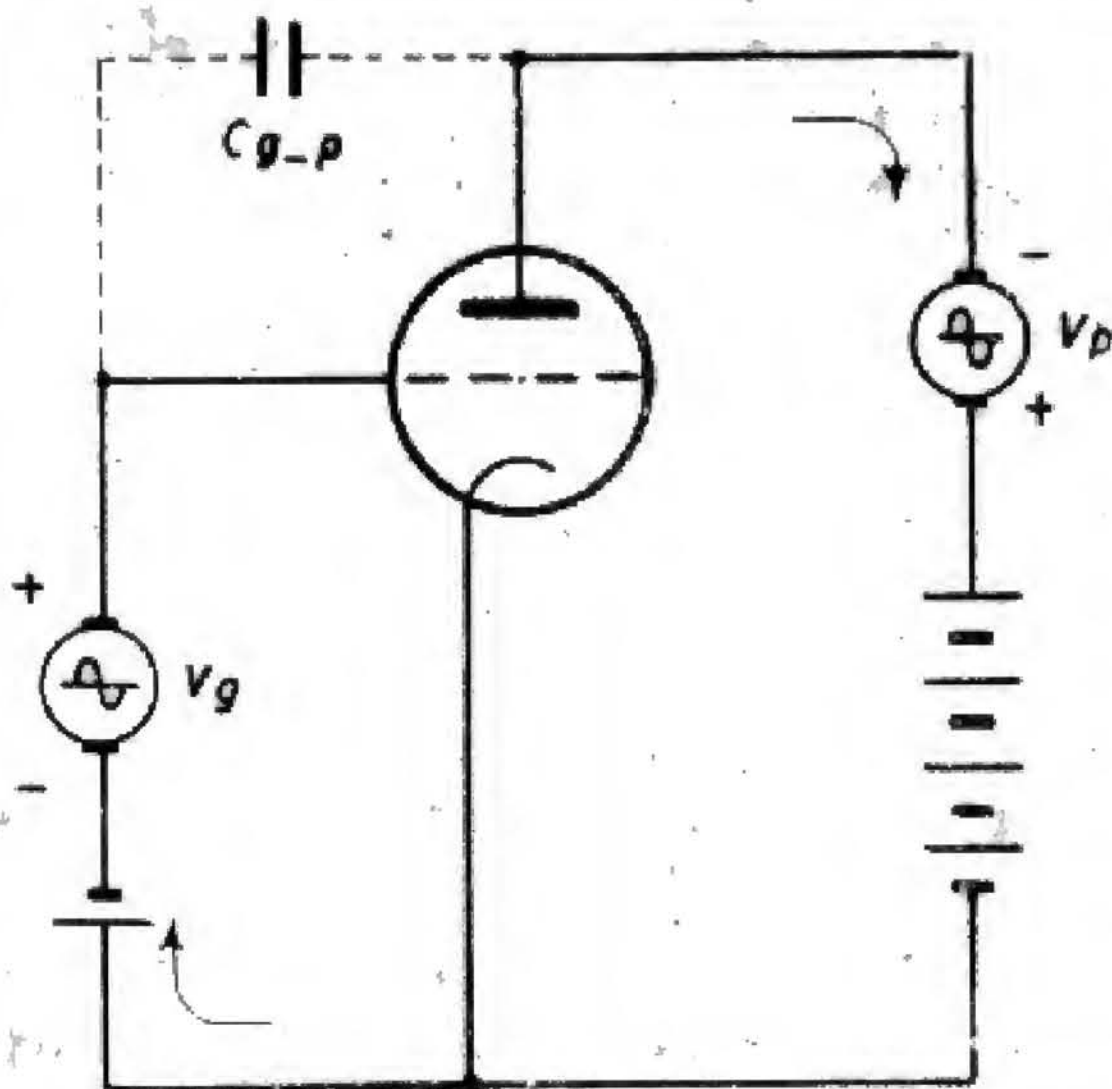


Fig. 62. - Polarità istantanee dei circuiti placca e griglia.

In altre parole, la somma delle tensioni c. a. V_p e V_g può

dirsi agente tra la placca e la griglia del tubo, cioè ai capi della capacità C_{g-p} costituita dagli elettrodi medesimi.

Applicando una tensione c. a. ad un condensatore, scorre in esso una corrente. Nel caso di fig. 62 il condensatore C_{g-p} è attraversato dalla corrente generata dalla tensione $V_p + V_g$. D'altra parte tale corrente è causata dallo stesso segnale agente sulla griglia, per cui, maggiore essa è, minore è la reattanza effettiva che il circuito di griglia presenta al generatore. Maggiore è la capacità griglia-placca, maggiore è la corrente in argomento; ed inoltre, più forte è l'amplificazione di tensione del tubo, maggiore è la stessa corrente. Insomma, come risultato di tutto ciò, si ha che la sorgente del segnale di griglia « vede » una reattanza capacitiva molto minore di quella derivante dalla reale capacità griglia-catodo. Piccola reattanza vuol dire grande capacità; dunque la *capacità d'ingresso* di un tubo amplificatore può essere molte volte maggiore della capacità interelettrodica griglia-catodo del tubo stesso. Questo fenomeno è chiamato *effetto Miller*.

Praticamente la capacità d'ingresso di un triodo può arrivare ad alcune centinaia di picofarad, specialmente

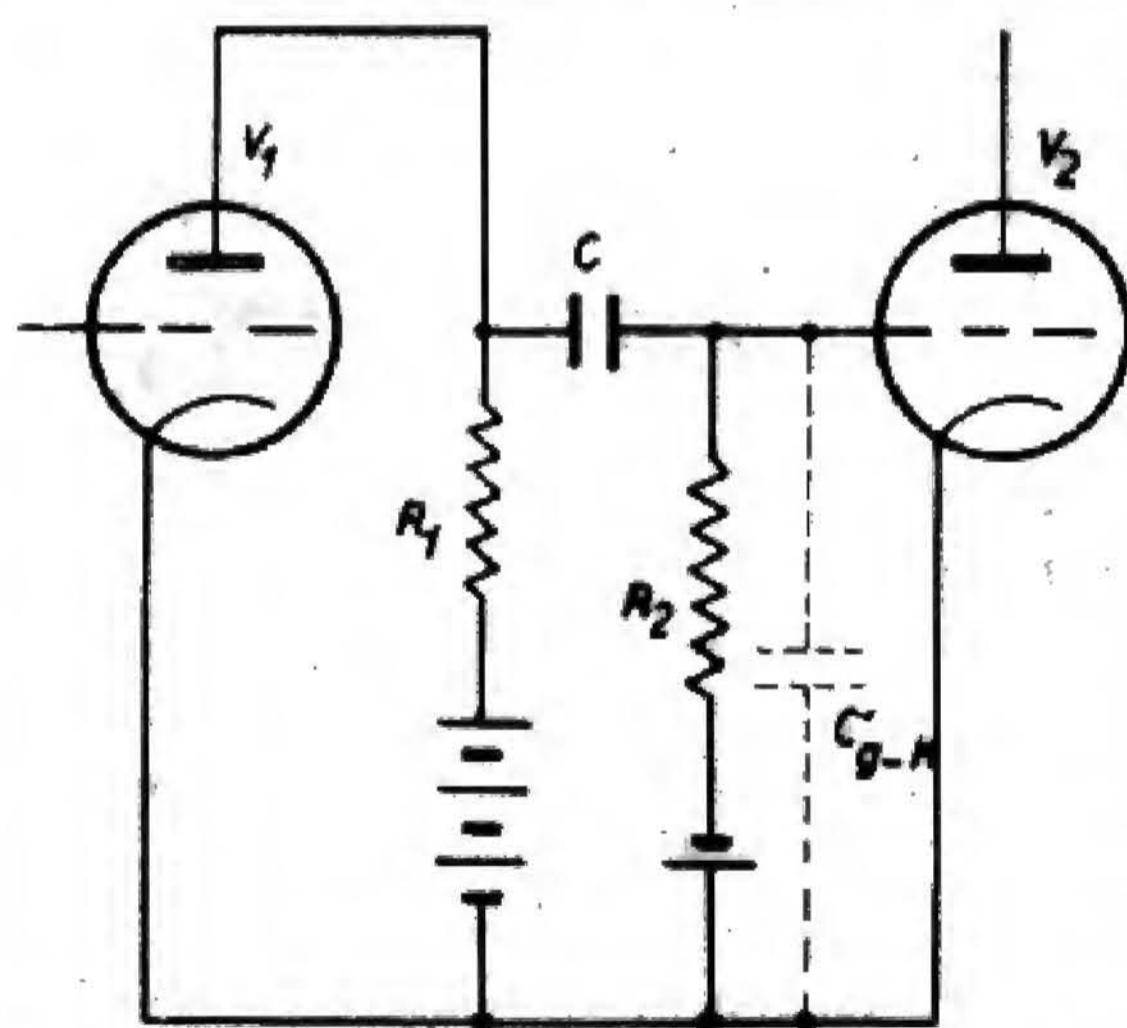


Fig. 63. - Effetto della capacità d'ingresso in uno stadio con accoppiamento R-C.

se il triodo ha un elevato fattore di amplificazione. se teniamo presente che tale capacità può trovarsi in parallelo al carico di placca di uno stadio precedente quello considerato, è comprensibile come alle alte frequenze audio l'effetto shunt prodotto sia notevole.

Facciamo un esempio numerico riferito alla fig. 63. Siano $R_1 = 50 \text{ K}\Omega$; $R_2 = 500 \text{ K}\Omega$; $C = 0,1 \mu\text{F}$; C'_{g-k} (capacità d'ingresso di

V_2 , detta anche *capacità dinamica*) = 200 pF. La frequenza del segnale da amplificare sia 20000 p/s.

Si trovi anzitutto la reattanza C'_{g-k} che indichiamo con X:

$$X = \frac{10^{12}}{6,28 \times 20000 \times 200} = 40000 \Omega = 40 \text{ K}\Omega.$$

Trascurando C ed R_2 che influiscono poco nel diminuire il carico di lavoro di V_1 , si calcoli ora l'impedenza Z derivante dal parallelo di R_1 con X:

$$\frac{1}{Z^2} = \frac{1}{R_1^2} + \frac{1}{X^2}$$

da cui:

$$Z = \sqrt{\frac{R_1^2 \times X^2}{R_1^2 + X^2}}$$

$$Z = \sqrt{\frac{50^2 \times 40^2}{50^2 + 40^2}} = 31,2 \text{ K}\Omega.$$

Come abbiamo visto, il carico effettivo V_1 alla frequenza di 20000 p/s si riduca a 31,2 K Ω per effetto della capacità d'ingresso di V_2 . Applicando alla prima valvola segnali audio compresi tra 50 ÷ 20000 p/s, è evidente che l'amplificazione alle frequenze maggiori è apprezzabilmente inferiore di quella ottenuta alle frequenze più basse.

Effetto delle capacità interelettrodiche alle A. F. — Alle altissime frequenze, cioè alle radio frequenze, le reattanze delle capacità interelettrodiche scendono a valori molto bassi. Se esse, in un certo senso, possono essere trascurate per il caso delle frequenze audio (poco interessanti, generalmente, oltre i 10 ÷ 15 Kc/s), si deve assolutamente tenerne conto quando si tratta di amplificare segnali dell'ordine di parecchie centinaia di Kc/s o più. Un amplificatore a resistenza-capacità, per esempio, non può più essere usato alle radio frequenze perché i valori delle reattanze delle capacità interelettrodiche sono talmente bassi da annullare praticamente ogni amplificatore. Infatti alle R. F. vengono adoperati soltanto amplificatori a

circuiti accordati, ovverosia amplificatori aventi in placca ed in griglia dei circuiti sintonizzati sulla frequenza da amplificare, sui quali le capacità interelettrodiche delle valvole agiscono come parti integranti delle capacità di sintonia. Solo così è possibile realizzare le alte impedenze necessarie per una efficiente amplificazione.

La capacità placca-griglia è importante in modo particolare alle R. F. perché essa rappresenta praticamente un accoppiamento tra i due elettrodi. La sua bassa reattanza tende a trasferire sulla griglia parte dell'energia esistente in placca. La tensione prodotta da tale ritorno d'energia risulta in fase con quella del segnale applicato (la tensione del generatore concorda in ogni istante, in polarità, con la tensione tra griglia e catodo causata dall'energia di placca passante per C_{g-p}). Questo fatto, chiamato *reazione*, può in certe circostanze creare uno stato d'instabilità tendente a provocare oscillazioni spontanee della valvola che così perde la sua attitudine ad amplificare.

Per ovviare all'inconveniente della reazione sono stati studiati circuiti speciali chiamati *circuiti di neutralizzazione*. Questi circuiti, però, comunemente adoperati negli stadi amplificatori degli apparati trasmettenti, sono poco soddisfacenti quando vengono usati nei radioricevitori. Il problema ha trovato migliore soluzione con la creazione di un nuovo tipo di valvola avente una bassissima capacità C_{g-p} . Tale valvola ha quattro elettrodi, invece di tre, ed è chiamata *valvola a griglia schermo o tetrodo*.

72 Il tetrodo.

La capacità anodo-griglia di una valvola può essere ridotta ad entità trascurabile inserendo una seconda griglia tra la griglia principale e la placca (d'ora in poi la griglia vera e propria verrà distinta da altre col nome di *griglia di controllo*). Questa seconda griglia, detta *griglia schermo*, non ha la funzione di far variare la corrente elettronica in dipendenza di una tensione oscillante ad essa applicata, ma bensì il compito di schermare, cioè di isolare elettrostaticamente, la griglia di controllo dalla placca.

Alla griglia schermo solitamente si dà un potenziale positivo costante che è circa $1/2$ o $1/3$ di quello dato alla

placca. Tale potenziale è ricavato dalla stessa batteria anodica. La corrente assorbita dalla griglia schermo (in fondo, dal punto di vista statico, essa si comporta come una placca) è mediamente quattro o cinque volte inferiore a quella della placca. Se la tensione di griglia schermo è ricavata per caduta attraverso una resistenza collegata al positivo della batteria di placca, è necessario porre tra la stessa griglia schermo ed il catodo una capacità sufficientemente grande in modo da presentare una bassa reattanza alla frequenza da amplificare.

A causa della presenza della griglia schermo, la tensione di placca non può più agire efficacemente sul valore della corrente di placca. In una valvola a quattro elettrodi, dunque, sia la corrente media sia le variazioni della corrente di placca hanno valori piuttosto piccoli se paragonati a quelli di un triodo. In compenso, però, si hanno i seguenti vantaggi:

a) l'azione elettrostatica della placca sulla griglia controllo è molto piccola, per cui la capacità d'ingresso del tubo differisce di poco dalla normale capacità griglia-catodo. Ciò consente di amplificare efficacemente segnali di frequenza più elevata.

b) Una forte variazione di tensione di placca provoca solo una piccola variazione di corrente di placca, per cui la stessa variazione di corrente di placca può essere ottenuta da una piccolissima variazione di tensione della griglia controllo: ciò equivale ad avere un elevato coefficiente di amplificazione. Valori di μ intorno a 1000 sono comuni per le valvole a griglia schermo.

L'amplificazione effettiva ricavabile da un tetrodo non è però così grande come il suo coefficiente di amplificazione farebbe pensare. Infatti, il debole effetto della tensione di placca sulla corrente relativa è indice che anche la resistenza interna è aumentata. Ricordando che il fattore più significativo per l'amplificazione di una valvola è la sua conduttanza mutua, ed esprimendo tale conduttanza mutua in funzione degli altri due parametri μ ed R_i si può constatare che:

$$G_m = \frac{\mu}{R_i}$$

Essendo, quindi, aumentati entrambi i fattori determinanti della conduttanza mutua è ovvio che questa non possa risultare, in linea generale, molto maggiore di quella di un triodo.

73 Il pentodo.

Quando gli elettrodi emessi da un catodo, avendo acquistato apprezzabile velocità nell'interno della valvola, colpiscono la placca, essi espellono da questa alcuni degli elettroni che le appartengono. Tali elettroni vagano nello spazio circostante costituendo quanto viene definito col nome di *emissione secondaria*.

In un triodo gli elettroni secondari vengono respinti nuovamente sulla placca dalla carica negativa della griglia, e quindi non procurano inconvenienti. In un tetrodo, invece, essi vengono attratti dalla carica positiva della griglia-schermo, facendo nascere tra questa e la placca una debole corrente inversa che nuoce ai fini dell'amplificazione.

Per ovviare all'effetto dell'emissione secondaria si è pensato d'introdurre nel tubo, fra la griglia schermo e la placca, una terza griglia chiamata *griglia di soppressione* o semplicemente *soppressore*. Questa griglia di solito viene collegata direttamente al catodo, oppure è polarizzata con una piccola tensione negativa. Il soppressore respinge sulla placca gli elettroni che da questa si dipartono, non ostacolando apprezzabilmente il normale scorrere della corrente di placca. Si è così creato il tubo a cinque elettrodi o *pentodo* che a poco a poco ha soppiantato quasi completamente il tetrodo, sostituendolo in tutti quegli usi in cui il triodo è ritenuto non conveniente.

Vi sono pentodi costruiti espressamente per le basse frequenze ed altri costruiti espressamente per alte frequenze. Nei primi il soppressore rimane collegato al catodo internamente al bulbo, mentre nei secondi esso è portato fuori, onde sia effettuabile, secondo i casi, il collegamento più opportuno.

A parità di potenza d'uscita, il pentodo dà maggiore distorsione del triodo per il fatto che la sua caratteristica anodica è meno rettilinea. Al fine di ridurre al minimo

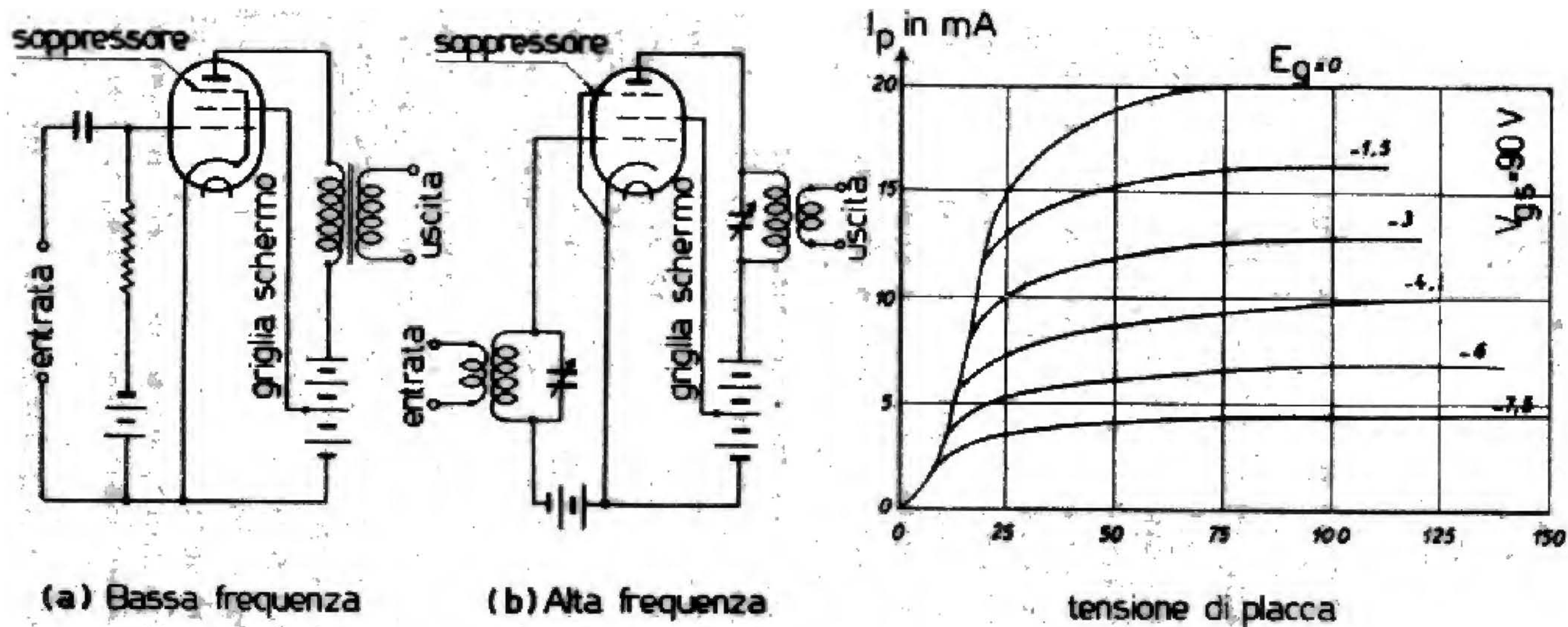


Fig. 64. - Circuiti amplificatori con pentodo e caratteristiche anodiche di questo.

tale distorsione, il carico di placca viene tenuto alcune volte inferiore al valore della resistenza interna (mediamente dalle sette alle dieci volte).

In fig. 64 sono dati due esempi di impiego del pentodo, uno per applicazioni di bassa frequenza ed uno per applicazioni di alta frequenza. Unitamente è stata riportata una serie di curve per caratteristica anodica relative ad una valvola di questo tipo.

74 Valvole a μ variabile.

La conduttanza mutua di un tubo elettronico diminuisce con l'aumentare del negativo di griglia, sempreché le tensioni agli altri elettrodi rimangano costanti. Si può quindi regolare l'amplificazione di uno stadio variando il potenziale della griglia controllo. Questo metodo è universalmente adoperato negli amplificatori di radio e media frequenza dei radioricevitori, i quali sono soggetti a lavorare con segnali in arrivo di varia ampiezza.

I normali pentodi hanno caratteristiche a *interdizione brusca*, cioè in essi la corrente anodica scende rapidamente a zero con l'aumentare del negativo di griglia. Tale fatto, in presenza di segnali fortissimi, causa elevata distorsione perché le escursioni di tensione compiute dalla griglia durante i semicicli negativi degli stessi segnali portano facilmente la placca all'interdizione, producendo un forte rattrappimento dei semiperiodi negativi della corrente di placca.

Onde evitare l'inconveniente accennato, sono stati creati, per i ricevitori, dei pentodi aventi caratteristiche mutue molto raccordate alla base. In questi tubi la corrente anodica scende più lentamente, permettendo così un funzionamento sufficientemente regolare anche con segnali di notevole ampiezza (come potrebbe essere, per esempio, quello della radioemittente locale). Le valvole in questione sono conosciute col nome di pentodi a *interdizione lenta* oppure a μ *variabile*. Esse infatti dispongono di un coefficiente di amplificazione che è inversamente proporzionale — grosso modo — alla polarizzazione di griglia. Un circuito speciale, alimentato dallo stadio rivelatore, provvede a generare una tensione negativa per le griglie che è tanto

maggiore quanto più forte è il segnale d'antenna. Il ricevitore in tal modo ha la possibilità di autoregolare la propria amplificazione fornendo una resa più costante per le varie stazioni ricevute.

Il circuito accennato è chiamato a *controllo automatico di volume* (c.a.v.).

L'elemento costruttivo più evidente che distingue il pentodo a interdizione brusca da quello a interdizione lenta è la forma della griglia di controllo, che nel secondo tipo è avvolta a spirali diradate al centro e infittite agli estremi. La figura 65, in cui è mostrata la disposizione delle varie griglie in un pentodo, permette di notare questa forma. Nella stessa figura sono riportate due curve per caratteristica mutua appartenenti ai due diversi tipi di pentodo.

Come si può facilmente osservare, la curva relativa al pentodo a interdizione lenta è pressoché rettilinea fino ad un potenziale di griglia di circa -3 volt. Ciò vuol dire che fino a questo potenziale la conduttanza mutua del tubo (pendenza del tratto di curva entro cui si sposta il punto di lavoro) rimane costante. Se però facciamo aumentare ulte-

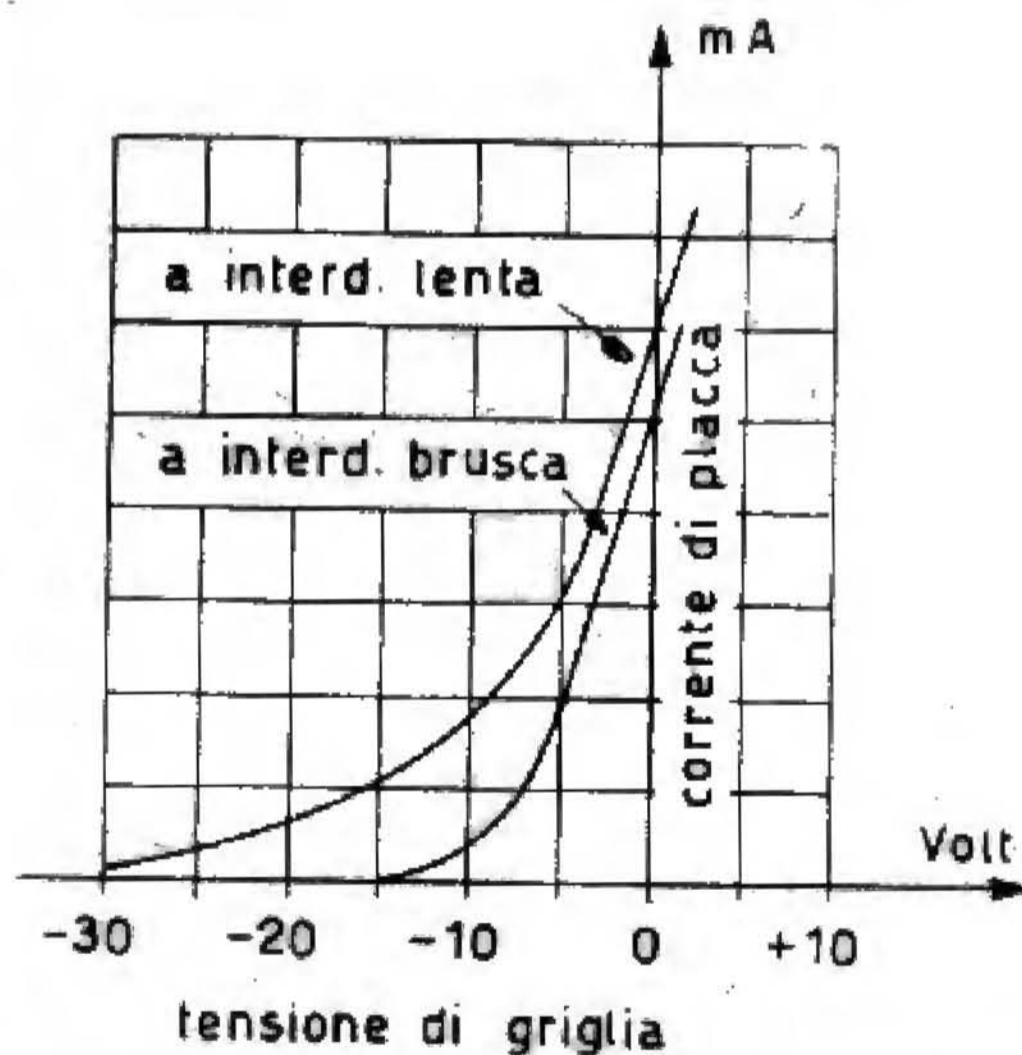
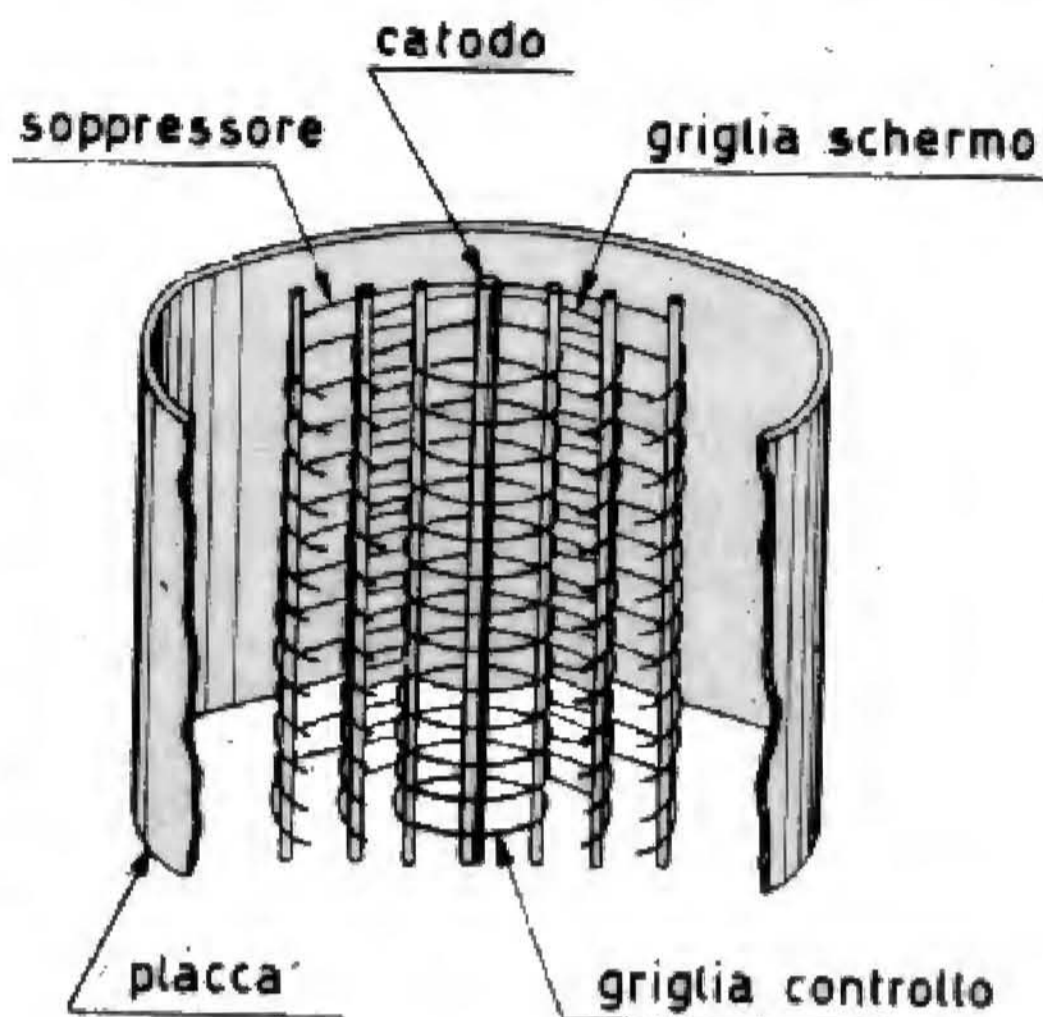


Fig. 65. - Struttura interna di un pentodo a μ variabile.

riormente il negativo di griglia, la pendenza della curva diminuisce progressivamente e con essa la conduttanza mutua. Nella curva dell'altro pentodo avvengono più o meno le stesse cose, ma la variazione di pendenza è più rapida; se il segnale si trova ad agire nel gomito, la distorsione d'ampiezza che ne può risultare è notevole.

75 Tetrodi a fascio.

Un tipo speciale di tetrodo molto in uso è quello detto a *fascio elettronico*. Si tratta di una valvola che si comporta come un pentodo pur non avendo la griglia di soppressione. Ha però, in sua vece, due piastrine metalliche collegate al catodo e funzionanti da concentratori degli elettroni che da questo si dirigono verso la placca. Tale con-

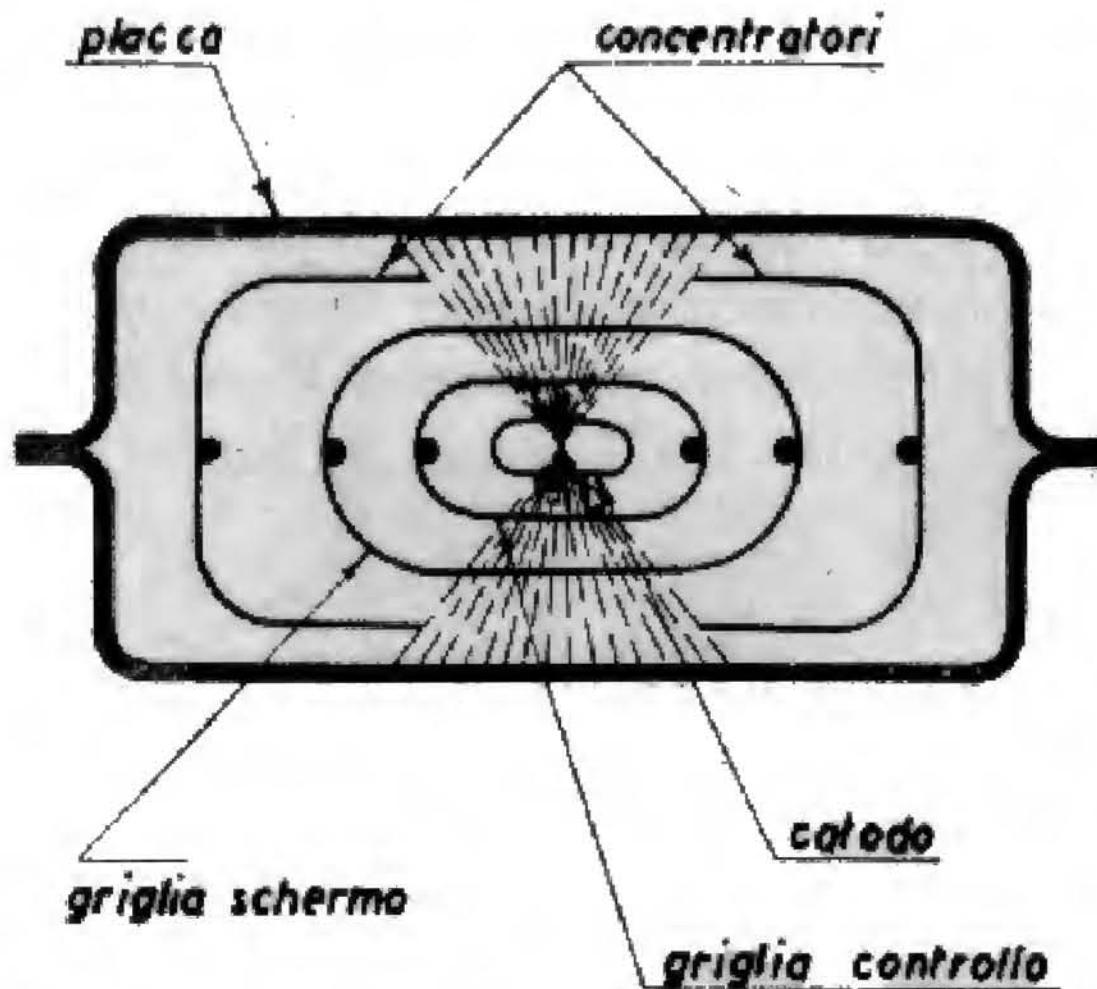


Fig. 66. - Struttura interna di un tetrodo a fascio.

centrazione è ottenuta dividendo il flusso elettronico in due fasci, ampi circa 90° , orientati verso la placca secondo due direttrici opposte (vedi fig. 66). Altro particolare importante è che le spirali della griglia schermo sono in eguale numero delle spirali della griglia controllo, e sono situate in modo

che ciascuna di esse si trovi in corrispondenza di ciascuna spirale della griglia controllo, sullo stesso raggio ortogonale del catodo. La distanza a cui è tenuta la placca dalla griglia schermo è molto maggiore di quella esistente tra la griglia schermo e la griglia controllo.

I tetrodi a fascio, in virtù della loro costruzione e dei moderni materiali impiegati, consentono forti correnti di placca a tensioni relativamente ridotte. Essi possono lavorare anche con la placca a potenziale più basso di quello

dello schermo. La loro *sensibilità di potenza*, cioè il prodotto μG_m che corrisponde al rapporto tra la potenza di uscita ed il quadrato della tensione del segnale che la produce, è molto elevata. Vengono costruiti sia per audio frequenze che per radio frequenze.

76 Valvole per scopi speciali.

Esistono attualmente in commercio parecchi tipi di valvole multiple che svolgono più di una funzione, specialmente nei circuiti destinati alla radioricezione. Per la maggior parte si tratta di due elementi uguali, diodi, triodi o pentodi, contenuti nello stesso bulbo ed aventi o il catodo in comune o due catodi diversi con un comune riscaldatore. Vi sono anche tipi comprendenti un triodo ed un pentodo, oppure un doppio diodo ed un triodo.

Per gli apparecchi riceventi del tipo supereterodina sono state create delle valvole speciali (convertitrici) aventi una placca, un catodo e cinque o sei griglie. Nella maggior parte di queste valvole le prime due griglie svolgono la normale funzione di un triodo e le altre, assieme alla placca, costituiscono un pentodo.

Nel campo dei diodi a forte conduzione per uso di rettificazione della corrente alternata, vengono spesso adoperati tubi con un piccolo contenuto gassoso. Si tratta dei diodi a *vapor di mercurio*. Essi lavorano con il principio seguente: per un dato valore della corrente di placca, la potenza perduta in un diodo può essere diminuita se si può ridurre la caduta di tensione interna tra la placca ed il catodo. Una piccola quantità di mercurio introdotta nel bulbo, vaporizzando con il calore prodotto dal riscaldatore, causa la ionizzazione dello spazio circostante quando alla placca viene applicata la tensione. Gli ioni positivi neutralizzano la carica spaziale e conseguentemente riducono la resistenza interna del tubo. La caduta di tensione assume così il valore pressoché costante di circa 15 V, indipendentemente dal valore della corrente di placca. Essendo questa caduta notevolmente inferiore a quella verificabile nei diodi rettificatori a vuoto, anche la perdita di potenza viene proporzionalmente ridotta.

I diodi a vapor di mercurio sono particolarmente usati nei grossi complessi di rettificazione che debbono alimentare apparati trasmettenti con elevate correnti di placca. Queste valvole, in genere, richiedono una speciale precauzione, e cioè l'alta tensione alle placche deve essere data solo quando l'evaporazione del mercurio è quasi completa. A seconda dei tipi, un intervallo di $15 \div 30$ secondi deve essere rispettato dalla chiusura del circuito di accensione alla chiusura di quello dell'A. T. Quando una di tali valvole viene messa in funzione per la prima volta, oppure riprende a funzionare dopo un lungo periodo di inoperosità, è bene sottoporla ad una preaccensione di almeno $30 \div 60$ secondi.

77 Circuiti catodici e ronzo negli amplificatori.

La maggior parte delle apparecchiature radioelettriche, facendo riferimento a quelle dotate di tubi elettronici, sono alimentate comunemente dalla rete c. a. Adeguati circuiti rettificatori, muniti di filtri di spianamento per togliere ogni residuo di componente alternata all'uscita, provvedono a fornire le correnti continue necessarie per le placche, le griglie schermo e talvolta anche per le griglie controllo. I filamenti vengono accesi da un trasformatore separato, pure collegato alla rete.

Generalmente le piccole apparecchiature, in particolar modo i radioricevitori, hanno una sola tensione continua uscente dallo stadio rettificatore. Dove è necessario, tale tensione viene ridotta mediante partitori o resistenze in serie calcolati secondo le correnti previste.

L'accensione in c. a. dei filamenti, pur essendo convenientissima a paragone di quella effettuata con c. c., dà però facilmente dei disturbi di ronzo (rumore a frequenza di rete) sull'uscita degli amplificatori se non si prendono opportune precauzioni. Tali disturbi, specialmente rilevanti con valvole a riscaldamento diretto, sono dovuti a piccole tensioni a frequenza rete che giungono sulle griglie controllo, sia attraverso i campi elettrici delle connessioni dei filamenti, sia attraverso i campi magnetici creati dalle correnti di questi.

Si può ridurre al minimo il disturbo di ronzio adottando una delle seguenti misure (fig. 67):

a) Trattandosi di valvole a riscaldamento indiretto, come è quasi sempre, mettere a massa in un punto comune del telaio di montaggio (châssis) sia il negativo della A. T. sia un estremo dell'avvolgimento di accensione.

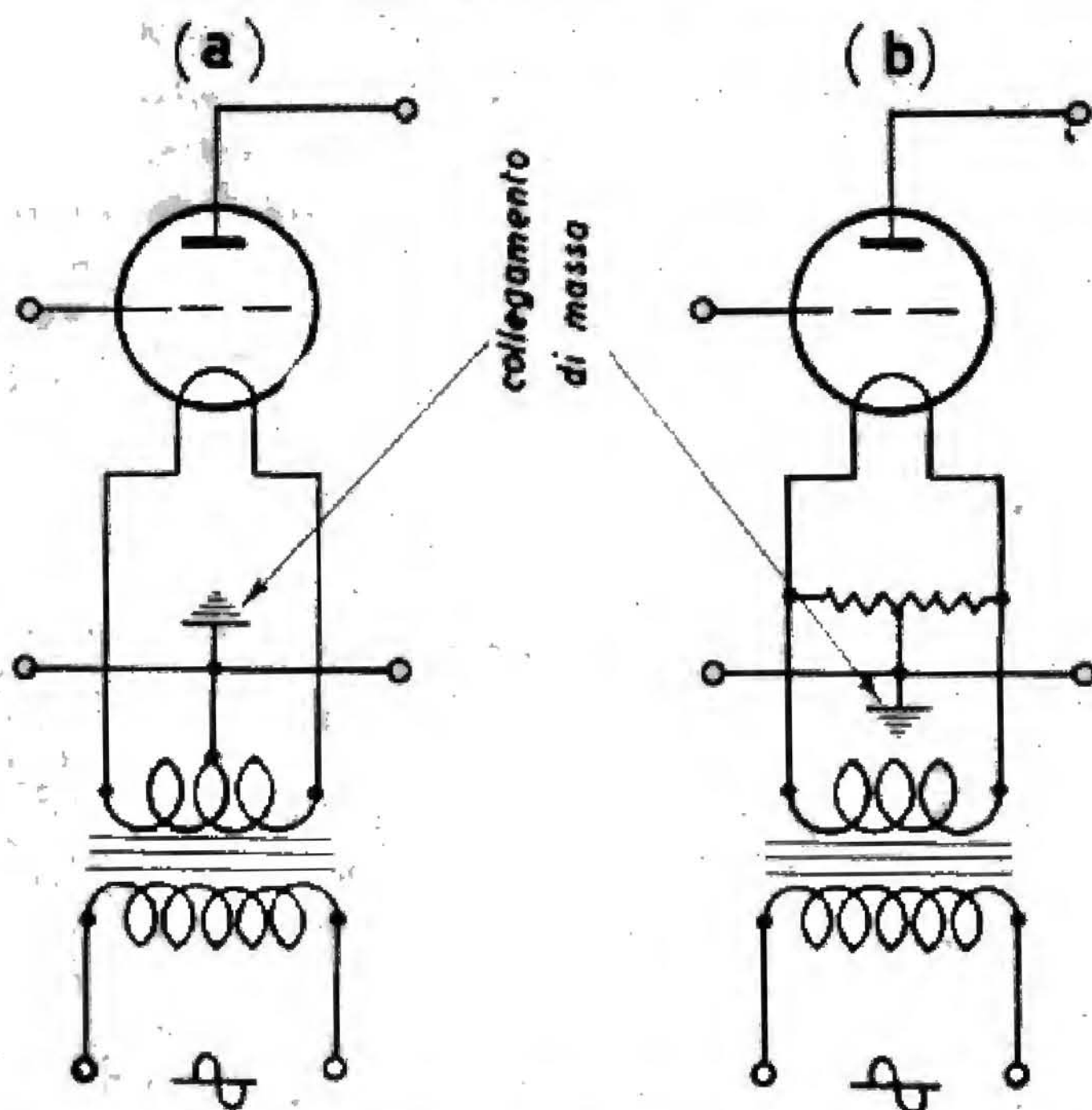


Fig. 67. - Circuiti catodici: (a) con presa centrale sul trasformatore; (b) con resistenza a presa centrale.

b) Trattandosi di valvole a riscaldamento diretto, effettuare una presa centrale sull'avvolgimento di accensione oppure disporre in parallelo ad esso un resistore a presa centrale di basso valore ohmico ($20 \div 50 \Omega$). Le prese centrali in questione vanno poste a massa.

c) Effettuare i collegamenti d'accensione con fili intrecciati e disporli più vicino possibile al telaio metallico. In questo modo sia i campi magnetici che quelli elettrostatici vengono minimizzati.

È ovvio che per i catodi delle raddrizzatrici di corrente alternata, che si trovano a potenziale di A. T. ri-

spetto a massa, non sia possibile applicare i provvedimenti di cui alle voci *a)* e *b)*.

78 Polarizzazione di griglia negli apparecchi a c.a.

In tutti gli schemi semplificati degli amplificatori finora trattati, la polarizzazione di griglia è stata indicata mediante una batteria inserita nel ritorno del circuito di griglia. Con gli apparecchi alimentati dalla rete questo sistema però non è mai usato. Invece di rendere negativa la griglia rispetto alla massa ove è collegato il catodo, si preferisce dare al catodo un potenziale positivo rispetto a massa e ritornare direttamente a questa sia la griglia che il negativo dell'A. T. Agli effetti del funzionamento della valvola il risultato è identico. Rimane solo da tener presente che, così facendo, l'effettiva tensione positiva agente sulla placca (ed eventualmente sulla griglia schermo) è quella applicata, diminuita della tensione di catodo.

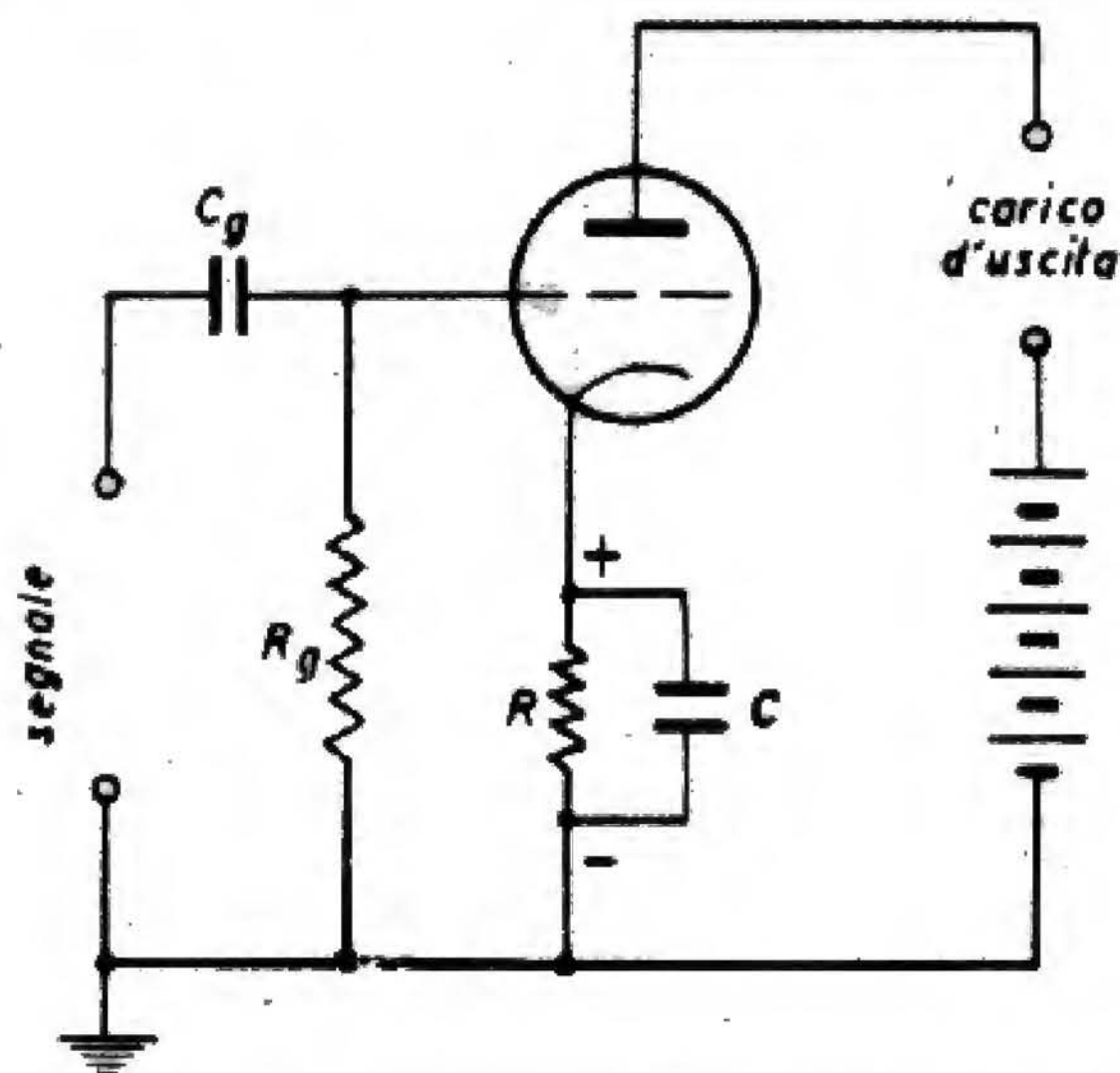


Fig. 68. - Polarizzazione attraverso il circuito catodico.

La polarizzazione positiva del catodo può essere ottenuta disponendo in serie a questo un resistore di valore opportuno. La direzione della corrente di placca è tale da rendere positivo l'estremo del resistore più vicino al catodo e negativo l'altro (vedi fig. 68).

La caduta di tensione attraverso R è provocata principalmente dal valore medio della corrente continua di placca. Se la valvola ha altri elettrodi con tensioni positive, anche le correnti di questi elettrodi percorrono il re-

sistore R e concorrono a determinare la polarizzazione della griglia.

Se la componente alternata della corrente di placca scorre attraverso il resistore di catodo mentre il tubo sta amplificando, si sviluppa ai capi di R una tensione alternata che per la sua relazione di fase fa diminuire l'effetto del segnale sulla griglia, e di conseguenza l'amplificazione. Onde evitare questo fatto si pone in parallelo al resistore di catodo un condensatore C, detto comunemente *condensatore di fuga* o di *by-pass*, tale che presenti una bassa reattanza, in paragone di R, alla frequenza da amplificare.

A seconda del tubo impiegato e delle particolari condizioni di lavoro, il resistore di catodo ha un valore generalmente compreso tra 100 e 3000 ohm. La capacità del condensatore di fuga ha di solito i seguenti valori:

per audio frequenze, $10 \div 100 \mu F$;

per radio frequenze di onde

medie e corte, $0,05 \div 0,1 \mu F$;

per frequenze ultra elevate, $0,01 \mu F$.

La polarizzazione di griglia è quindi determinata dal prodotto della totale corrente di catodo per la resistenza di catodo. A sua volta la resistenza di catodo è determinata dal rapporto tra la tensione di polarizzazione e la corrente di catodo. Siano, ad esempio, in un pentodo $I_p = 47 \text{ mA}$, I_s (corrente di griglia schermo) = 3 mA, $V_g = -10 \text{ V}$. Il resistore di catodo avrà il valore:

$$R = \frac{V_g}{I_t} = \frac{10}{0.047 + 0.003} = 200 \Omega$$

e dovrà essere in grado di dissipare una potenza pari a:

$$P = I_t^2 R = 0,05^2 \times 200 = 0,5 \text{ watt} .$$

Il sistema di polarizzazione catodica è conveniente, oltre che per il fatto di eliminare l'uso di batterie, anche per una forma di autoregolazione delle valvole. Infatti, ammesso che la corrente di placca non corrisponda esattamente al valore indicato dal costruttore, come succede qualche volta, la polarizzazione di griglia ottenuta attraverso il catodo risulta leggermente inferiore o superiore al

necessario. Ciò tende a riportare la corrente di placca al suo valore normale. Inoltre, quando la valvola invecchiando con l'uso diminuisce la propria emissione, e con questa la sua conduttanza mutua, il minor valore della corrente di placca provoca una diminuzione del negativo di griglia che riporta l'amplificazione presso a poco al valore primitivo.

79 Tensione della griglia schermo.

La tensione di griglia schermo nei tetrodi e pentodi viene generalmente ottenuta disponendo tra questo elettrodo e l'alimentatore di placca un resistore che è proporzionato, in valore ohmico e potenza dissipabile, all'eccesso di tensione dell'alimentatore e alla corrente assorbita dalla griglia schermo.

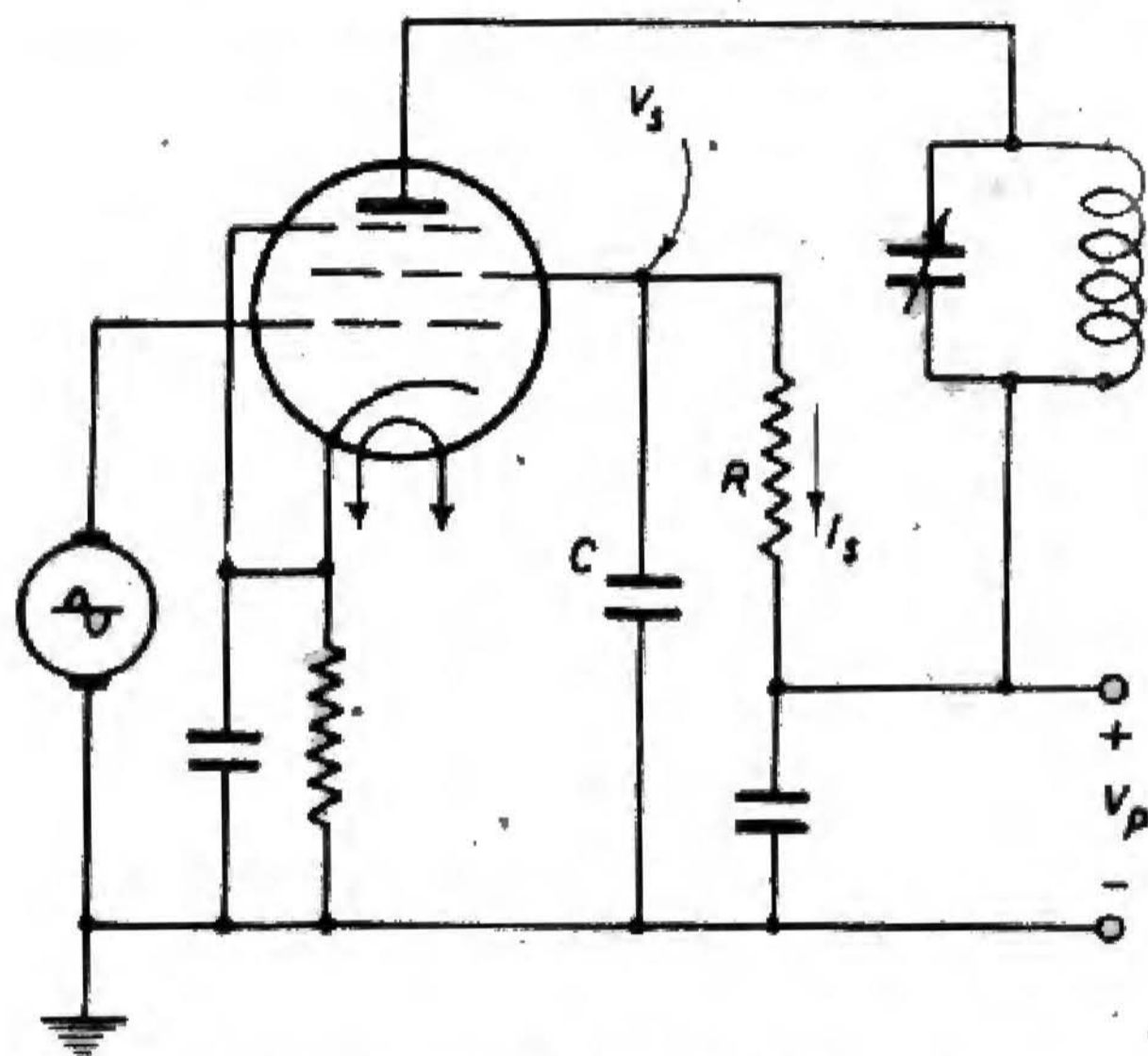


Fig. 69. - Stadio amplificatore di R.F. con pentodo.

amplificatore per radiofrequenza. In esso R è il *resistore di caduta* e C il condensatore di fuga: questo ultimo ha la stessa funzione di quello posto sul catodo.

Scorrendo attraverso R , la corrente di griglia schermo produce una caduta di tensione che abbassa la tensione dell'alimentatore di placca portandola al valore richiesto dallo schermo. Per calcolare il valore di R basta applicare la solita legge di Ohm sugli elementi noti V_p , V_s ed I_s .

Esempio: Un pentodo lavora con una tensione di placca di 250 volt, una tensione di schermo di 100 volt ed una

do e l'alimentatore di placca un resistore che è proporzionato, in valore ohmico e potenza dissipabile, all'eccesso di tensione dell'alimentatore e alla corrente assorbita dalla griglia schermo.

Nella figura 69 è mostrato un tipico circuito di

corrente di schermo di 2,5 milliampere. La caduta di tensione a cui R deve provvedere è $250 - 100 = 150$ volt. Il valore di R è quindi dato dalla relazione:

$$R = \frac{V_p - V_s}{I_s} = \frac{150}{0.0025} = 60000 \Omega.$$

La potenza che tale resistore deve poter dissipare è ricavata dal prodotto della caduta di tensione per la corrente circolante, ossia:

$$P = 150 \times 0,0025 = 0,375 \text{ watt.}$$

Sarà usata una resistenza ad impasto della portata di 0,5 watt.

La reattanza del condensatore di fuga C deve essere bassa in confronto della resistenza di caduta. Per circuiti di bassa frequenza, a seconda che R abbia il valore di alcune migliaia o alcune decine di migliaia di ohm, saranno usati condensatori aventi rispettivamente capacità dell'ordine di $8 \div 20 \mu\text{F}$ oppure dell'ordine $0,5 \div 2 \mu\text{F}$.

80 Reazione negli amplificatori.

Come si è spiegato finora, c'è più energia nel circuito di placca di una valvola di quanta ve ne sia nel circuito di griglia. Se si prende una parte dell'energia di placca e la s'introduce nel circuito di griglia, si provoca nell'amplificatore un fenomeno chiamato *reazione*.

Vi sono due tipi di reazione. Se la tensione introdotta nella griglia è *in fase* con la tensione del segnale a questa applicato, la reazione è detta *positiva*. Di ciò abbiamo visto un esempio nel paragrafo 71. Se la stessa tensione è 180° fuori fase rispetto al segnale di griglia, la reazione è chiamata *negativa*. Un caso di reazione negativa è quello del resistore di catodo non by-passato di cui si è parlato nel paragrafo 78.

Reazione negativa. — L'effetto principale della reazione negativa in un amplificatore è, in linea di massima, quello di ridurre l'amplificazione. Ciò è dovuto al fatto che il segnale proveniente dalla placca si oppone al se-

gnale di griglia riducendo l'ampiezza della tensione alternata che agisce tra la griglia ed il catodo. Vi sono però altri effetti, che ora descriveremo, i quali sono a tutto vantaggio dell'amplificatore e ne compensano largamente la diminuita amplificazione. Essi sono:

a) Maggiore è il grado di reazione negativa (si dice anche *controreazione*), maggiore è l'indipendenza dell'amplificatore dalle caratteristiche della valvola e dalle condizioni del circuito. Ciò migliora il responso di frequenza dell'amplificatore, ossia rende più uniforme il suo comportamento alle varie frequenze per cui è destinato a lavorare.

b) Qualsiasi distorsione prodotta dal circuito di placca tende ad annullarsi quando una parte della tensione di uscita è riportata all'entrata della valvola. Ciò è particolarmente utile nel campo delle audio frequenze elevate perché gli organi induttivi solitamente adoperati nell'uscita dell'amplificatore producono facilmente l'esaltazione delle armoniche del segnale. Il circuito mostrato in (a) della fig. 70 può essere usato sia per generare reazione positiva

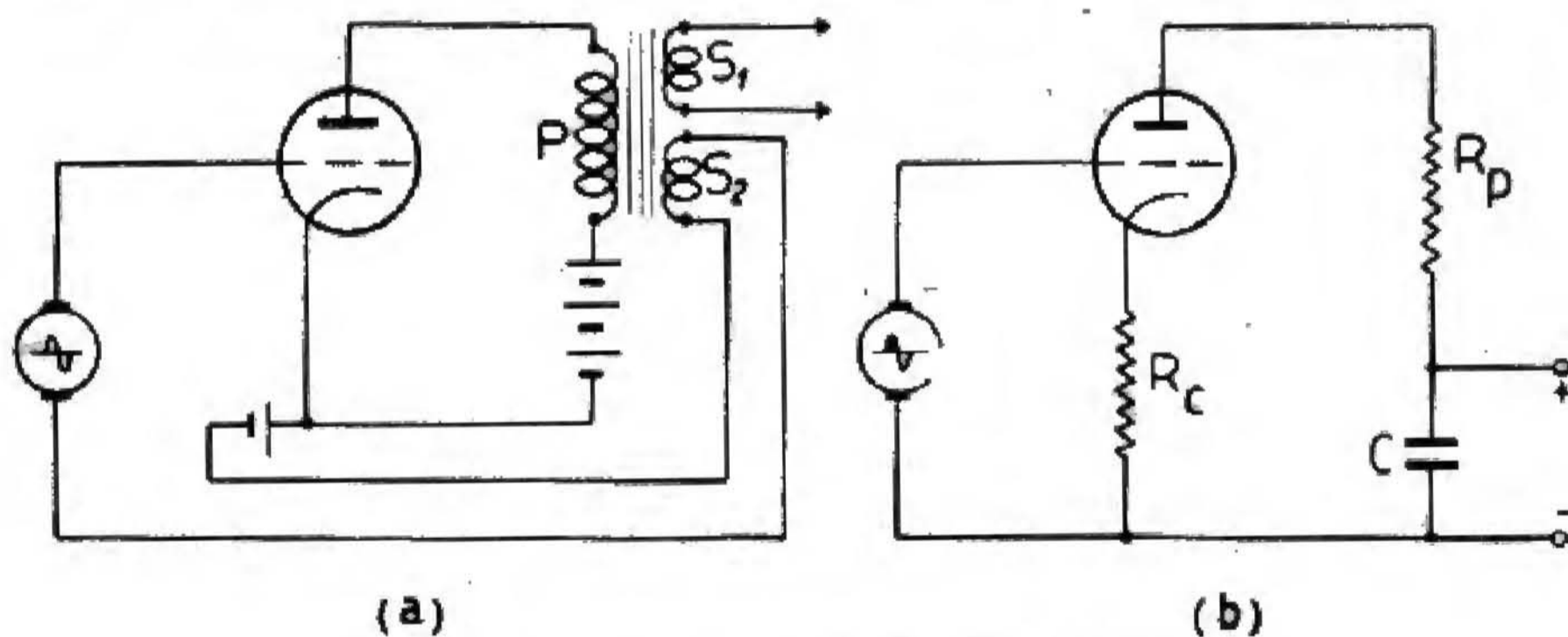


Fig. 70. - Stadi amplificatori con reazione.

sia per generare reazione negativa. Uno dei secondari del trasformatore d'uscita è in serie con il circuito d'ingresso. Invertendo i capi di questo secondario o quelli del primario si può invertire la fase del segnale riportato in griglia producendo l'uno o l'altro tipo di reazione. Il grado della reazione è determinato dall'entità della tensione trasferita, cioè in questo caso dalle spire del secondario rispetto a quelle del primario.

Il circuito (b) dà solo reazione negativa. La resistenza R_c si trova in serie alla resistenza R_p , per quanto riguarda il catodo e rappresenta quindi una parte del carico della valvola. La reattanza del condensatore di fuga C , posto in derivazione all'alimentatore, è trascurabile essendo la sua capacità molto grande. Si osserverà che R_c è anche in serie al tratto griglia-catodo, per cui la tensione alternata ai suoi capi è in serie con la tensione del segnale. In questo circuito la frazione di tensione d'uscita presente su R_c è in opposizione di fase con la tensione del segnale, dimodoché la reale tensione agente tra griglia e catodo è la differenza delle due.

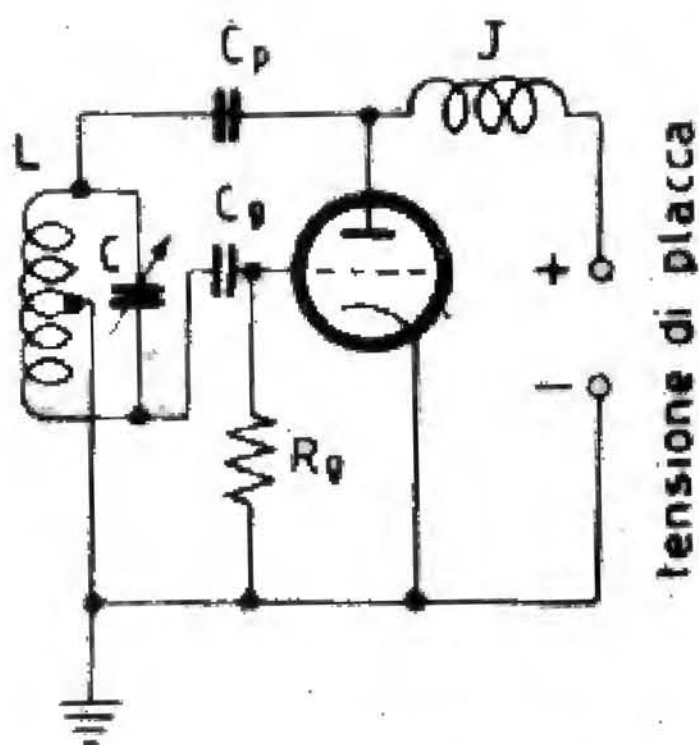
Reazione positiva. — La reazione positiva produce un aumento dell'amplificazione perché la tensione di reazione si somma con quella del segnale originario, dando luogo ad un segnale più ampio che, a sua volta, causa un aumento dell'uscita. Se c'è distorsione all'uscita, per causa del carico o per altro motivo, essa viene aumentata insieme all'amplificazione. Questa amplificazione tende ad essere massima per una particolare frequenza dipendente dalle caratteristiche del circuito.

Se l'energia trasferita dalla placca alla griglia diventa sufficientemente grande, può nascere alla frequenza accennata una oscillazione che si autosostiene rendendosi indipendente dal segnale che in un primo tempo l'ha generata.

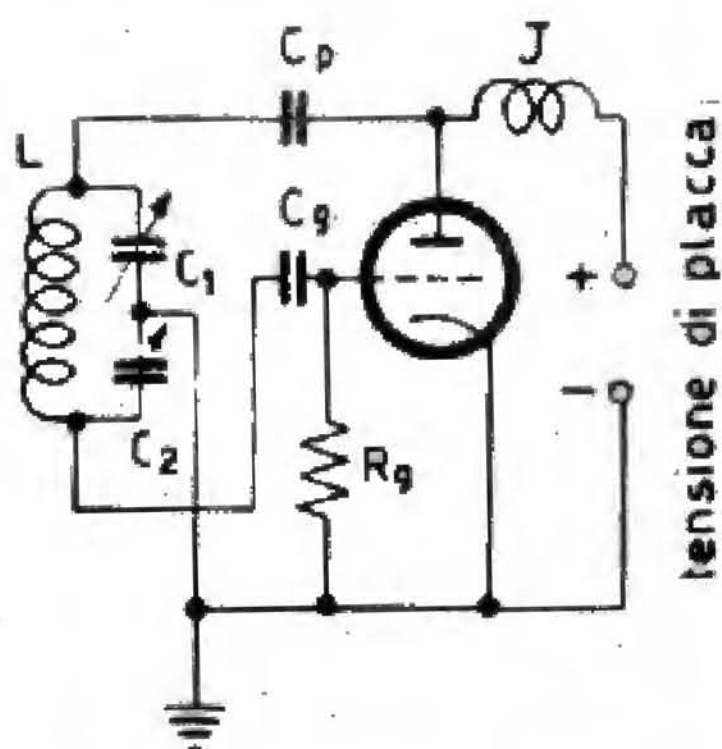
L'innescò delle oscillazioni è anche provocato senza l'ausilio del segnale sulla griglia. Ogni perturbazione o piccola irregolarità della corrente di placca può gradualmente esaltarsi per mezzo della griglia fino al punto da creare lo stato d'innescò permanente. Naturalmente ciò non è desiderabile in un amplificatore ma può essere opportuno in altri circuiti. La reazione positiva trova infatti la sua applicazione in speciali circuiti detti *oscillatori*, i quali sono destinati a produrre energia sia a frequenza audio che a radio frequenza.

81 Oscillatori.

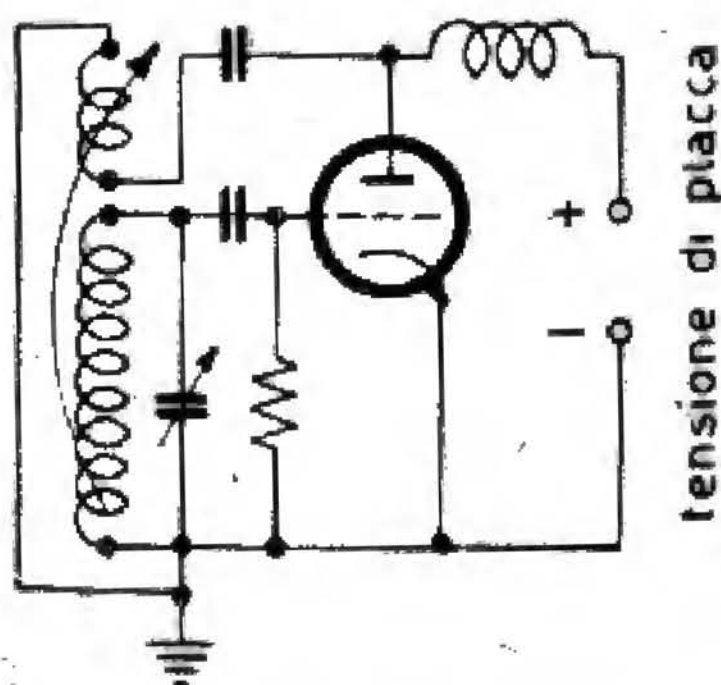
Si è detto che un amplificatore provvisto di sufficiente reazione positiva può generare autooscillazioni. Normalmente tali oscillazioni avvengono ad una sola frequenza e



(a) Circuito Hartley



(b) Circuito Colpitts



(c) Circuito Reinartz

Fig. 71. - Circuiti oscillanti fondamentali.

tale frequenza è ottenuta con un circuito su essa sintonizzato.

Nella fig. 71 a, per esempio, il circuito LC è accordato alla frequenza desiderata. Ai capi di esso, attraverso i condensatori d'accoppiamento C_p e C_g , sono connesse rispettivamente la placca e la griglia della valvola. La presa intermedia della bobina è collegata al catodo. Una volta innescate le oscillazioni, si crea ai due estremi del circuito LC una tensione alternata. In qualsiasi istante, se l'estremo superiore di L è positivo, l'altro estremo è negativo. Nel punto della presa, però, si stabilisce nel medesimo istante un potenziale che è negativo rispetto all'estremo superiore e positivo rispetto a quello inferiore. In sostanza, la tensione totale ai capi di L può essere considerata come se fosse composta da due parti, di cui una appartenente al circuito placca-catodo e l'altra al circuito griglia-catodo. Tali due tensioni viste da un lato della bobina, son fra loro in fase, cioè si sommano, e questa è la condizione necessaria perché il circuito possa oscillare.

Il grado di reazione dipende dalla posizione della presa sulla bobina. Se però detta presa è troppo vicina a uno dei due estremi, le oscillazioni stentano ad innescarsi ed il circuito può anche non funzionare. La posizione che dà la mas-

sima reazione positiva si trova in prossimità della spira centrale.

La resistenza di griglia R_g , detta *resistenza di fuga*, ha lo scopo assieme a C_g di permettere alla valvola di crearsi il proprio potenziale di lavoro. Infatti, quando il lato di griglia del circuito accordato diventa positivo rispetto al catodo, la griglia attrae elettroni da questo. Tali elettroni non possono scorrere attraverso L , per ritornare al catodo, a causa della presenza di C_g . Essi perciò sono obbligati a passare attraverso R_g permettendo la formazione di una caduta di tensione c. c. che polarizza negativamente la griglia. L'ampiezza del potenziale di griglia è determinata dal prodotto corrente di griglia per resistenza di griglia. Il valore di R_g dipende dal tipo di valvola usata e dalla potenza delle oscillazioni che da essa si desidera ottenere. Generalmente sono adattati valori compresi tra alcune migliaia ed alcune decine di migliaia di ohm.

Il circuito rappresentato in (b) della figura 71 è molto simile al precedente, con la differenza che il frazionamento della tensione oscillante ai capi di L è affidato ai due condensatori C_1 e C_2 . L'effetto reattivo è regolato dal rapporto tra le reattanze di questi due condensatori, cioè dalla loro capacità. Affinché la frequenza delle oscillazioni del circuito non cambi, la somma delle due capacità, considerata in serie, deve però rimanere costante; ciò vuol dire che se una di esse viene aumentata per modificare la reazione, l'altra deve essere ridotta al fine di riportare ai capi di L la stessa capacità totale che agiva precedentemente.

I condensatori C_p e C_g non hanno valori critici. È sufficiente generalmente che le reattanze da essi rappresentate nel circuito siano basse. Il primo, detto qualche volta *condensatore di blocco* a causa della sua funzione evidentemente separatrici nei riguardi della tensione c. c. esistente sulla placca, ha una capacità di $0,01 \div 0,02 \mu\text{F}$ per frequenze di onda media, di $0,002 \div 0,005 \mu\text{F}$ per frequenze di onda corta, e di $500 \div 1000 \text{ pF}$ per frequenze di onda cortissima. Il secondo ha di solito una capacità che è dalle cinque alle dieci volte inferiore a quella di C_p .

La bobina J , chiamata spesso *impedenza* (di A. F. o di B. F. a seconda dei casi), ha il compito di costituire un carico nel circuito di placca onde provocare le necessarie

oscillazioni di potenziale che vengono utilizzate ai fini della reazione. Essa impedisce altresì che le correnti oscillanti raggiungano la sorgente di alimentazione. L'induttanza di questa bobina è molte volte superiore a quella della bobina L. Per un ottimo funzionamento occorre che essa abbia una bassa resistenza ohmica e risuoni, con la propria capacità residua (capacità distribuita delle spire + capacità verso massa $\cong 1 \div 10$ pF, nei casi ordinari di A. F.), alla frequenza delle oscillazioni.

Un altro tipo di oscillatore è quello mostrato in (c) della figura 71. In esso l'accoppiamento dei circuiti di placca e griglia è ottenuto indirettamente tramite due bobine; l'una più grande è accordata, l'altra più piccola è aperiodica. La mutua induzione tra le due regola il trasferimento dell'energia reattiva necessaria alla produzione delle oscillazioni. La giusta relazione di fase fra la tensione induttrice di placca e la tensione indotta di griglia è stabilita dal senso dei due avvolgimenti; nello schema riportato questo deve risultare concordante. Il circuito accordato può anche essere posto sulla placca e la bobina di accoppiamento sulla griglia senza che ciò provochi variazioni apprezzabili del funzionamento dell'oscillatore.

Tutti e tre gli oscillatori di cui abbiamo parlato sono *alimentati in parallelo*. Ciò significa che l'energia c. c. occorrente al funzionamento della valvola è fornita in derivazione al circuito reattivo che trasferisce l'energia c. a. dalla placca alla griglia. La componente alternata della corrente di placca scorre quindi verso il catodo per via diversa da quella eseguita dalla componente continua.

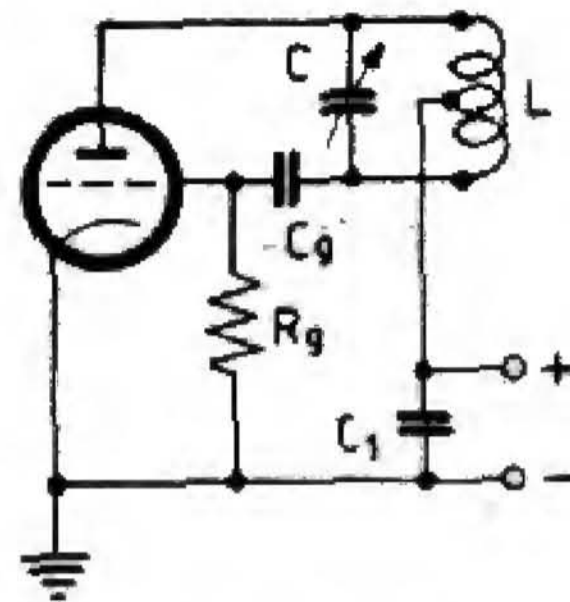
È possibile però dare alle due componenti in argomento un percorso comune. Si hanno così i circuiti della fig. 72 nei quali, come si vede, sono stati soppressi l'impedenza J ed il condensatore di blocco C_p . In aggiunta si nota invece il condensatore in fuga C_1 che è messo in parallelo all'alimentatore anodico per offrire alla componente alternata di placca una via più agevole verso il catodo che non quella costituita dalla sorgente di tensione c. c.

L'oscillatore in (b) è una variante di quello in (a) in quanto la placca e la griglia sono ancora collegate tramite C_g e C_1 ai due estremi del circuito accordato. L'azione della placca è svolta attraverso la parte inferiore della bo-

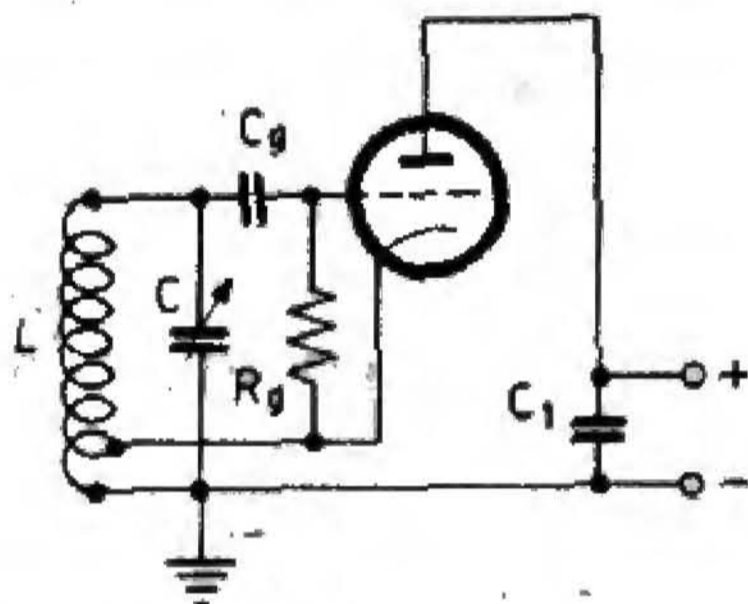
bina L , mentre l'azione della griglia ha luogo lungo la parte superiore. Il catodo è sempre situato in un punto intermedio della bobina. Il fatto che la massa, invece di essere collegata al catodo, si trovi qui su un punto del circuito sottoposto alle oscillazioni di potenziale della placca non ha alcuna importanza.

Nel circuito (c) il grado di reazione, come per il caso simile della fig. 71, è stabilito sia dal rapporto spire delle bobine L_1 e L_2 sia dall'accoppiamento di queste.

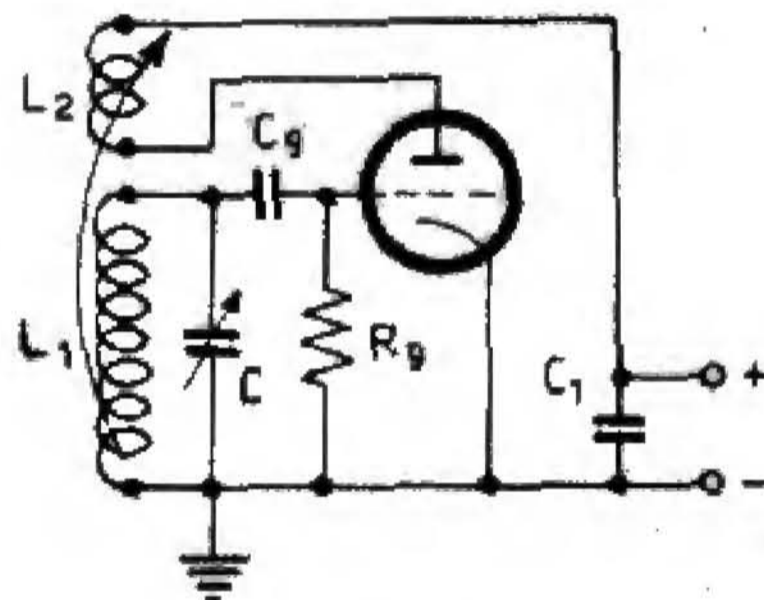
I tre circuiti ora esaminati sono definiti *ad alimentazione in serie*. Sia per essi che per i prece-



(a) Circuito Hartley



(b) Altro tipo di circuito Hartley



(c) Circuito Meissner

Fig. 72. - Circuiti oscillatori alimentati in serie.

denti il resistore di griglia R può anche essere posto in parallelo al condensatore di griglia C . La componente c. c. della corrente di griglia, così facendo, viene ad avere lo stesso percorso della componente alternata e raggiunge quindi il catodo passando per la bobina di sintonia.

82 Caratteristiche funzionali di un oscillatore.

In linea generale l'oscillatore va considerato come un dispositivo che genera potenza alternata. In qualche caso è sufficiente ricavare da esso una tensione oscillante con potenza trascurabile, che verrà poi applicata ad un amplificatore di classe A non richiedente potenza di griglia.

Quando un oscillatore deve fornire potenza ad un carico, l'aggiustamento della reazione dipende dall'entità del carico stesso. Se la reazione è troppo scarsa, cioè se l'eccitazione di griglia è troppo piccola, una leggera variazione del carico può rendere instabile il circuito, e le oscillazioni si interrompono bruscamente. D'altra parte, se la reazione è eccessiva, la corrente di griglia aumenta esageratamente facendo crescere oltre il necessario la perdita di potenza nel circuito di griglia. Perché un oscillatore abbia una buona efficienza, occorre che le perdite totali siano minime dato che esse sottraggono energia all'uscita.

Uno dei più importanti requisiti a cui si deve guardare nel progetto di un oscillatore è la stabilità di frequenza. Questa stabilità può essere menomata dai seguenti fattori:

- a) variazione della temperatura;
- b) variazione della tensione di placca;
- c) variazione del carico;
- d) variazioni meccaniche degli elementi risonanti del circuito.

Le variazioni di temperatura fanno dilatare o restringere gli elettrodi della valvola producendo un aumento o una diminuzione delle capacità interelettrodiche. Queste capacità, sia pure in minima parte, contribuiscono a determinare la frequenza di oscillazione. Un cambiamento della temperatura può anche alterare leggermente l'induttanza della bobina o la capacità del condensatore di sintonia.

Le variazioni della tensione c. c. che alimenta la placca dell'oscillatore causano uno spostamento continuo della frequenza. Questa forma di instabilità, detta *instabilità dinamica*, può essere ridotta adottando un circuito accordato ad alto Q . Dato che la valvola e il carico rappresentano una resistenza relativamente bassa in parallelo al circuito, ciò significa che si dovrà scegliere una capacità di sintonia piuttosto grande a caricare il meno possibile il circuito (vedi paragrafo 48). L'instabilità dinamica è anche correggibile usando un elevato valore di resistenza interna della valvola.

Le variazioni meccaniche, solitamente dovute a vibrazioni, fanno anche esse variare ritmicamente la frequenza del circuito agendo sia sulla bobina che sul condensatore di

sintonia. Onde ovviare a questo inconveniente è necessario effettuare un montaggio antivibrante che preferibilmente abbracci anche la valvola oscillatrice.

Per realizzare un oscillatore molto stabile in frequenza è opportuno che la tensione anodica sia relativamente bassa ($70 \div 100$ V.). La potenza c. c. dissipata dalla valvola — differenza fra la potenza di alimentazione anodica e la potenza c. a. sviluppata dall'oscillatore — risulta in questo modo minima, e quindi è minore anche il calore prodotto all'interno della valvola.

Per quanto concerne la stabilità dinamica, spesso si ricorre ad uno speciale alimentatore di placca capace di annullare o minimizzare sia le variazioni di tensione dipendenti dalla rete sia le variazioni di tensione dipendenti dalla corrente di carico.

L'accoppiamento tra il circuito dell'oscillatore e quello dell'utilizzatore deve essere minimo, affinché il primo risenta il meno possibile del carico costituito dal secondo. La reazione deve essere regolata accuratamente in modo che siano appena oltrepassate le condizioni di primo innesco.

Sia le condizioni di carico ottimo che quelle di innesco stabile possono essere verificate nel modo seguente: si inserisca, tra l'alimentatore anodico ed il morsetto d'entrata della tensione di placca dell'oscillatore, un milliamperometro con portata circa doppia della presumibile corrente di placca. A carico staccato, si metta in funzione l'oscillatore tenendo la reazione regolata in modo che non vi sia lo stato d'innesco (per casi di piccola potenza ciò è facilmente controllabile toccando con un cacciavite o con un dito la griglia del tubo: se le oscillazioni sono presenti la corrente di placca fa un brusco aumento; in caso contrario non si hanno mutamenti della corrente di placca). Si aumenti gradualmente la reazione fino a constatare una brusca diminuzione della corrente di placca. Sempre agendo sulla reazione, si porti tale corrente ad un valore circa metà di quello di disinnesco. Accoppiando ora il carico, la corrente della placca deve aumentare senza però portarsi troppo prossima al valore di disinnesco. Se le oscillazioni s'interrompono, significa che l'accoppiamento è eccessivo ed è bene quindi diminuirlo. Minore è l'aumento subito dalla corrente di placca all'inserzione del carico,

più stabile è il funzionamento dell'oscillatore in dipendenza di esso.

È sempre consigliabile che il condensatore variabile di sintonia abbia un estremo a potenziale di massa (per connessione diretta o tramite un condensatore di by-pass) in modo che l'effetto della mano di chi lo manovra non influenzi capacitivamente il circuito facendone variare la frequenza.

CAPITOLO VI.

LE PARTI DEL RADIORICEVITORE

83 Lo stadio rivelatore - Generalità.

Un'altra importante funzione del tubo a vuoto è quella della rivelazione delle radio onde modulate d'ampiezza.

Sappiamo già che tale operazione consiste nel ricavare da queste onde la componente utile di bassa frequenza.

Le principali caratteristiche di un rivelatore a valvola sono la *sensibilità*, la *linearità*, l'*impedenza d'ingresso* e la capacità a funzionare con segnali di una certa ampiezza senza produrre sovraccarico o distorsione.

Per *sensibilità* s'intende il rapporto tra la tensione di uscita che si desidera e quella d'ingresso.

Per *linearità* s'intende l'attitudine a riprodurre esattamente la forma della modulazione presente sul segnale in arrivo.

La *resistenza o impedenza d'ingresso* è la resistenza o impedenza che il rivelatore presenta al circuito a cui è collegato: è importante che tale resistenza sia elevata perché così è minimo l'assorbimento di potenza dal detto circuito.

Rivelatore a diodo. — Il più semplice rivelatore a valvola è un diodo funzionante da rettificatore della tensione oscillante fornita dal segnale. Esso lavora con lo stesso principio esposto per la rettificazione della c. a. (cap. V, paragr. 62).

Nella fig. 73 sono riportati due esempi di rivelatori, uno con diodo semplice ed uno con diodo doppio. In essi il trasformatore, costituito dalle bobine L_1 L_2 , sta al posto del trasformatore di placca, ed il resistore R_1 sta al posto del carico. Il condensatore C_1 è regolabile per accordare il secondario del trasformatore sulla frequenza del segnale: ciò permette di ricavare una maggiore tensione ed una migliore selettività. Il condensatore C_2 ha un effetto filtrante ed elimina quindi dall'uscita la componente R. F. che ancora esiste sulla tensione rettificata. La componente audio

è portata all'uscita tramite il condensatore C_3 ed il potenziometro R_2 . Quest'ultimo permette di regolare il livello sonoro o *volume* al valore desiderato.

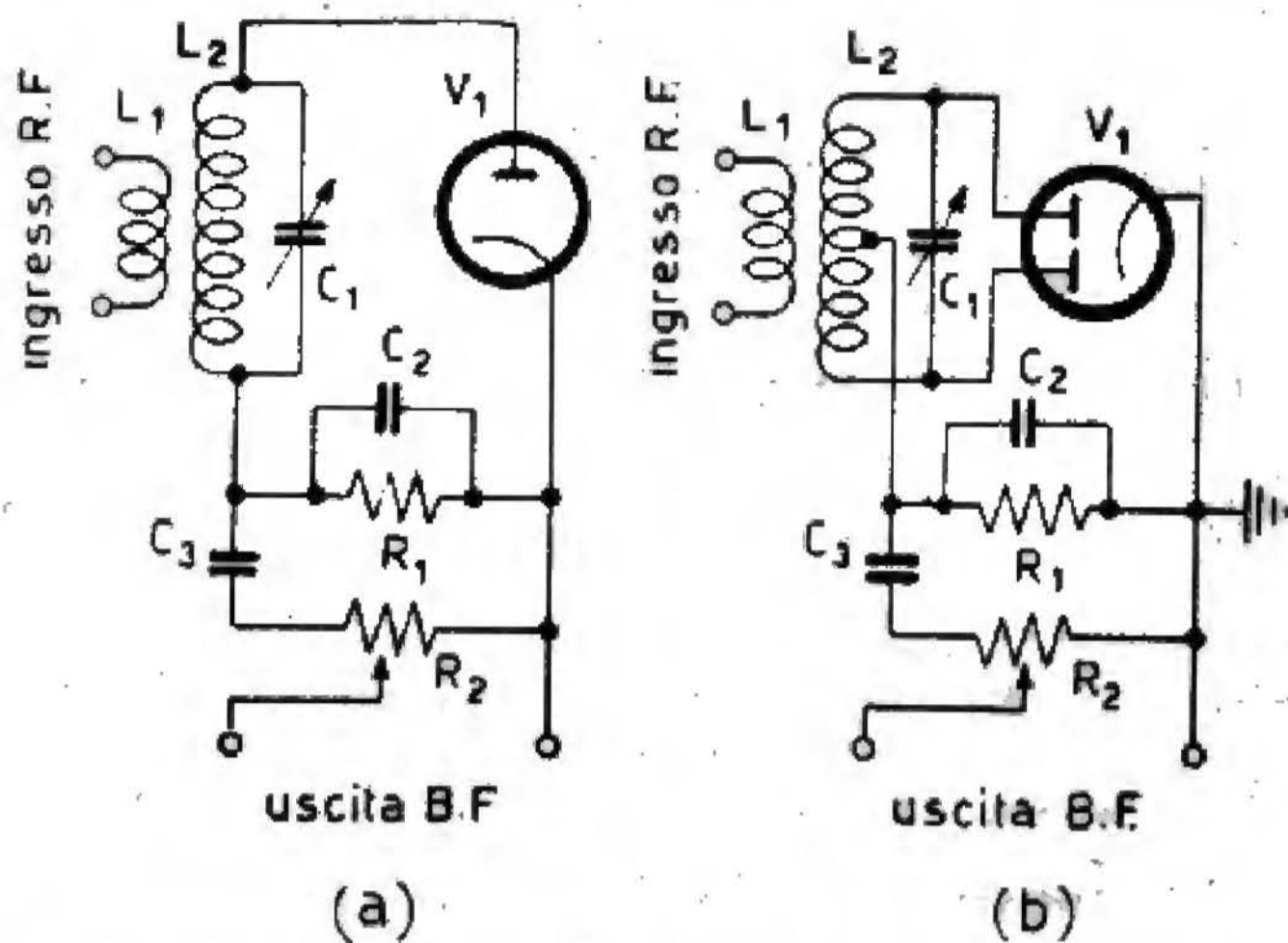


Fig. 73. - Rivelatore a diodo: (a) diodo semplice; (b) diodo doppio.

Affinché la selettività del circuito sintonizzato sia massima, occorre che l'impedenza parallelo costituita dal diodo e dagli altri organi componenti sia pure massima. Entro certi limiti ciò è possibile facendo lavorare il diodo con una corrente debolissima ($5 \div 10 \mu\text{A}$). È evidente allora che R_1 ed R_2 debbano avere elevati valori resistivi.

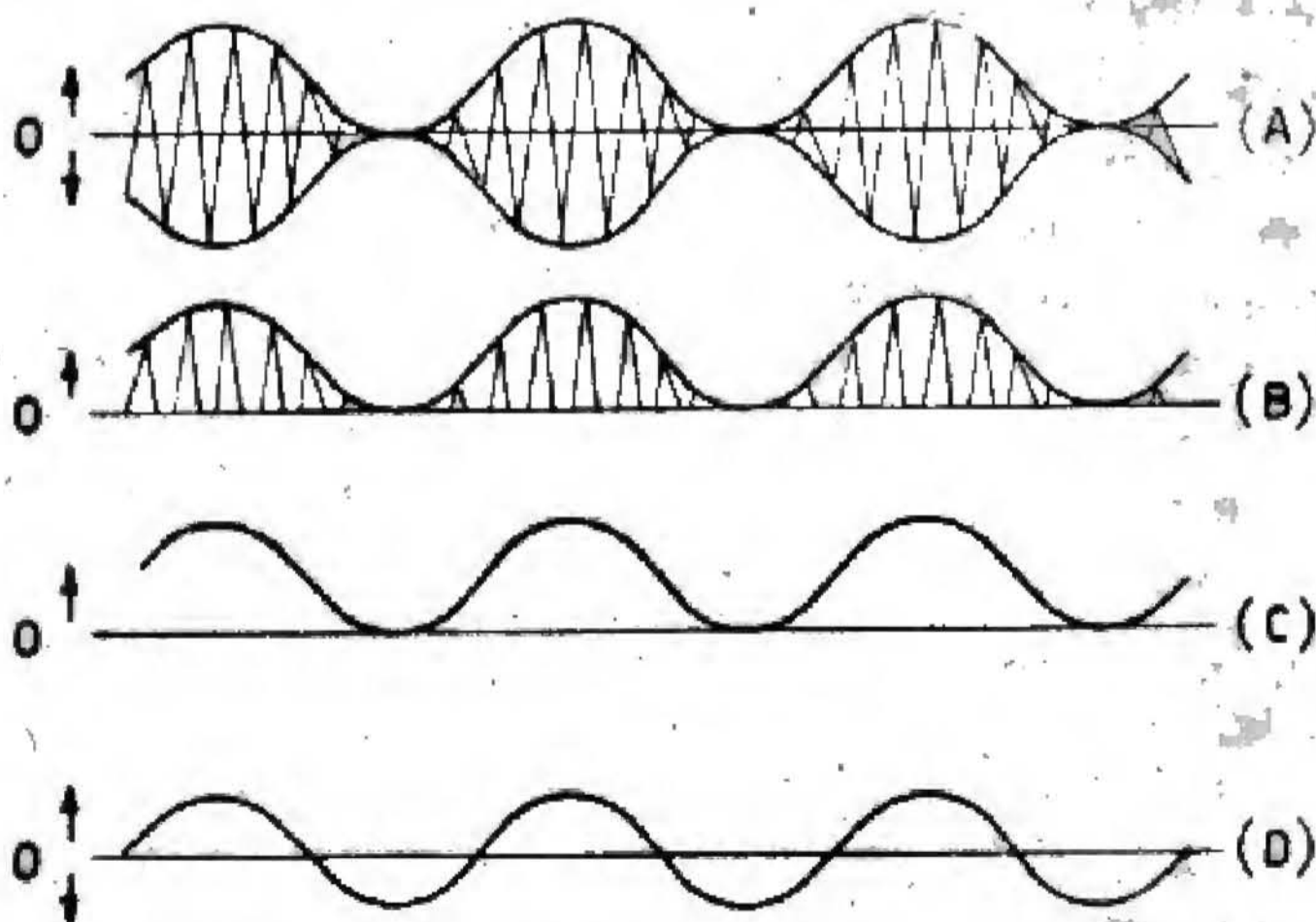


Fig. 74. - Diagrammi indicanti le varie fasi del processo di rivelazione.

Il processo della rivelazione è illustrato progressivamente dalla fig. 74. In (A) è il segnale modulato applicato al diodo: (B) indica l'andamento della corrente rettificata: (C) mostra il variare della tensione continua ai capi di R_1 e (D) è la forma della modulazione dopo il condensatore d'accoppiamento C_3 . Si osservi che questo ultimo diagramma ha un asse medio come qualsiasi grandezza alternata; nel caso di modulazione a frequenza audio costante, la forma d'onda della tensione d'uscita sarà come una comune sinusoide.

I valori normalmente usati per i componenti della fig. 73 sono:

$$C_2 = 100 \text{ pF, a carta o mica}$$

$$R_1 = 250 \div 500 \text{ k}\Omega, 0,5 \text{ watt, ad impasto}$$

$$R_2 = 1 \div 2 \text{ M}\Omega, 0,5 \text{ watt, a grafite}$$

$$C_3 = 0,02 \div 0,05 \text{ }\mu\text{F, a carta}$$

$$V_1 = \text{valvola } 6\text{H}6 \text{ (una sola sezione nel circuito } a).$$

I rivelatori a diodo non sono molto sensibili richiedendo, per ben funzionare, una tensione efficace sulla placca di almeno 1 volt. Per quanto la corrente diodica sia piccola, essa rappresenta pur sempre un certo carico di potenza che la sorgente eccitatrice deve fornire. Questi circuiti tuttavia danno una grande linearità e possono sostenere segnali anche relativamente forti senza produrre distorsioni. Essi vengono universalmente adoperati in tutti gli apparecchi radio di tipo supereterodina, nonché in quelli di altro tipo aventi almeno due stadi di amplificazione R. F.

Nel ricevitore supereterodina il rivelatore a diodo segue immediatamente l'amplificatore F. I. Il trasformatore d'ingresso in questo caso è quindi costituito dall'ultimo trasformatore di media frequenza, di cui L_1 rappresenta il primario ed L_2 il secondario.

Rivelatore di griglia. — Il rivelatore di griglia è una combinazione di un rettificatore a diodo e di un amplificatore, il tutto realizzato da un triodo o da un pentodo la cui griglia, agli effetti della rivelazione, si comporta esattamente come la placca di un diodo. Sappiamo infatti che una griglia è in grado di attrarre elettroni dal catodo

quando è resa positiva. I semiperiodi positivi di un segnale alternativo possono perciò produrre una corrente pulsante dalla griglia.

Nella fig. 75 si vedono due esempi tipici di rivelatore di griglia. La corrente rettificata che scorre attraverso il

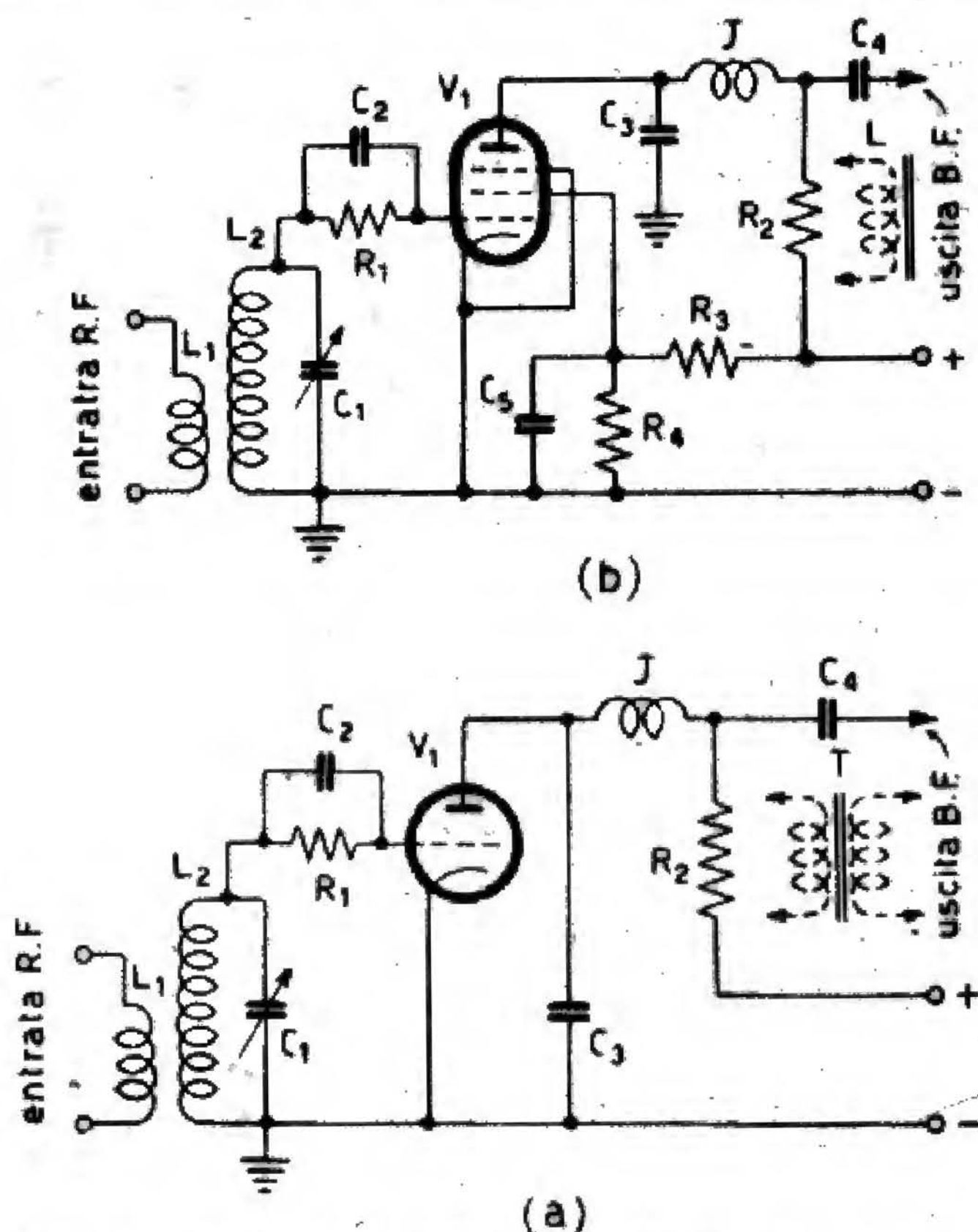


Fig. 75. - Rivelatori di griglia: (a) a triodo; (b) a pentodo.

resistore di fuga R_1 crea una tensione c. c. che polarizza negativamente la griglia rispetto al catodo. Le variazioni ad audio frequenza di tale tensione sono amplificate dal tubo in modo del tutto simile ad un comune amplificatore.

Gli organi $L_2 C_1$ hanno le solite funzioni di accordo del circuito di griglia alla frequenza del segnale da rivelare. R_2 è il resistore di carico della placca e C_4 è il condensatore d'accoppiamento d'uscita.

Il condensatore di fuga C_3 e l'induttanza J hanno insieme il compito di impedire che tracce di R. F. perven-

gano all'uscita. A questo scopo la seconda deve presentare un'elevata impedenza alla frequenza del segnale in arrivo, senza tuttavia costituire un importante ostacolo alle frequenze audio.

In entrambi i circuiti il condensatore di filtro C_2 deve avere una bassa reattanza R. F. ed un'alta reattanza B. F. nei confronti della resistenza di griglia R_1 . Lo stesso si può dire di C_3 rispetto ad R_2 . Nel circuito (b) i resistori R_3 ed R_4 costituiscono un partitore per fornire l'adatta tensione c. c. alla griglia schermo della valvola. Il condensatore C_5 deve avere una bassa reattanza sia alle alte che alle basse frequenze.

Allo scopo di usare una minore tensione dell'alimentatore anodico, si può sostituire il resistore R_2 con un trasformatore o un induttore di B. F. L'induttore è più indicato per il circuito con pentodo perché questo tipo di valvola, come si sa, ha una resistenza interna più elevata e l'alta impedenza necessaria al carico di placca è più facilmente realizzabile con una bobina a nucleo di ferro anziché con un trasformatore (induttanza $300 \div 500$ H).

Il resistore di fuga R_1 può essere connesso direttamente tra la griglia ed il catodo, invece che tra gli estremi di C_2 , senza che ciò cambi sostanzialmente il funzionamento del rivelatore.

I valori più comunemente usati per gli elementi circuitali di fig. 75 sono:

<i>Elemento</i>	<i>Circuito (a)</i>	<i>Circuito (b)</i>
C_2	$100 \div 300$ pF	$100 \div 300$ pF
C_3	$1000 \div 2000$ pF	$200 \div 500$ pF
C_4	$0,05 \div 0,1$ μ F	$0,05 \div 0,1$ μ F
C_5	—	$0,5$ μ f
R_1	$1 \div 2$ M Ω	$1 \div 4$ M Ω
R_2	50.000 Ω	$0,1 \div 0,25$ M Ω
R_3	—	50.000 Ω
R_4	—	25.00 Ω
J	$2,5$ mH	$2,5$ mH
V_1	valvole 6C5, 6J5 e simili	valvole 6SJ7, 6SK7, 6SS7 e simili

La tensione di placca nel circuito (a) deve essere di circa 50 volt per avere la migliore sensibilità. Nel circuito (b) i valori più consigliabili per le tensioni di schermo e di placca sono rispettivamente di 30 V e di $100 \div 200$ V.

A causa della sua funzione complementare di amplificatore, il rivelatore di griglia è molto più sensibile del rivelatore a diodo. La sensibilità ottenibile con un pentodo è ancora maggiore di quella con un triodo. Anche tale tipo di rivelatore, sebbene in misura minore di quello a diodo, carica il circuito sintonizzato d'ingresso e ne riduce perciò la selettività. La linearità che esso può dare è piuttosto scarsa, e la sua capacità a sopportare segnali forti è molto limitata. A scapito della sensibilità, si può aumentare la capacità del rivelatore di griglia a funzionare con segnali forti riducendo la R_1 al valore di $0,1 \text{ M}\Omega$.

Rivelatore di placca. — Il rivelatore di placca è disposto in modo che la rettificazione del segnale R. F. avviene nel circuito di placca della valvola anziché nel circuito di griglia. Alla griglia è dato un potenziale negativo tale che la corrente anodica sia pressoché interdetta. Questa situazione permette ai semiperiodi positivi del segnale di far aumentare la corrente media di placca, la quale segue le variazioni di ampiezza dello stesso segnale in modo simile alla corrente rettificata di un rivelatore a diodo. Ciò è illustrato nella fig. 76.

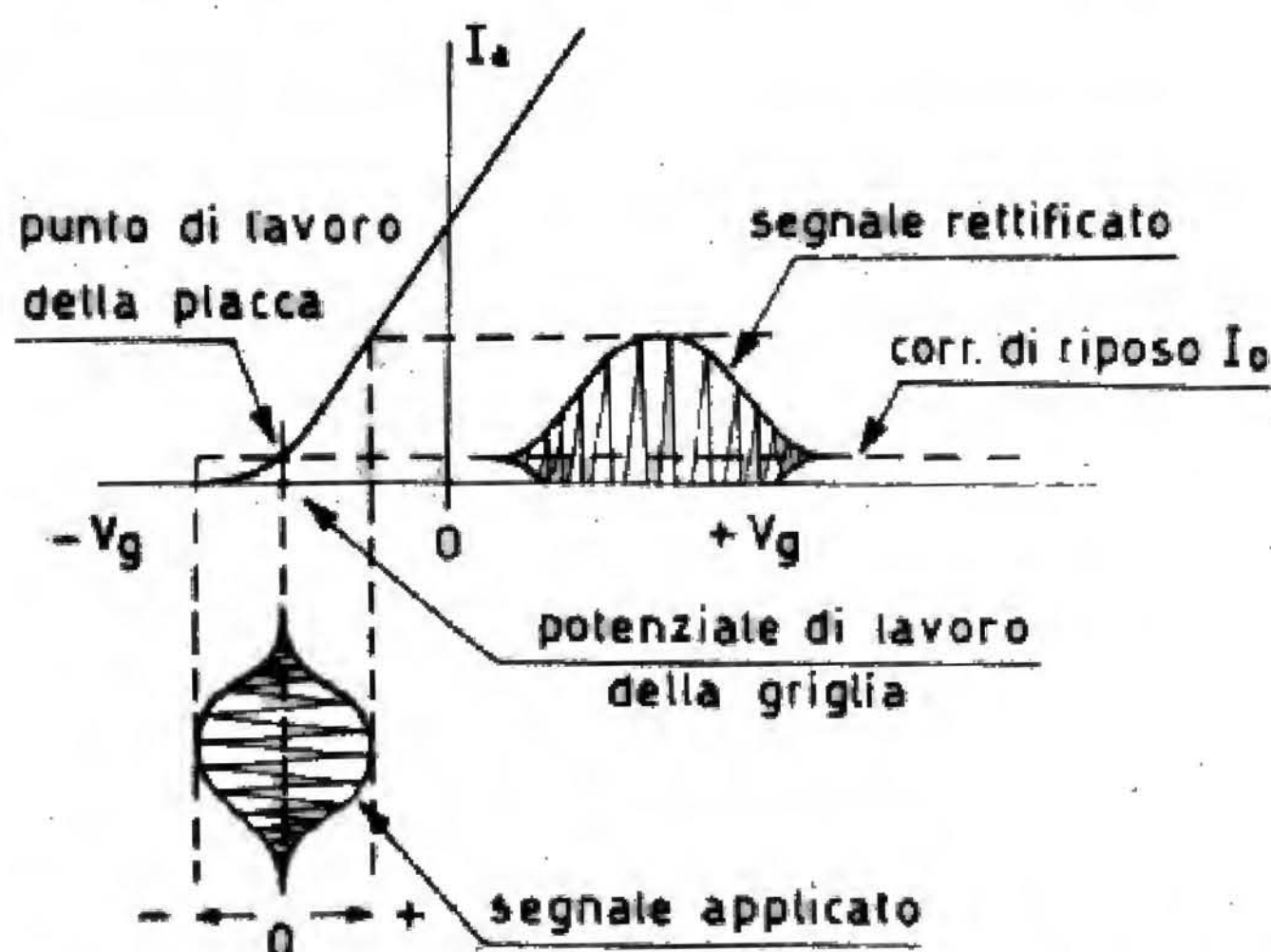


Fig. 76. - Diagramma di funzionamento di un rivelatore di placca.

Diamo ora in fig. 77 due circuiti pratici, l'uno realizzato con un triodo e l'altro con un pentodo. Il gruppo J-C₃ previene la fuga di R. F. mentre R₁ provvede all'

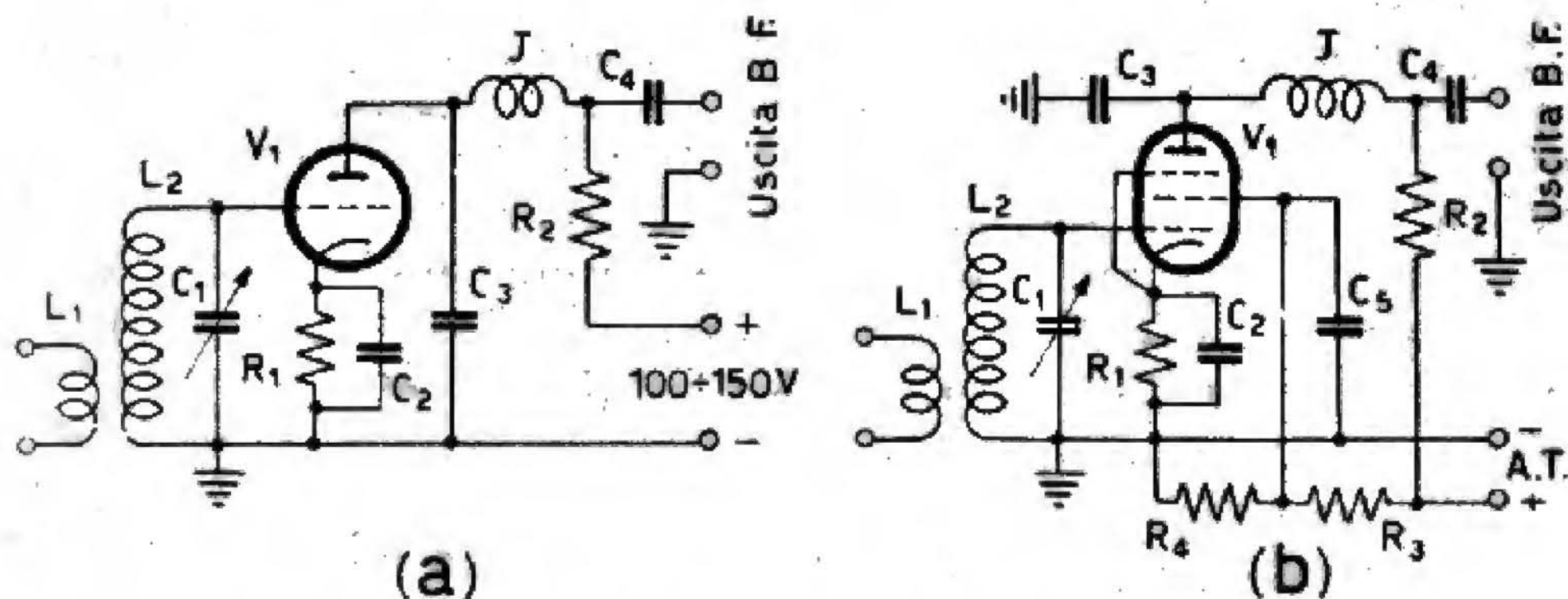


Fig. 77. - Rivelatori di placca: (a) a triodo; (b) a pentodo.

l'autopolarizzazione della griglia; C₂ è un condensatore che by-passa sia la frequenza portante che la frequenza audio. Attraverso il resistore di carico della placca, R₂, si sviluppa la tensione risultante dall'azione rettificatrice. C₄ è il solito condensatore d'accoppiamento dell'uscita. Per lo schema (b) i componenti R₃, R₄ e C₅ hanno le stesse funzioni indicate nell'analogo caso della fig. 75.

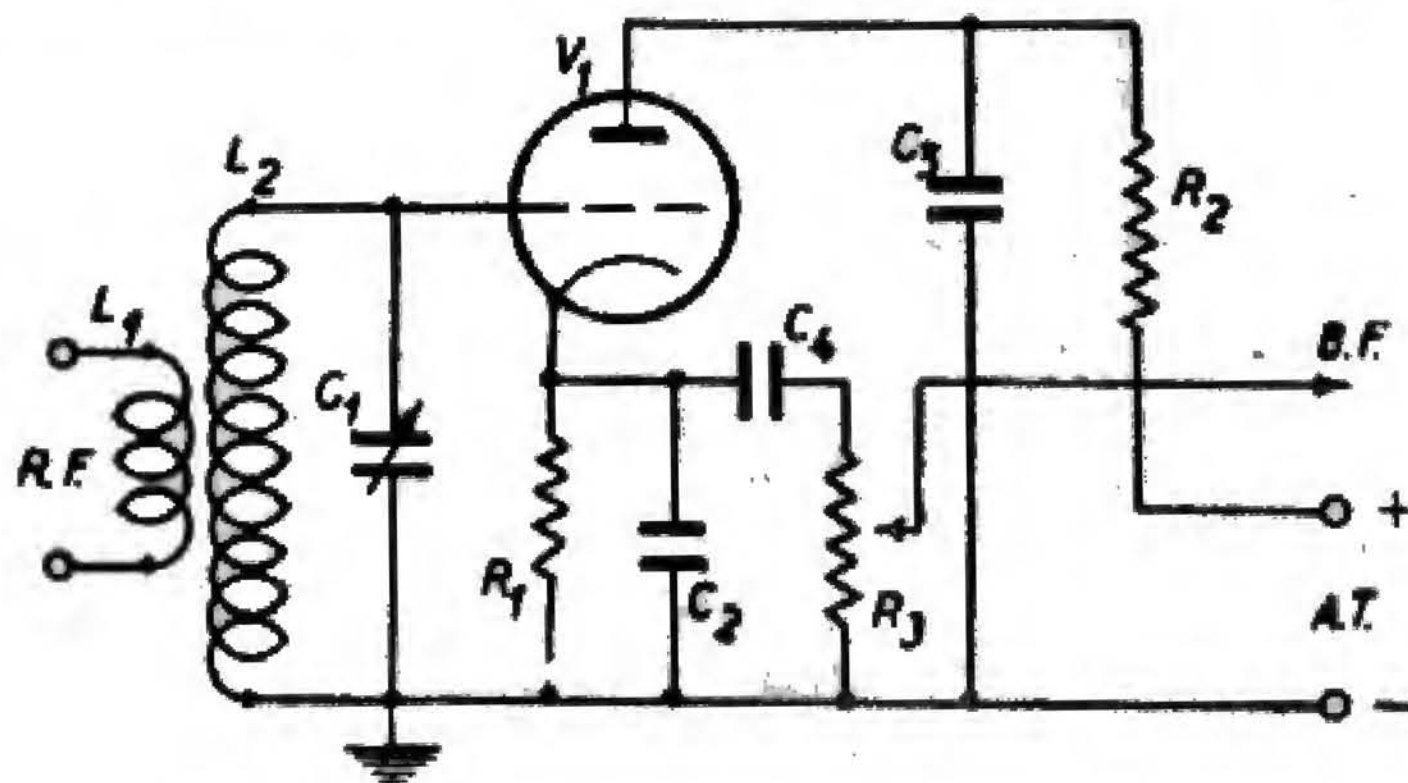
I valori da dare ai componenti della fig. 77 sono:

Componente	Circuito (a)	Circuito (b)
R ₁	25 ÷ 50 KΩ	10 ÷ 20 KΩ
R ₂	50 ÷ 100 KΩ	100 ÷ 200 KΩ
R ₃	—	50 KΩ
R ₄	—	25 KΩ
C ₂	0,5 μF	0,5 μF
C ₃	1000 ÷ 2000 pF	200 ÷ 500 pF
C ₄	0,05 ÷ 0,1 μF	0,05 ÷ 0,1 μF
C ₅	—	0,5 μF
V ₁	6C5, 6J5	6SJ7, 6SK7, 6SS7

Il rivelatore di placca è più sensibile di quello a diodo perché dal tubo è pur sempre ottenibile una certa amplificazione. Tale sensibilità, però, è inferiore a quella che

può dare il rivelatore di griglia. Anche per l'attitudine a sopportare forti segnali questo tipo di rivelatore si trova fra i due precedentemente descritti. La sua linearità è buona, e fino al punto in cui nasce sovraccarico esso non preleva potenza dal circuito sintonizzato a cui è collegato.

Rivelatore a impedenza infinita. — Una variante del rivelatore di placca è costituita dal circuito di figura 78,



$$R_1 = 150 \text{ K}\Omega$$

$$C_2 = 250 \text{ pF}$$

$$R_2 = 25 \text{ }\Omega$$

$$C_3 = 0,5 \text{ }\mu\text{F}$$

$$R_3 = 250 \text{ }\Omega$$

$$C_4 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$$

$$V_1 = 6C5 - 6J5$$

Fig. 78. — Rivelatore a impedenza infinita.

chiamato *rivelatore a impedenza infinita*. Esso accomuna le buone qualità del rivelatore a diodo con quello del rivelatore di placca. Si hanno quindi ottima linearità, elevata capacità a funzionare con segnali intensi e nessun effetto di carico del circuito accordato d'ingresso, che così può mantenere inalterato il suo fattore di merito Q (selettività migliorata).

Il rivelatore a impedenza infinita si distingue da quello di placca per il fatto che l'uscita audio è prelevata dal catodo della valvola. Tale catodo è by-passato per la R.F. ma non per la B.F.; la placca invece è by-passata per tutte le frequenze. Si ha in tal modo un'azione di contra-

zione che aumenta la linearità della rivelazione, e si ottiene l'assoluta certezza di non creare mai corrente di griglia per eccesso di segnale entrante.

Il tipo di valvola più indicato per questo genere di rivelatore è un triodo avente un valore medio del coefficiente di amplificazione ($\mu = 20$).

Rivelatore a reazione. — Se si provvede di reazione positiva controllabile il circuito di un rivelatore a valvola, il segnale d'uscita può essere molte volte amplificato aumentando così la sensibilità del rivelatore. La reazione aumenta inoltre la selettività del circuito accordato d'ingresso per il fatto che l'amplificazione reattiva ha luogo solo alla frequenza a cui il circuito stesso è risonante.

Il rivelatore di griglia si presta meglio di ogni altro all'amplificazione della reazione. A parte la variante dell'accoppiamento reattivo tra placca e griglia, il circuito è simile a quelli già descritti; gli organi componenti sono gli stessi e le considerazioni fatte sono ugualmente valide.

Il grado di reazione deve essere facilmente regolabile perché la massima amplificazione è conseguibile in prossimità del punto critico a cui il circuito si mette ad oscillare. Il punto critico a sua volta dipende dalle condizioni del circuito che possono variare con la frequenza alla quale quest'ultimo è accordato.

Diciamo incidentalmente che la ricezione di segnali radiotelegrafici (onde persistenti continue, interrotte dalla manipolazione di un tasto, adoperate nelle radiocomunicazioni civili e militari) è agevolmente ottenuta da un rivelatore a reazione funzionante in condizioni d'innescò e leggermente disintonizzato dalla frequenza del segnale in arrivo. Lo spostamento di frequenza serve, come già sappiamo, a determinare un battimento udibile all'uscita del circuito.

La fig. 79 dà alcuni esempi di rivelatori a reazione. In tutti i circuiti la bobina L_2 è accordata da C_1 per la frequenza del segnale entrante. In (a) e (b) l'accoppiamento reattivo è effettuato dalla bobina L_3 avvolta sul lato massa di L_2 , mentre in (c) lo stesso accoppiamento è fatto ad autotrasformatore fra le spire totali — circuiti di griglia — e le spire comprese tra la presa intermedia e la massa-circuito di catodo.

Nel primo rivelatore la reazione è regolata dal condensatore variabile di fuga C_3 . Quando questo si trova al minimo di capacità, la valvola è lontana dall'innesco; man mano che la capacità viene aumentata, la reattanza del condensatore diminuisce fino al punto in cui la reazione conseguita è sufficiente a causare lo stato di oscillazione. Se L_2 ed L_3 sono avvolte l'una di seguito all'altra, e nello stesso senso, l'estremo inferiore di L_3 è quello che va collegato alla placca, e l'estremo superiore di L_2 è quello che va collegato alla griglia. Il valore più indicato della tensione di placca è di circa 50 volt.

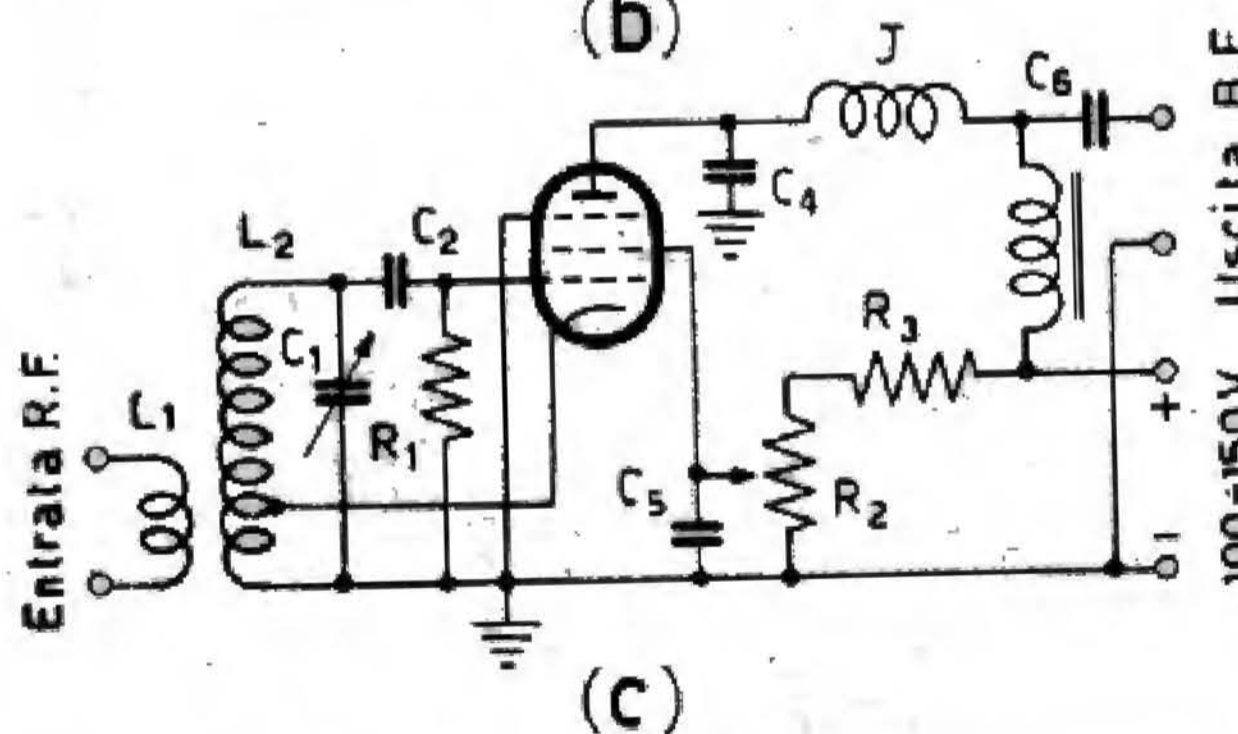
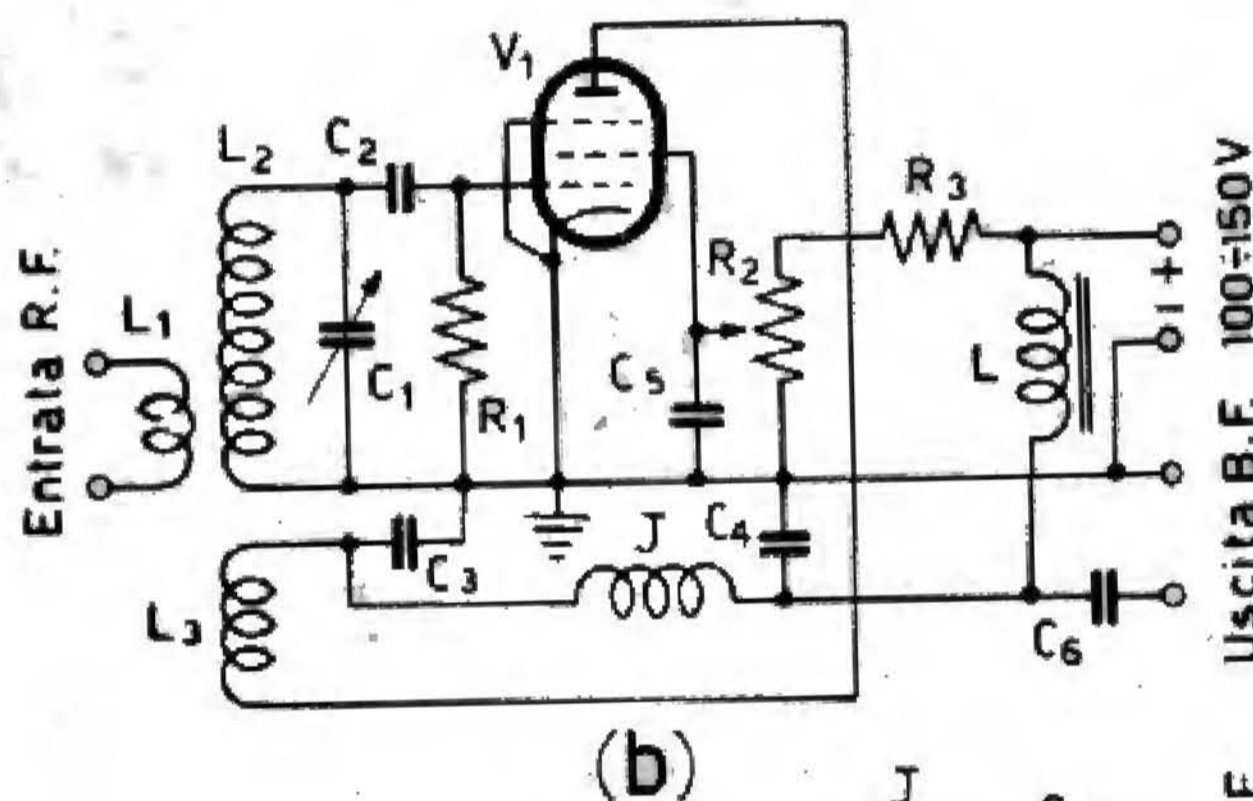
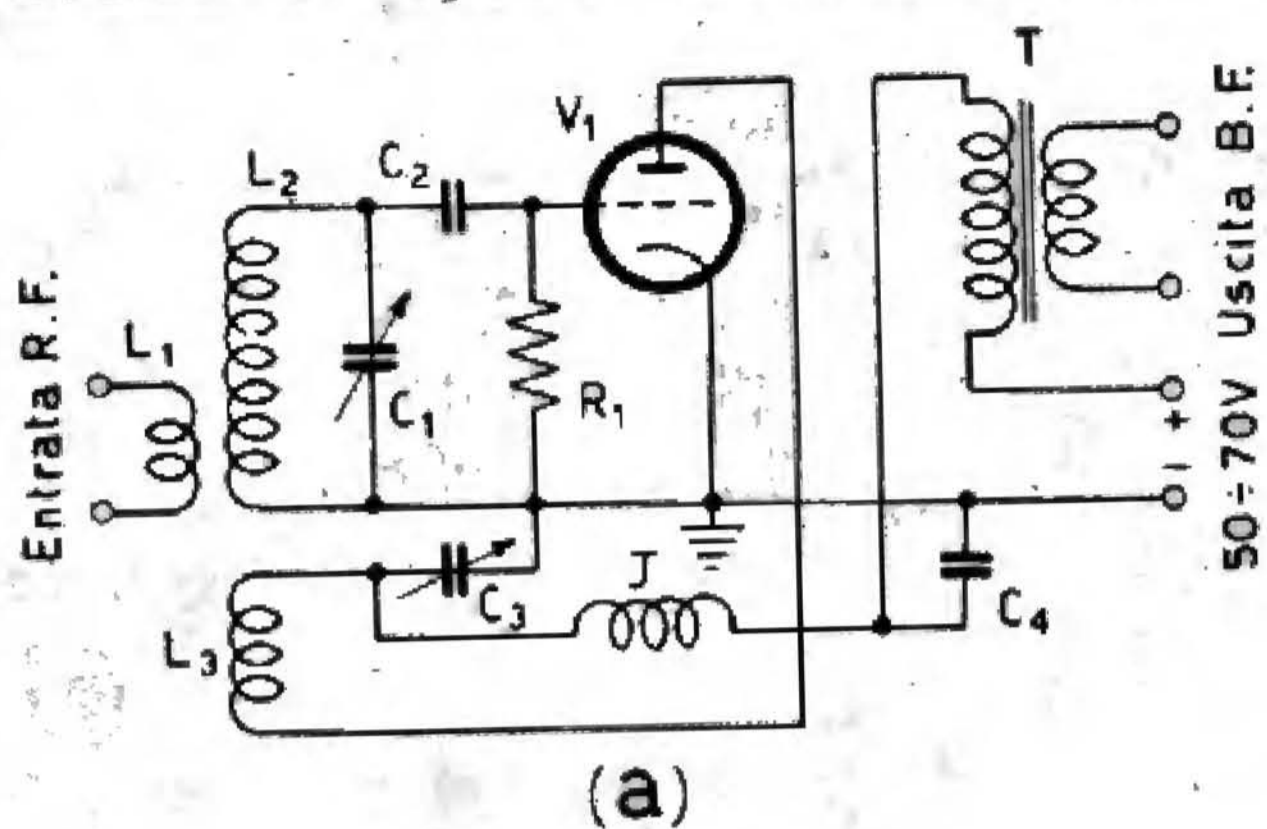


Fig. 79. - Rivelatori a reazione.

man mano che la capacità viene aumentata, la reattanza del condensatore diminuisce fino al punto in cui la reazione conseguita è sufficiente a causare lo stato di oscillazione. Se L_2 ed L_3 sono avvolte l'una di seguito all'altra, e nello stesso senso, l'estremo inferiore di L_3 è quello che va collegato alla placca, e l'estremo superiore di L_2 è quello che va collegato alla griglia. Il valore più indicato della tensione di placca è di circa 50 volt.

Nel secondo rivelatore, che fa uso di un pentodo, il condensatore di by-pass C_3 è fisso, e la reazione è controllata dal potenziale di griglia schermo attraverso R_2 . Il contatto mobile del po-

tenziometro ha una grossa capacità verso massa che serve sia a by-passare la griglia schermo sia ad eliminare il noioso fruscio derivante dallo scorrimento del contatto stesso. L'aggiustamento della reazione è effettuato variando le spire di L_3 , oppure l'accoppiamento di questa con L_2 , fino ad ottenere l'innescò con una tensione sullo schermo di circa 30 V.

Il terzo rivelatore è simile al precedente, per quanto riguarda il principio di funzionamento, e si distingue solo per avere un circuito di oscillazione di tipo Hartley (il fatto che il catodo non sia collegato direttamente a massa non ha importanza). Dato che in questo circuito sia la placca che la griglia schermo si trovano nelle stesse condizioni agli effetti della R. F., un minor numero di spire sarà necessario per l'accoppiamento reattivo. Le spire verso massa possono essere $1/10 \div 1/20$ delle spire totali di L_2 , mentre nei circuiti (a) e (b) la bobina L_3 ha di solito $1/4 \div 1/10$ delle spire di L_2 .

Perché il funzionamento di un rivelatore a reazione sia ideale, occorre che il controllo della reazione produca l'innescò ed il disinnesco delle oscillazioni in modo dolce; lo stesso controllo non deve far variare la frequenza e deve dare lo stesso grado di reazione indipendentemente dalla frequenza di lavoro e dal carico del circuito.

In pratica tutto ciò è difficilmente raggiungibile. Generalmente si verifica che, quando il rivelatore è accoppiato ad una antenna o ad uno stadio amplificatore R. F., il punto critico dell'innescò si sposta in modo da richiedere una maggiore dose di reazione. Il grado della reazione prodotta aumenta inoltre con la frequenza, di modo che, specialmente se il circuito di sintonia copre una vasta gamma di frequenze, si nota che man mano C_1 passa dalla posizione di massima a quella di minima capacità, è necessario diminuire progressivamente la capacità del condensatore di reazione C_3 , oppure ridurre la tensione di schermo per i circuiti (b) e (c).

Buone condizioni di funzionamento si ottengono, comunque, avvolgendo sia la bobina L_1 che la bobina L_3 in prossimità del capo a massa di L_2 , e dando a queste bobine il minor numero di spire possibile, compatibilmente con la sensibilità voluta e la posizione di massimo del comando di reazione.

Le ragioni di un cattivo innesco delle oscillazioni, cioè di un innesco brusco e strappato, risiedono spesso nella eccessiva tensione c. c. data alla placca (o alla griglia schermo nel caso di pentodo) e nell'errato valore della resistenza di griglia.

I valori dei componenti di fig. 79 sono i seguenti:

<i>Componenti</i>	<i>Circuito (a)</i>	<i>Circuiti (b) e (c)</i>
C_2	100 pF	100 pF
C_3	100 ÷ 150 pF (max)	100 pF
C_4	1000 ÷ 2000 pF	200 ÷ 500 pF
C_5	—	0,5 ÷ 1 μ F
C_6	—	0,1 μ F
R_1	1 ÷ 5 M Ω	1 ÷ 5 M Ω
R_2	—	50.000 Ω
R_3	—	50 ÷ 100 K Ω
J	2,5 mH	2,5 mH
L	—	500 H
V_1	6C5, 6J5	6SJ7, 6SK7, 6SS7.

I rivelatori a reazione possono costituire, qualora lo si desideri, degli eccellenti oscillatori per molteplici applicazioni. Naturalmente in questo caso vengono soppressi gli organi di accoppiamento B. F. presenti nei circuiti di placca. L'accoppiamento di prelievo R. F. può essere effettuato mediante un piccolo condensatore ceramico (1 ÷ 5 pF) collegato alla griglia od alla placca della valvola. Se il circuito è del tipo (c), il punto più opportuno da cui prelevare il segnale è il catodo.

La regolazione della reazione potrà essere effettuata una volta tanto, in sede di messa a punto, da componenti semifissi.

84 L'amplificatore di B. F.

Amplificazione a basso livello o di tensione. — Un normale rivelatore non produce abbastanza potenza in audio frequenza (qualche microwatt o meno) da offrire un soddisfacente volume sonoro, anche se l'ascolto è effettuato in

cuffia. Di conseguenza, a seguito del rivelatore vengono abitualmente montati alcuni stadi amplificatori a cui è affidato il compito di aumentare il livello di potenza. Per la ricezione in cuffia basta un solo stadio, mentre per azionare un altoparlante ce ne vogliono almeno due. La potenza necessaria nel primo caso è di alcuni milliwatt, quella per il secondo di uno o più watt.

L'amplificazione svolta da uno o più stadi con lo scopo di elevare prevalentemente la *tensione* dal segnale audio originale, e portare quindi quest'ultimo al livello necessario per pilotare una cuffia od uno stadio di potenza, è detta *amplificazione a basso livello o di tensione*.

I circuiti (a) e (b) mostrati nella fig. 80 sono dei tipici amplificatori di tensione per una uscita in cuffia. Le

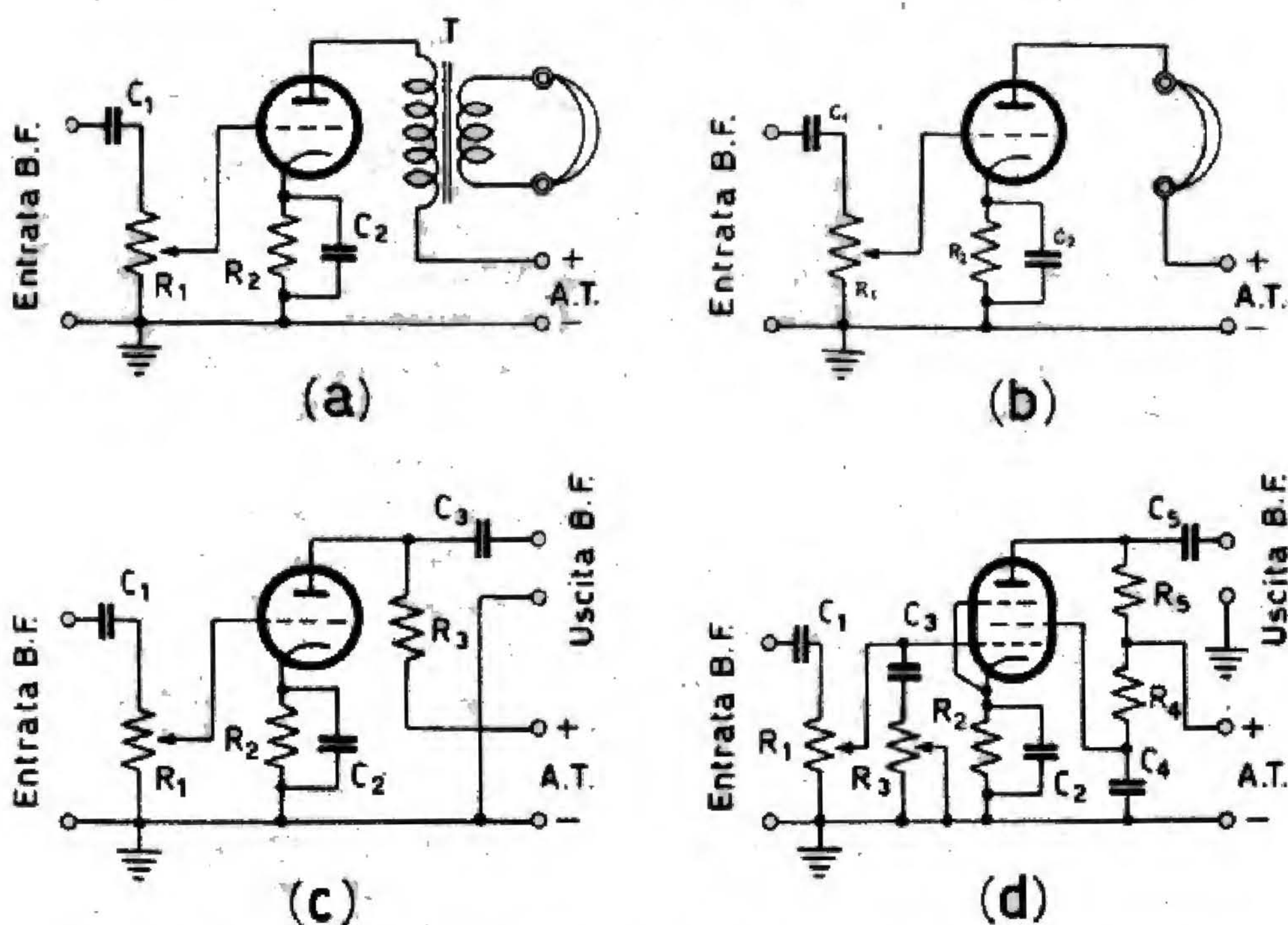


Fig. 80. - Amplificatori di B.F.: (a) e (b) per cuffia; (c) e (d) di uso generale.

valvole più indicate per essi sono dei triodi a medio coefficiente di amplificazione. L'uso di pentodi o triodi ad alto μ è consigliato dato il valore non troppo elevato dell'impedenza massima realizzabile con un normale trasfor-

mattore o di quella direttamente offerta dalla cuffia (circa 20.000 Ω a 1000 c/s).

I circuiti (c) e (d), pure essendo simili ai precedenti, impiegano invece valvole ad alta resistenza interna. Essi provvedono all'elevata amplificazione necessaria per portare la resa del rivelatore al livello di tensione di eccitazione richiesto dallo stadio di potenza (10 ÷ 20 V di picco). Questo stadio solitamente comprende un tetrodo a fascio capace di fornire all'altoparlante una potenza elettrica di 3 o 4 watt.

In tutti e quattro i circuiti il potenziometro R_1 serve a regolare il volume del suono. Valori compresi tra 0,25 ed 1 M Ω sono di regola attribuiti a questo organo.

Nel circuito (d) il gruppo $C_3 R_3$ costituisce ciò che comunemente si chiama il *regolatore di tono*. Esso funziona col principio seguente: man mano che si esclude resistenza in R_3 , l'azione di fuga di C_3 diventa sempre più efficace alle maggiori frequenze della gamma acustica. L'attenuazione di tali frequenze pone in maggior rilievo la resa dell'altoparlante alle frequenze centrali e minori, di modo che l'impressione che si ha diminuendo R_3 è quella di sentire abbassarsi il tono medio della voce o musica riprodotta. Il condensatore C_3 ha di solito una capacità di 5000 pF, il reostato R_3 una resistenza di 1 M Ω .

Per stabilire il valore da darsi alla resistenza di polarizzazione R_2 è sufficiente, nei casi (a) e (b), riferirsi alle caratteristiche statiche della valvola. Per esempio, un tubo 6C5, lavorando ad una tensione anodica di 250 V, ha una corrente di placca di 8 mA e richiede una polarizzazione di - 8 V. Il resistore sul catodo avrà quindi il valore di 1000 Ω . Non è altrettanto facile ricavare il valore di R_2 nei casi (c) e (d), per i quali sarebbero necessarie delle caratteristiche dinamiche. La stessa difficoltà si presenta quando, per il circuito (d), si vuol calcolare la resistenza di caduta della griglia schermo R_4 .

Onde sveltire il progetto di normali amplificatori a R-C, diamo nella tabella che segue alcuni dati utili relativi alle resistenze ed alle capacità da usare nei circuiti. È sottinteso che tali dati sono valevoli per una tensione di 250 ÷ 300 V dell'alimentatore anodico, e per una frequenza minima di lavoro di 50 c/s. Le valvole elencate sono

fra le più usate. L'amplificazione dello stadio o *guadagno* permette di valutare l'ampiezza della tensione d'uscita conoscendo quella del segnale applicato.

La massima tensione d'uscita su cui si può mediamente contare è di circa $40 \div 50$ V picco per i triodi e di $70 \div 100$ V picco per i pentodi.

Nella maggioranza dei radioricevitori le funzioni di rivelazione e prima amplificazione di B. F. sono espletate da una sola valvola del tipo doppio diodo-triodo. Le due placchette della sezione diodica possono essere adoperate entrambe per la rivelazione, oppure una per questo scopo e l'altra per una funzione complementare detta *controllo automatico di volume* (c.a.v.). La fig. 81 mostra l'aspetto di un circuito del genere, realizzato con valvola 6Q7. L'azione del c.a.v., tendente, come già accennato, a minimizzare le variazioni di livello fra segnali di diversa ampiezza o le variazioni di uno stesso segnale soggetto a mutamenti improvvisi di propagazione (fading o altri fenomeni) è presto spiegata: parte dell'energia disponibile sul secondario dell'ultimo trasformatore di media frequenza è inviata ad una placchetta, tramite accoppiamento capacitivo, al fine di creare una tensione rettificata da utilizzarsi per polarizzare negativamente le griglie degli stadi che precedono il rivelatore. Maggiore è il segnale ricevuto, maggiore è l'ampiezza della tensione c.a.v. e viceversa. L'amplificazione di alta e media frequenza varia in relazione al segnale, per cui un certo equilibrio è raggiunto ad un determinato livello di resa del rivelatore.

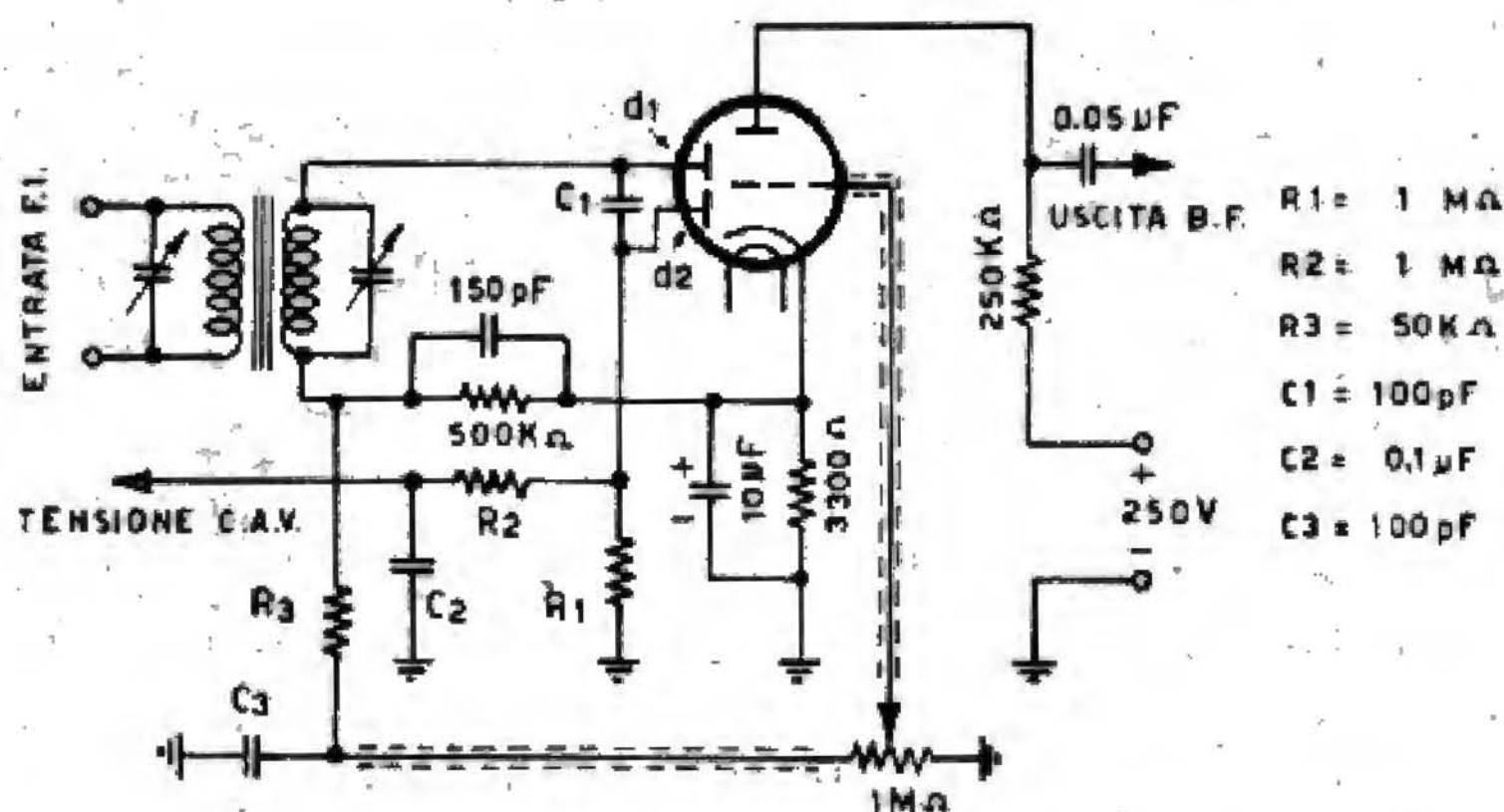


Fig. 81. - Stadio rivelatore c.a.v. e prima amplificazione B.F.

TABELLA IV - DATI SUGLI AMPLIFICATORI DI TENSIONE A R-C

VALVOLA	Resistore di placca M Ω	Resistore di griglia (stadio seguente) M Ω	Resistore di schermo M Ω	Resistore di catodo Ω	Condensatore di schermo μ F	Condensatore di catodo μ F	Condensatore di accoppiamento μ F	Guadagno V_u/V_e
6C4	0,1	0,25	—	3000	—	10	0,05	12
6J5 6SN7 (un triodo)	0,1	0,25	—	2400	—	10	0,05	14
6Q7 6SL7 (un triodo)	0,1	0,25	—	1800	—	10	0,05	38
	0,25	0,5	—	3300	—	10	0,02	45
	0,5	1	—	6200	—	10	0,01	50
6F5 6SF5	0,1	0,25	—	1600	—	10	0,05	50
	0,25	1,5	—	3200	—	10	0,02	60
	0,5	1	—	5400	—	10	0,01	70
6SJ7	0,1	0,25	0,36	560	0,15	25	0,05	95
	0,25	0,5	1,2	820	0,1	25	0,02	165
	0,5	1	2,2	1500	0,05	10	0,01	230
6SH7 6AU6	0,1	0,25	0,25	600	0,2	25	0,05	145
	0,25	0,5	0,5	1000	0,15	25	0,02	230
	0,5	1	1	2000	0,1	10	0,01	320

Sempre riferendosi alla figura 81, la corrente diodica dell'elemento d_2 sviluppa ai capi di R_1 una tensione c. c. (polarità negativa sull'estremo superiore) che attraverso il gruppo filtrante $R_2 C_2$ viene inviata alle griglie da controllare. Questo gruppo deve avere un'elevata impedenza per non caricare eccessivamente d_2 e di conseguenza il secondario accordato del trasformatore F. I. Il condensatore C_2 , dovendo by-passare sia gli impulsi F. I. che le variazioni d'ampiezza dei medesimi (modulazione), avrà una bassa reattanza, in paragone di R_2 , alla minima frequenza di modulazione considerata. Gli elementi $C_3 R_3$, provvedono ad un ulteriore filtraggio della componente F. I. sulla tensione audio da amplificare.

La griglia del tubo è collegata al contatto mobile del potenziometro di volume mediante un filo isolato provvisto di calza metallica posta a massa (*cavetto schermato*). Lo stesso filo è adoperato per il terminale non a massa del potenziometro. È questa una precauzione onde evitare eventuali accoppiamenti reattivi che possano far oscillare la valvola e produrre un fischio assordante nell'altoparlante; tale misura, non necessaria se i collegamenti in questione sono molto corti, serve altresì per evitare disturbi di B. F. sotto forma di ronzo che possono nascere in seguito ad accoppiamento capacitivo tra il filo di griglia ed i fili di accensione, o ad accoppiamento magnetico tra lo stesso filo di griglia ed il flusso disperso del trasformatore di alimentazione del radioricevitore.

A scopo di controllo statico, diciamo che tra la placca del triodo e massa si dovrà misurare una tensione c. c. di circa 125 V (caduta nel carico = $250 - 125 = 125$ V), e tra catodo e massa una tensione c. c. di circa 1,65 V. Tali tensioni vanno controllate con un voltmetro di elevata resistenza interna ($20.000 \Omega/V$ o più); le stesse permettono di calcolare facilmente la corrente di placca del triodo che può essere dedotta indifferentemente da una delle relazioni:

$$I_p = \frac{\text{caduta nel carico}}{\text{resistenza del carico}} = \frac{125 \text{ V}}{25000 \Omega} = 0,0005 \text{ A} = 0,5 \text{ mA}$$

$$I_p = \frac{\text{caduta nel resistore di catodo}}{\text{resistenza di catodo}} = \frac{1,65 \text{ V}}{3300 \Omega} = 0,0005 \text{ A}$$

Amplificazione ad alto livello o di potenza. — Per ottenere un notevole volume sonoro occorre che la potenza del segnale audio raggiunga il valore di qualche watt. Se poi l'ascolto è effettuato da molte persone raggruppate in un locale di grandi dimensioni o all'aperto, il livello di potenza d'uscita deve essere ancora maggiore.

L'amplificazione che permette ad un segnale audio, avente inizialmente l'ampiezza di alcuni volt e la potenza di pochi milliwatt, di energizzare pienamente uno o più altoparlanti è detta *amplificazione di potenza*. Infatti, più che aumentare la tensione, ci si preoccupa ad un certo punto di aumentare la potenza del segnale.

Un normale apparecchio radioricevente di tipo familiare ha un solo tubo nello stadio finale. Si tratta di solito di un tetrodo a fascio o pentodo capace di sviluppare una potenza massima di 3 o 4 watt. Apparecchi di maggior mole hanno due valvole finali, montate per lo più in controfase, che consentono di arrivare ad una potenza massima di $10 \div 15$ W. Per locali pubblici o ambienti aperti si giunge talvolta anche a potenze superiori.

Un tipo molto usato di tetrodo è la valvola 6V6. Essa lavora ad una tensione di placca di 250 V, ad una tensione di schermo pure di 250 V, ed ha una polarizzazione di griglia di -12 V. A queste condizioni le correnti medie di placca e schermo sono rispettivamente di 42 e 6 mA. L'impedenza di carico anodico consigliata per la massima resa e minima distorsione è di 5000Ω . Per dare la piena uscita di 4,25 watt tale tubo esige un valore picco del segnale di griglia di poco inferiore alla tensione di polarizzazione, quest'ultima essendo facilmente ottenibile con un resistore di 250Ω inserito nel circuito di catodo.

La valvola 6V6 può essere facilmente impiegata sia in circuiti semplici come quello in (a) di fig. 82, sia in circuiti controfase come quello in (b) della stessa figura. Nella seconda applicazione non è necessario il condensatore catodico (sempreché non si generi corrente di griglia) perché la componente ad audio frequenza della corrente di placca non scorre attraverso il resistore di catodo. Il valore della resistenza di polarizzazione nel circuito simmetrico è metà di quello dell'altro circuito per la semplice ragione che c'è una doppia corrente c. c. circolante.

L'eccitazione o *pilotaggio* di uno stadio di potenza controfase con ingresso a trasformatore è fatto normalmente da un stadio amplificatore di tensione del tipo illustrato in (a) di figura 80. Il trasformatore di entrata (T_1 in fig. 82) avrà il primario collegato con la presa centrale a massa e gli altri due capi alle griglie delle due valvole.

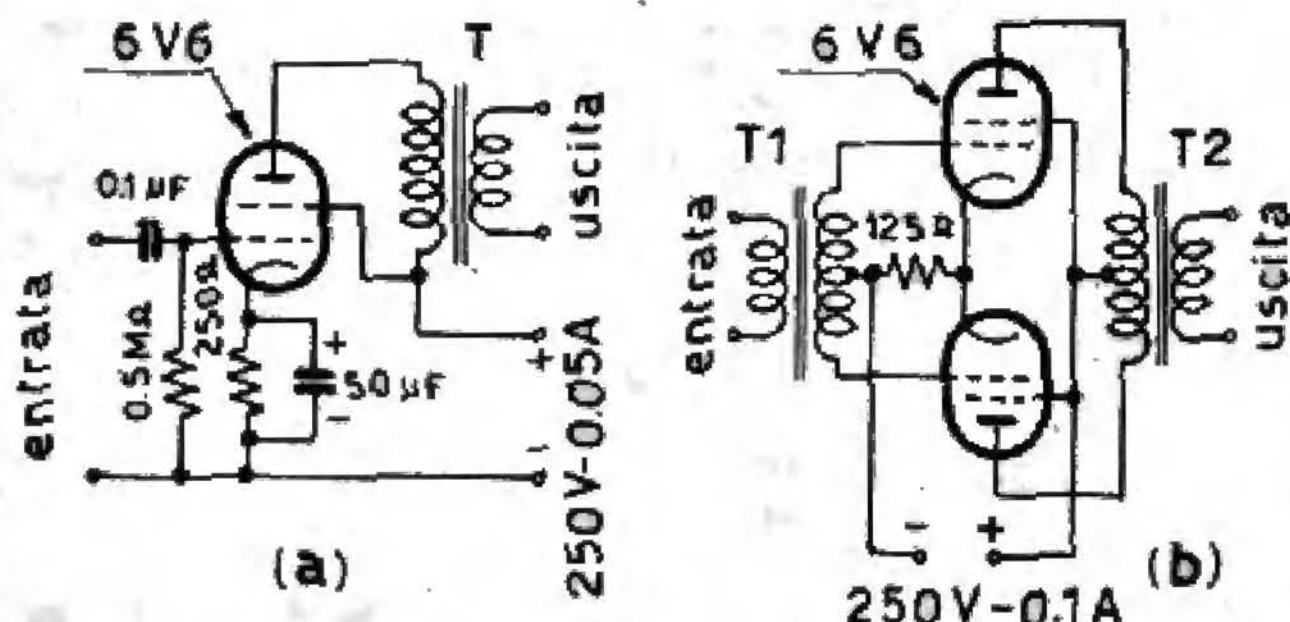


Fig. 82. - Amplificatori B.F. di potenza.

Tale trasformatore ha di solito un rapporto di trasformazione $P/S = 1/2$, il che equivale a dire che la tensione B. F. sviluppata tra ciascuna griglia e massa corrisponde alla tensione B. F. presente tra placca e massa della valvola eccitatrice.

Data la costruzione non agevole, ed il costo, di un buon trasformatore *intervalvolare* del tipo bilanciato, si preferisce spesso sostituire quest'organo con un accoppia-

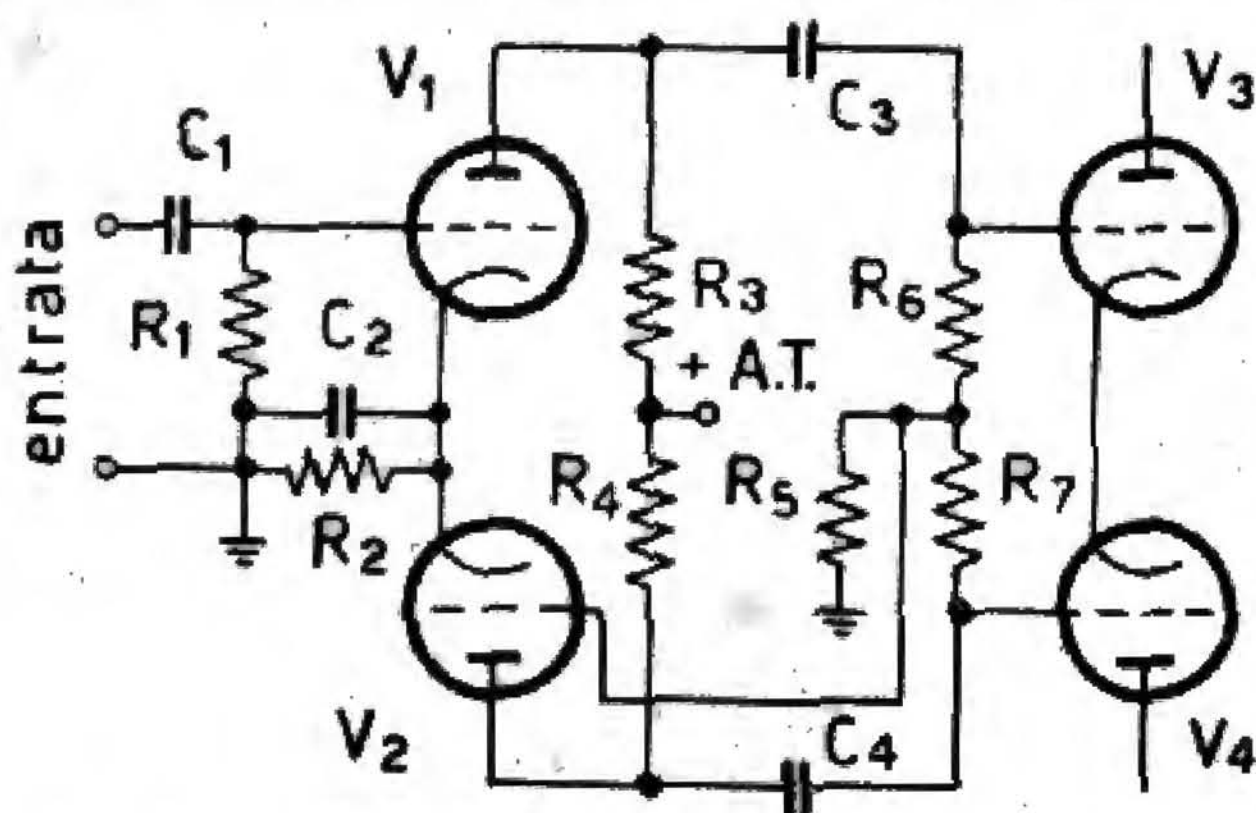


Fig. 83. - Stadio inversore di fase, tipo autobilanciato.

mento a resistenza e capacità. Per eccitare le griglie di uno stadio controfase si è studiato quindi un circuito speciale il quale ha due uscite a cui il segnale si presenta di pari ampiezza ver-

so massa e di fase opposta. Questo circuito, con le relative valvole, è chiamato *stadio ad inversione elettronica di fase*. Fra le varie realizzazioni, quella di fig. 83 è una delle più usate.

La tensione amplificata da V_1 appare attraverso i resistori R_6 ed R_5 disposti in serie. La caduta ai capi di R_5 è applicata alla griglia di V_2 e la relativa tensione amplificata appare attraverso R_7 ed R_5 . Quest'ultima tensione è spostata di fase di 180° rispetto a quella prodotta da V_1 ed entrambe costituiscono l'uscita simmetrica dello stadio. La parte di tensione attraverso R_5 sviluppata da V_2 contrasta la tensione prodotta nella stessa R_5 da V_1 , riducendo così il segnale applicato alla griglia di V_2 . La controreazione in tal modo ottenuta tende a regolare automaticamente la tensione applicata al tubo che effettua l'inversione di fase e le tensioni di uscita delle due valvole diventano così sostanzialmente uguali.

Circuiti del genere di quello spiegato, realizzati però in maniera diversa, richiedono una accurata messa a punto per dare un funzionamento soddisfacente. Il circuito autobilanciato ha anche il pregio di compensare eventuali differenze nelle caratteristiche delle due valvole. Al posto dei tubi V_1 e V_2 si può naturalmente impiegare un doppio triodo (il tipo 6SL7 è consigliato) con vantaggio così nello spazio come nel costo.

I valori dei componenti di fig. 83 sono:

$$C_1 = 0,02 \mu F, \text{ a carta}$$

$$C_2 = 25 \mu F, \text{ elettrolitico}$$

$$C_3 \text{ e } C_4 = 0,05 \mu F, \text{ a carta}$$

$$R_1 = 0,5 \text{ M } \Omega ; 0,5 \text{ watt}$$

$$R_2 = 1.500 \Omega ; 1 \text{ watt}$$

$$R_3, R_4, R_5 = 0,22 \text{ M } \Omega ; 0,5 \text{ watt}$$

$$R_6, R_7 = 0,47 \text{ M } \Omega ; 0,5 \text{ watt.}$$

Due valvole tipo 6V6 montate in opposizione permettono di disporre di una potenza d'uscita di circa 8 W. Eccitando uno stadio così concepito con un inversore simile a quello di fig. 83, si realizza un complesso di amplificazione B. F. veramente efficiente per qualsiasi applicazione di radio ricezione e di riproduzione fonografica.

L'organo preposto alla trasformazione di energia elettrica a bassa frequenza in energia sonora è detto *riproduttore elettroacustico*. Esistono due tipi di riproduttore: la *cuffia telefonica* e l'*altoparlante*.

La cuffia è adatta per segnali molto deboli e funziona secondo il principio spiegato al paragrafo 57. Essa si compone di due auricolari uguali, tenuti assieme da un sostegno metallico

flessibile che viene messo sul capo. Uno di questi auricolari è mostrato in (a) di fig. 84. Gli avvolgimenti relativi ai due magneti (uno per auricolare) sono disposti in serie. La loro

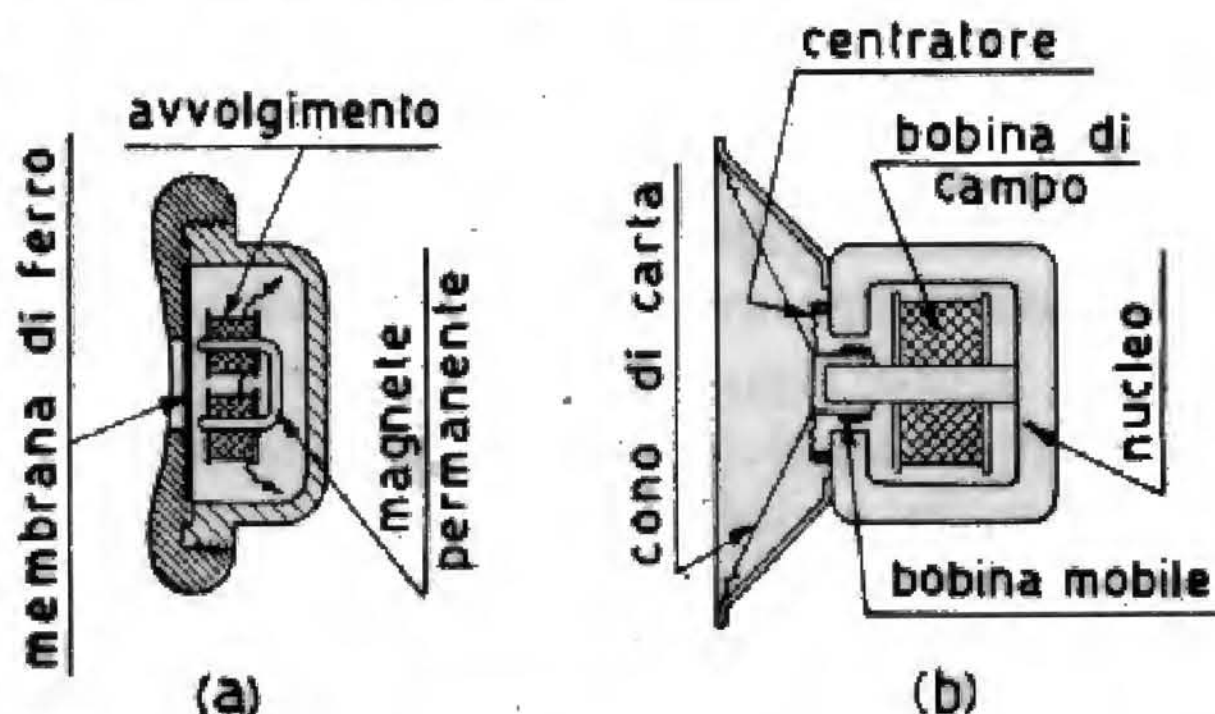


Fig. 84. - Riproduttori elettroacustici: (a) cuffia; (b) altoparlante.

resistenza totale, per i modelli usati in radio, varia da 2000 a 4000 ohm. L'impedenza totale è di circa 2000 Ω a 1000 p/s.

L'altoparlante viene usato in tutti i casi nei quali la potenza BF disponibile è rilevante, ossia è superiore ad almeno 0,5 watt. Sono stati costruiti finora vari tipi di altoparlante, ma quelli attualmente più diffusi sono l'*elettrodinamico* ed il *magnetodinamico*. Entrambi questi altoparlanti funzionano con il medesimo principio e si distinguono soltanto per il modo come è ottenuto il campo magnetico fisso. Il primo comprende un elettromagnete eccitato da una corrente c. c. esterna, il secondo dispone invece di un magnete permanente in lega di ferro al nichel-alluminio ed al nichel-alluminio-cobalto (Alnico).

L'altoparlante dinamico è illustrato in (b) di fig. 84. Esso comprende, fra l'altro, un telaietto metallico o cestello circolare che regge perifericamente una membrana di carta, fibra o impasto di cellulosa, a forma troncoconica. Alla base minore della membrana è incollato un corto tubo, pure di carta, avente qualche centimetro di diametro. At-

torno al tubo, che funziona da supporto, sono avvolte alcune spire di filo sottile di rame le quali costituiscono la cosiddetta *bobina mobile*.

L'attaccatura della membrana al telaietto è fatta in modo da permettere un piccolo movimento assiale della bobina. La stessa bobina è disposta in uno stretto spazio anulare del magnete, ed è centrata in questo spazio in modo da non incontrare attriti.

Il funzionamento è il seguente: quando si fa circolare nella bobina mobile una corrente alternata, si produce attorno ad essa un campo magnetico alternativo il quale, reagendo col campo costante del magnete, genera una vibrazione della membrana. A questa vibrazione corrisponde un suono della stessa frequenza della corrente alternata.

La bobina mobile ha una resistenza elettrica compresa fra 2 e 15 ohm. La sua impedenza ha un andamento del

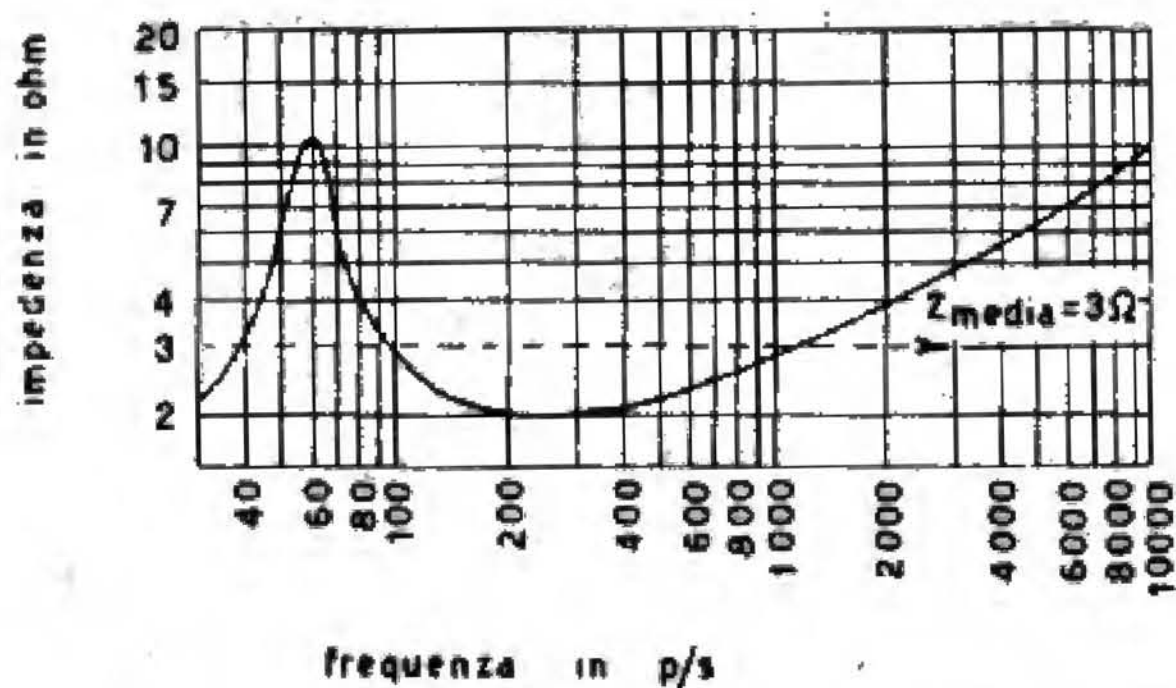


Fig. 85. - Impedenza di una bobina mobile in funzione della frequenza.

tutto particolare che può essere dedotto dalla curva di figura 85 relativa ad un altoparlante di medie dimensioni. Tale impedenza raggiunge un massimo ad una frequenza normalmente compresa fra 50 e

200 p/s (frequenza di risonanza del sistema vibrante, maggiore negli altoparlanti più piccoli), si mantiene pressoché costante oltre questi valori e fino a 1000 ÷ 2000 p/s, ed infine cresce linearmente col crescere della frequenza. In pratica l'impedenza di un altoparlante dinamico è valutata alla frequenza di 400 p/s e viene considerata approssimativamente costante ed equivalente a circa 1,5 volte la resistenza della bobina mobile.

Negli altoparlanti elettrodinamici esiste una seconda bobina, chiamata *bobina di campo*, che è sistemata attorno alla parte centrale del nucleo di ferro, come si può notare

dalla fig. 84. L'avvolgimento di questa bobina è di solito inserito nel circuito di livellamento del rettificatore, il quale così provvede, oltre all'alimentazione della corrente anodica del radoricevitore, anche all'eccitazione del campo dell'altoparlante. Nello stesso tempo la detta bobina è utilizzata come induttore di filtro per il livellamento.

Il numero delle spire ed il diametro del filo della bobina di campo sono proporzionati all'intensità della corrente c. c. circolante ($50 \div 70$ mA per un ricevitore standard a 5 valvole) in modo da produrre una sufficiente intensità di campo ed un riscaldamento non eccessivo dell'avvolgimento. Per ogni tipo di altoparlante elettrodinamico è stabilito un adatto valore delle amperspire. A corrente circolante maggiore corrisponde quindi un minor numero di spire, ma la sezione del filo deve essere aumentata in modo da mantenere invariato il volume dell'avvolgimento.

La potenza c. c. occorrente all'eccitazione di una bobina di campo è di norma circa due volte la potenza elettroacustica che l'altoparlante può sopportare. Tale potenza c. c. è stabilita dal prodotto I^2R , in cui I è la corrente che circola nell'avvolgimento ed R la resistenza ohmica di questo. Se la bobina è disposta in serie al carico di un rettificatore, nel determinare le caratteristiche del trasformatore di alimentazione occorre tener conto della caduta RI da essa provocata.

Per evidenti motivi di economia e semplicità costruttiva, l'altoparlante elettrodinamico va scomparendo dopo l'avvento delle nuove leghe magnetiche usate nei moderni altoparlanti magnetodinamici.

86 Il trasformatore d'uscita.

Fra la valvola finale di un radoricevitore ed il riproduttore dei suoni è interposto, di solito, un trasformatore di bassa frequenza chiamato *trasformatore d'uscita*. Quando la valvola è di piccola potenza ed il riproduttore è una cuffia (caso di un apparecchio per servizio radiotelegrafico), il trasformatore ha piccole dimensioni e rapporto spire N_p/N_s compreso nei valori $1 \div 2$. Quando la valvola è di notevole potenza, ed il riproduttore è un altoparlante, tale trasformatore ha dimensioni variabili a seconda della po-

tenza, e rapporto spire strettamente dipendente dalla resistenza di carico del tubo e dall'impedenza della bobina mobile dell'altoparlante.

Mentre nel caso di uscita in cuffia il trasformatore ha poca importanza per il fatto che dalla cuffia si esige solo una buona intelligibilità intorno a 1000 p/s, nel caso di uscita in altoparlante il trasformatore deve rispondere invece a determinati requisiti elettrici onde assicurare una buona trasduzione delle correnti variabili di placca; le quali correnti, come è noto, possono avere tutte le frequenze della gamma acustica.

Gli strumenti musicali ed il canto umano producono suoni le cui frequenze fondamentali sono comprese fra circa 30 e 4000 p/s. Però tutti i suoni sono accompagnati e distinti dalle loro armoniche (timbro), cosicché una perfetta riproduzione di essi richiede che l'apparecchiatura riprodotte sia in grado di:

1) trasferire uniformemente tutti i segnali con frequenza fra 30 e 16.000 p/s.

2) non alterare le forme d'onda dei segnali, ossia non introdurre nuove armoniche o modificare i rapporti di quelle esistenti;

3) ottenere che le intensità dei vari segnali riprodotti siano uguali a quelle dei segnali originari.

Trascurando il terzo punto che ha relativa importanza, rimangono gli altri due che possono essere soddisfatti più o meno bene nella pratica.

Dicesi comunemente *distorsione d'ampiezza* l'alterazione della forma d'onda che una valvola può dare in conseguenza dell'errata scelta del suo punto di lavoro (negativo di griglia), dell'eccessiva ampiezza del segnale eccitatore, o dall'imperfetta linearità della curva per caratteristica mutua. La distorsione che invece deriva dalla diversa amplificazione di alcune frequenze rispetto ad altre è chiamata *distorsione di frequenza* (oppure *distorsione d'ampiezza in relazione alla frequenza*). La non corrispondenza fra il contenuto di armoniche del suono riprodotto e quello del suono originario è detta *distorsione per armoniche*. Le due ultime forme di distorsione riguardano particolarmente

te l'organo traslatore fra valvola finale ed altoparlante, cioè il trasformatore di uscita.

Circa la distorsione di frequenza, che è più facile a verificarsi, c'è da osservare che per ottenere una eccellente riproduzione non è indispensabile trasmettere tutte le frequenze fra 30 e 16.000 p/s. In generale si ritiene soddisfacente riprodurre uniformemente solo le frequenze comprese fra 90 e 8.000 p/s. S'intende che le frequenze estranee a questa gamma siano soppresse o molto attenuate.

Perché un trasformatore d'uscita possa dare un'ottima resa di potenza, e contemporaneamente possa permettere una buona qualità di riproduzione, occorre che sia progettato in modo da avere i seguenti requisiti:

a) elevata induttanza primaria allo scopo di non attenuare i segnali appartenenti alle frequenze più basse;

b) rapporto spire N_p/N_s adatto a trasferire in placca della valvola il giusto carico di lavoro consigliato dal costruttore;

c) conveniente dimensionamento del nucleo e dei conduttori che costituiscono gli avvolgimenti in relazione alla potenza da trasferire;

d) opportuna disposizione degli avvolgimenti per ridurre la capacità reciproca e le induttanze disperse. Ciò ha lo scopo di contenere entro valori accettabili la distorsione di frequenza e la non linearità alle frequenze più elevate.

Il requisito di cui al punto a) è ottenuto tenendo elevati, per quanto possibile, il numero delle spire primarie e la sezione del nucleo (preferibilmente quest'ultima). Stabilita una certa frequenza minima da amplificare, detta *frequenza inferiore di taglio*, si cerca di realizzare una induttanza primaria che a tale frequenza crei una reattanza almeno uguale alla resistenza di carico anodico dello stadio finale. L'attenuazione che così si introduce alla frequenza di taglio è di circa il 30% (nei buoni trasformatori si ottengono attenuazioni molto minori facendo la reattanza primaria due o tre volte maggiore della resistenza di carico).

Si ricordi che nel caso di stadio asimmetrico (una sola valvola o più valvole in parallelo) esiste nel nucleo un forte campo magnetizzante c. c. prodotto dalla corrente di ri-

poso della placca. Per evitare la saturazione del nucleo che potrebbe derivare da tale campo, è necessario introdurre nel circuito magnetico un piccolo intraferro. Il trasformatore di uscita di uno stadio asimmetrico può allora essere considerato, almeno per quanto riguarda il primario, come una induttanza di bassa frequenza percorsa dalla corrente media di placca.

Il rapporto spire accennato in *b*) è imposto dalla necessità di adattare il carico connesso al secondario (solitamente l'impedenza media della bobina mobile dell'altoparlante) al carico di placca richiesto dallo stadio finale. Chiamando Z_b il primo ed R_a il secondo, e trascurando sia le resistenze degli avvolgimenti che la resistenza equivalente di perdita del nucleo, si può dire che alle frequenze centrali tale adattamento è realizzabile con un rapporto spire:

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{R_a}{Z_b}}$$

Il requisito di cui al punto *d*) viene raggiunto in vari modi che generalmente complicano la costruzione del trasformatore e ne aumentano il costo. Si possono comunque ottenere risultati soddisfacenti semplicemente scomponendo l'avvolgimento primario in due o più sezioni, ed intercalando tra queste il secondario. La fig. 86 mostra due semplici sistemi di tale scomposizione.

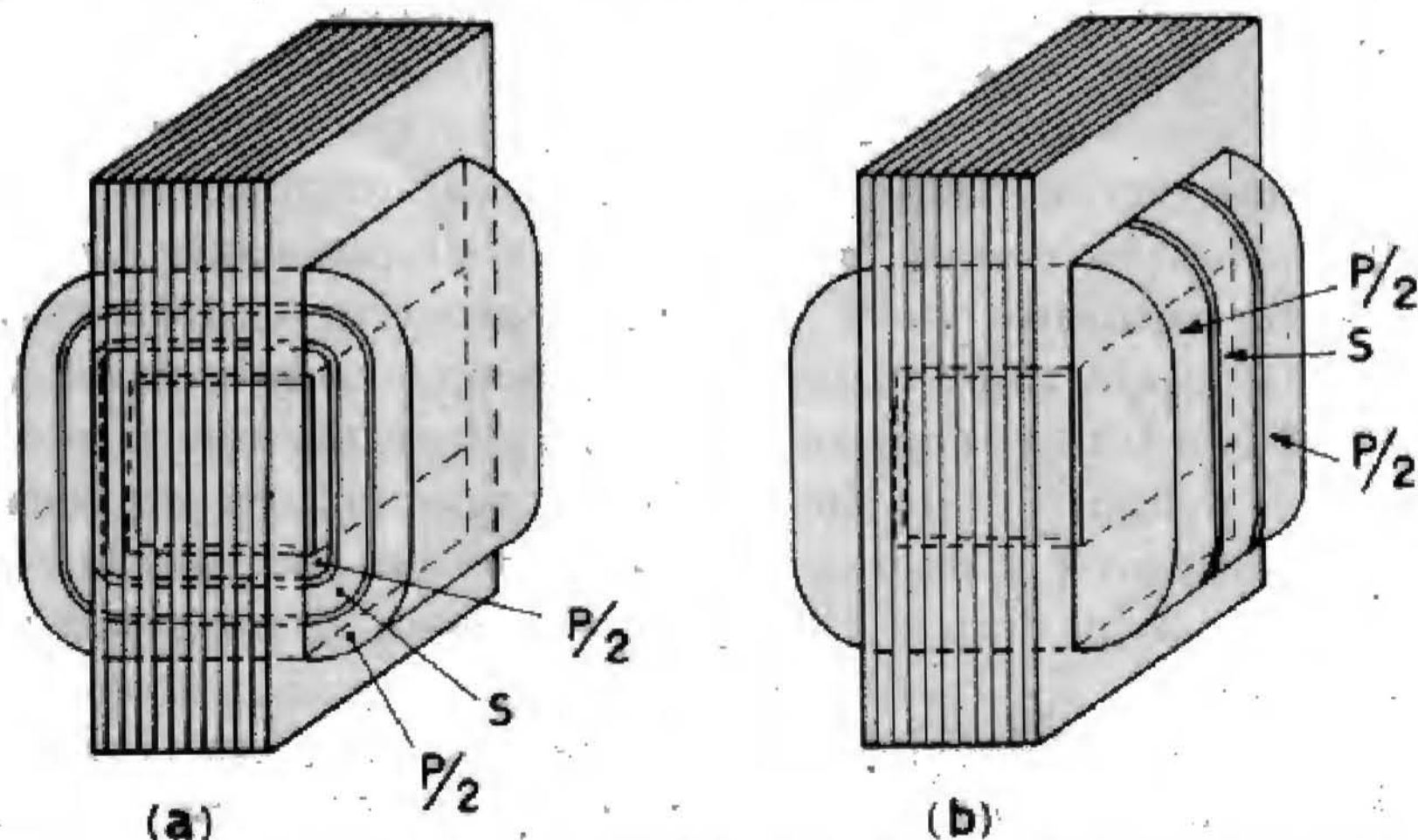


Fig. 86. - Disposizione degli avvolgimenti in un trasformatore d'uscita.

I dati costruttivi di un normale trasformatore di uscita per stadio di potenza in classe A possono essere determinati nel modo seguente:

— siano P la potenza resa in placca dello stadio, S la sezione del nucleo in cm^2 , N_p ed N_s le spire dei due avvolgimenti, R_a e Z_b rispettivamente il carico riflesso al primario e quello connesso al secondario, f_{\min} la frequenza inferiore di taglio.

Il numero delle spire primarie può essere ricavato dalla stessa formula dei trasformatori a frequenza rete, adattando una induzione magnetica massima di $0,4 \text{ W}_b/\text{m}^2$ oppure di $0,6 \text{ W}_b/\text{m}^2$, a seconda che si tratti di stadio d'uscita asimmetrico o stadio controfase. Le spire secondarie sono

ottenute dividendo per $n = \sqrt{\frac{R_a}{Z_b}}$ quelle primarie. Si ha quindi:

$$V_p = \sqrt{PR_a}; \quad N_p = \frac{V_p \times 10^4}{4,44 \times f_{\min} \times B_{\max} \times S}; \quad N_s = \frac{N_p}{n}$$

La sezione del nucleo dipende principalmente dalla potenza P e dalla frequenza f_{\min} . Si può fare approssimativamente:

$$\text{per stadio asimmetrico} \quad S = \sqrt{\frac{350 P}{f_{\min}}}$$

$$\text{per stadio controfase} \quad S = \sqrt{\frac{250 P}{f_{\min}}}$$

In un trasformatore d'uscita le perdite magnetiche del nucleo sono in genere molto meno rilevanti delle perdite elettriche prodotte dalla resistenza ohmica degli avvolgimenti. È opportuno quindi dimensionare piuttosto largamente i conduttori che compongono gli avvolgimenti stessi.

Nel primario circolano due componenti di corrente: l'una continua I_{cc} , dovuta alla corrente anodica media della valvola (o di una delle valvole in caso di push-pull), e altra alternata I_p . La risultante di queste due componenti, sommate vettorialmente, dà la corrente I'_p , per cui va dimensionato il conduttore primario. Trascurando la corrente reattiva prodotta dall'induttanza del primario e la

corrente attiva prodotta dalle perdite del ferro, tale risultante è:

$$I'_p = \sqrt{I_{cc}^2 + I_p^2} \quad \text{dove} \quad I_p = \frac{P}{V_p}$$

Per il secondario, supposto un rendimento η , si ha la corrente:

$$I_s = \sqrt{\frac{\eta P}{Z_b}}$$

Adottando una densità di $2A/mm^2$, i diametri dei conduttori primario e secondario sono:

$$d_p = 0,8 \sqrt{I'_p} \quad \text{e} \quad d_s = 0,8 \sqrt{I_s}$$

Verifica dell'induttanza primaria. — Come abbiamo detto, è importante che il trasformatore d'uscita abbia una elevata induttanza primaria. Per controllare questa induttanza si usano due procedimenti diversi, l'uno applicabile

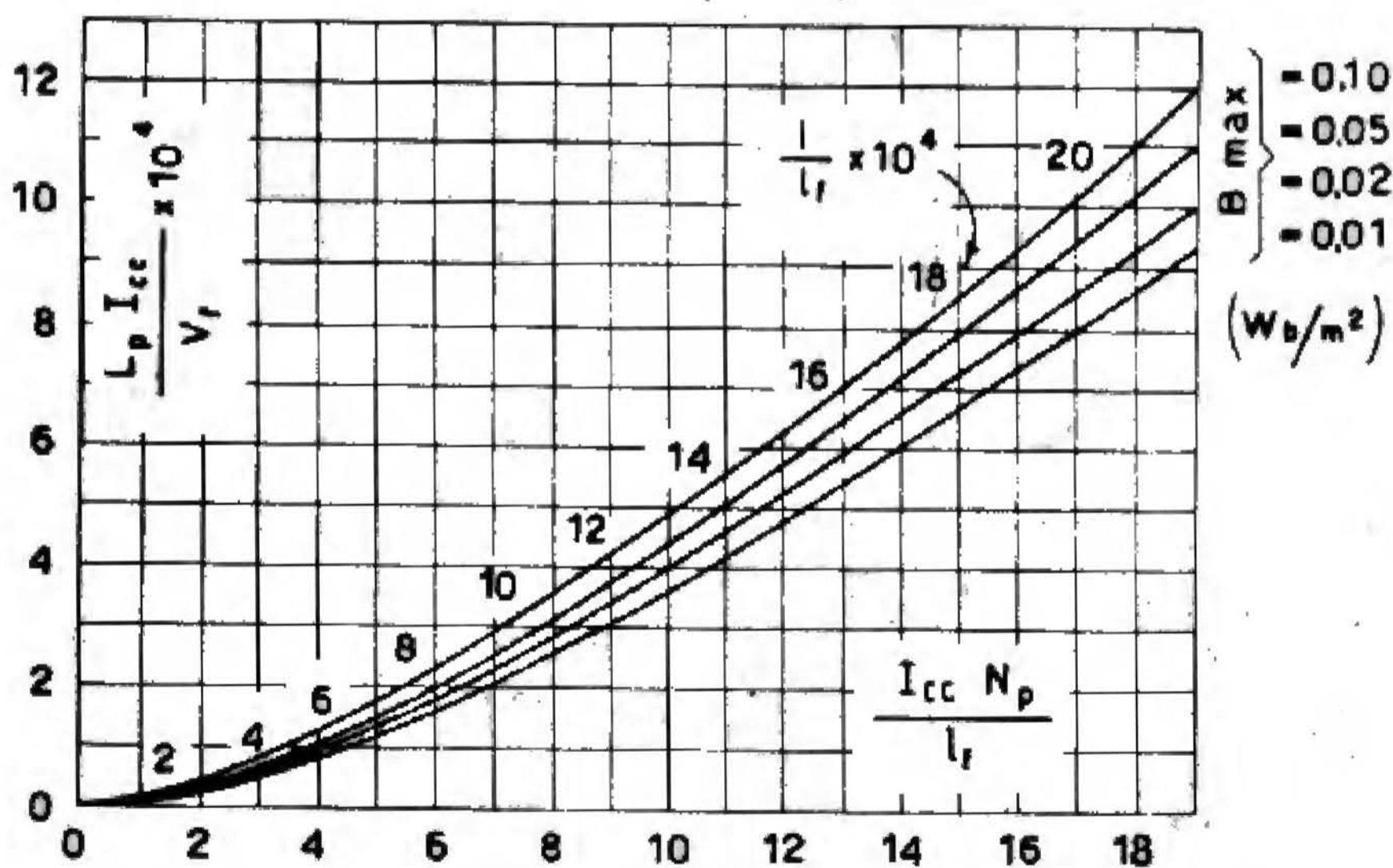


Fig. 87. - Grafico per calcolo induttanze di B.F. percorse da c.c.

con trasformatori di uscita per stadi asimmetrici e l'altro applicabile con trasformatori per stadi controfase.

Il primo procedimento si avvale delle curve di fig. 87 da cui è ricavabile anche la lunghezza l dell'intraferro.

Dati necessari sono: il numero delle spire del primario N_p , il valore medio della corrente di placca I_{cc} , la sezione S e la lunghezza l_f del circuito magnetico (volume del ferro $V_f = Sl_f$), ed infine l'induzione massima B'_{max} determinata nel nucleo da una tensione alternativa pari alla decima parte della tensione V_p (tensione primaria in corrispondenza della piena uscita).

Il valore B'_{max} che permette di scegliere la curva più adatta, corrisponde alla decima parte del valore B_{max} prefissato. Esprimendo l_f e V_f rispettivamente in cm. ed in cm^3 , l'induttanza risulta in henry.

Il secondo procedimento richiede l'uso delle curve di fig. 88, da cui, per un valore dell'induzione alternativa de-

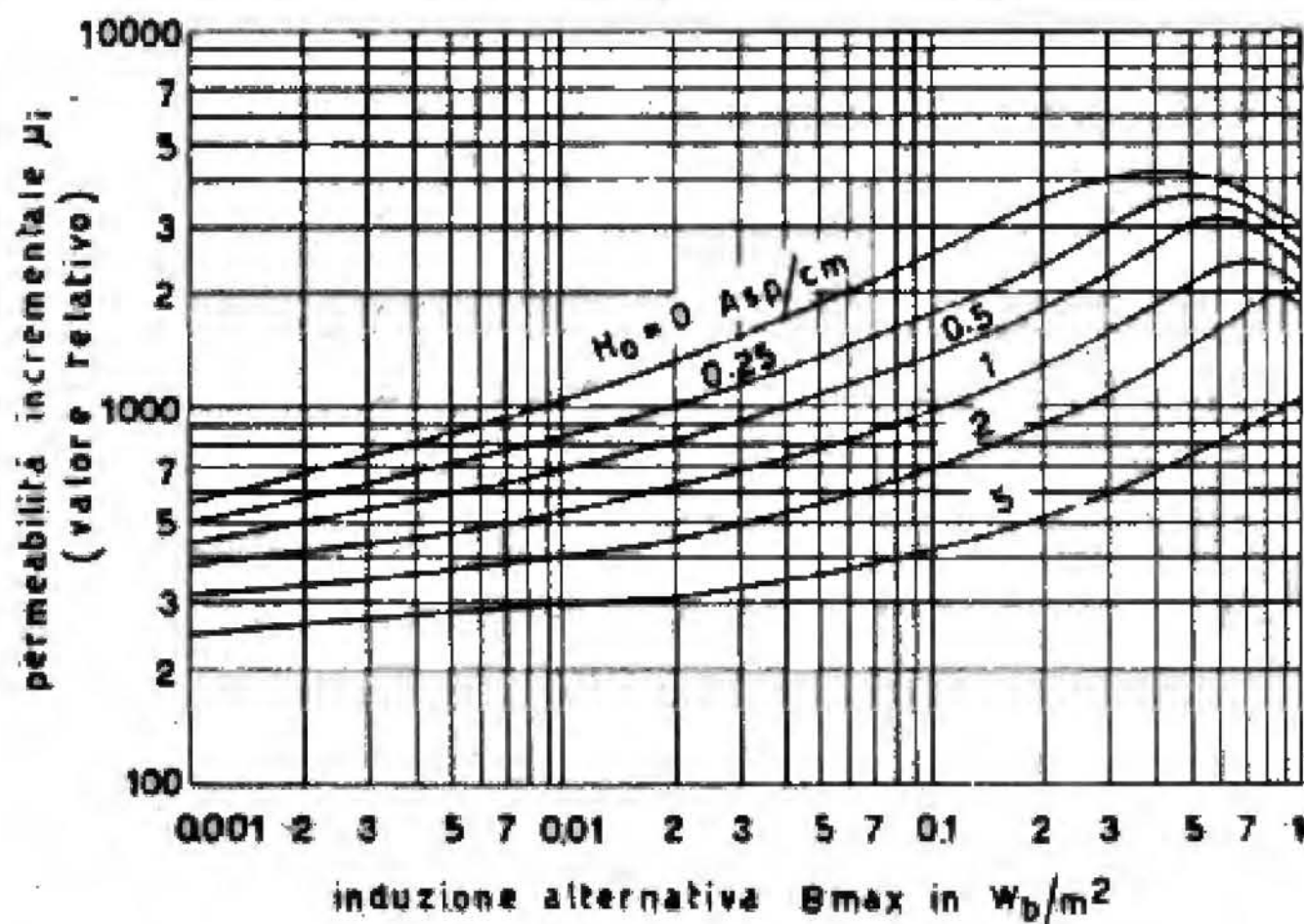


Fig. 88. - Permeabilità differenziale, in funzione di H_0 e B_{max} , di lamierino al silicio 4%.

dotta come sopra (B'_{max}), si ricava la *permeabilità differenziale* relativa del nucleo. Se lo stadio controfase è quasi perfettamente bilanciato dal lato c. c., ossia se la differenza fra le correnti di riposo delle due valvole è trascurabile, la curva da scegliersi è quella che corrisponde ad un valore zero del campo magnetizzante c. c. ($H_0 = 0$). Se invece esiste un certo squilibrio fra le correnti anzidette (la massima tolleranza ammessa è che una sia inferiore all'altra di circa il 10%), la curva da scegliersi è quella che si riferisce ad un valore di H_0 più prossimo al valore del campo

c. c. creato sul nucleo. Tale valore calcolato in asp/cm, è dedotto dalla relazione:

$$H_0 = \frac{N_p (I_{cc1} - I_{cc2})}{l_f}$$

dove con I_{cc1} ed I_{cc2} si intendono le correnti medie di placca dei due rami in opposizione.

Ottenuto il valore della permeabilità (μ_1), l'induttanza dell'avvolgimento primario è:

$$L_p = \frac{1,256 N_p^2 S \mu_1}{l_f \times 10^8} \text{ (in Henry)}$$

Nota: La permeabilità offerta da una sostanza ferromagnetica ad una forza magnetizzante alternativa sovrapposta ad una forza magnetizzante continua è detta *permeabilità differenziale, incrementale o apparente* (simbolo μ_Δ oppure μ_1). Tale permeabilità aumenta con l'aumentare della densità di flusso alternativo (fino al punto in cui il nucleo è saturato), e diminuisce con l'aumentare della magnetizzante c. c.; ad una potenza di uscita minima dello stadio corrisponde quindi una induttanza minima del primario. In pratica si considera come termine di confronto il valore d'induttanza realizzato per un valore della tensione alternativa primaria pari ad 1/10 della massima tensione V_p .

Esempio di progetto di trasformatore d'uscita per stadio asimmetrico. — In uno stadio finale in cui è montata una valvola 6AQ5 esistono le seguenti condizioni di lavoro: $P = 4,25$ watt, $R_a = 5000$ ohm, $Z_p = 3$ ohm, $I_{cc} = 0,042$ A. Calcolare gli elementi costruttivi del trasformatore ammettendo una frequenza di taglio di 85 p/s ed un rendimento alle frequenze medie di circa il 75%.

rapporto spire: $n = \sqrt{\frac{5000}{3}} = 41$

tensione del primario: $V_p = \sqrt{4,25 \times 5000} = 146V$

sezione approssimata del nucleo :

$$S' \approx \sqrt{\frac{350 \times 4,25}{85}} \approx 4,18 \text{ cm}^2$$

sezione effettiva (da fig. 89) :

$$S = 0,85 \times 2,2 \times 2,3 = 4,3 \text{ cm}^2$$

spire del primario ($B_{\max} = 0,4 \text{ W}_b/\text{m}^2$) :

$$N_p = \frac{146 \times 10^4}{4,44 \times 85 \times 0,4 \times 4,3} = 2.450$$

spire del secondario : $N_s = \frac{2.450}{41} = 60$

corrente c.a. primaria : $I_p = \frac{4,25}{146} = 0,029 \text{ A}$

corrente risultante primaria :

$$I'_p = \sqrt{0,042^2 + 0,029^2} = 0,051 \text{ A}$$

corrente c. a. secondaria : $I_s = \sqrt{\frac{0,75 \times 4,25}{3}} = 1 \text{ A}$

diametro filo primario : $d_p = 0,8 \sqrt{0,051} = 0,18 \text{ mm}$

diametro filo secondario : $d_s = 0,8 \sqrt{1} = 0,8 \text{ mm}$

La scelta del lamierino è subordinata all'area della finestra, che per questi piccoli trasformatori deve essere almeno uguale a 3,5 volte la sezione totale delle spire. Calcoliamo per il nostro caso tale sezione totale e confrontiamola con l'area della finestra del lamierino di fig. 89 :

$$A = 3,5 \left(\frac{\pi d_p^2 N_p}{4} + \frac{\pi d_s^2 N_s}{4} \right) = 2,75 (d_p^2 N_p + d_s^2 N_s)$$

$$A = 2,75 (0,18^2 \times 2450 + 0,8^2 \times 60) = 324 \text{ mm}^2$$

$$\text{area finestra} = 11 \times 32 = 352 \text{ mm}^2.$$

Il primario consta di circa 21 strati, di 118 spire ciascuno, separati da carta paraffinata dello spessore di 0,04 mm. Il secondario consta di due strati, di 30 spire ciascuno, separati da carta prespan dello spessore di 0,1 mm. Fra il primario ed il secondario si metterà un isolamento costituito da due giri di carta prespan di spessore 0,15 mm.

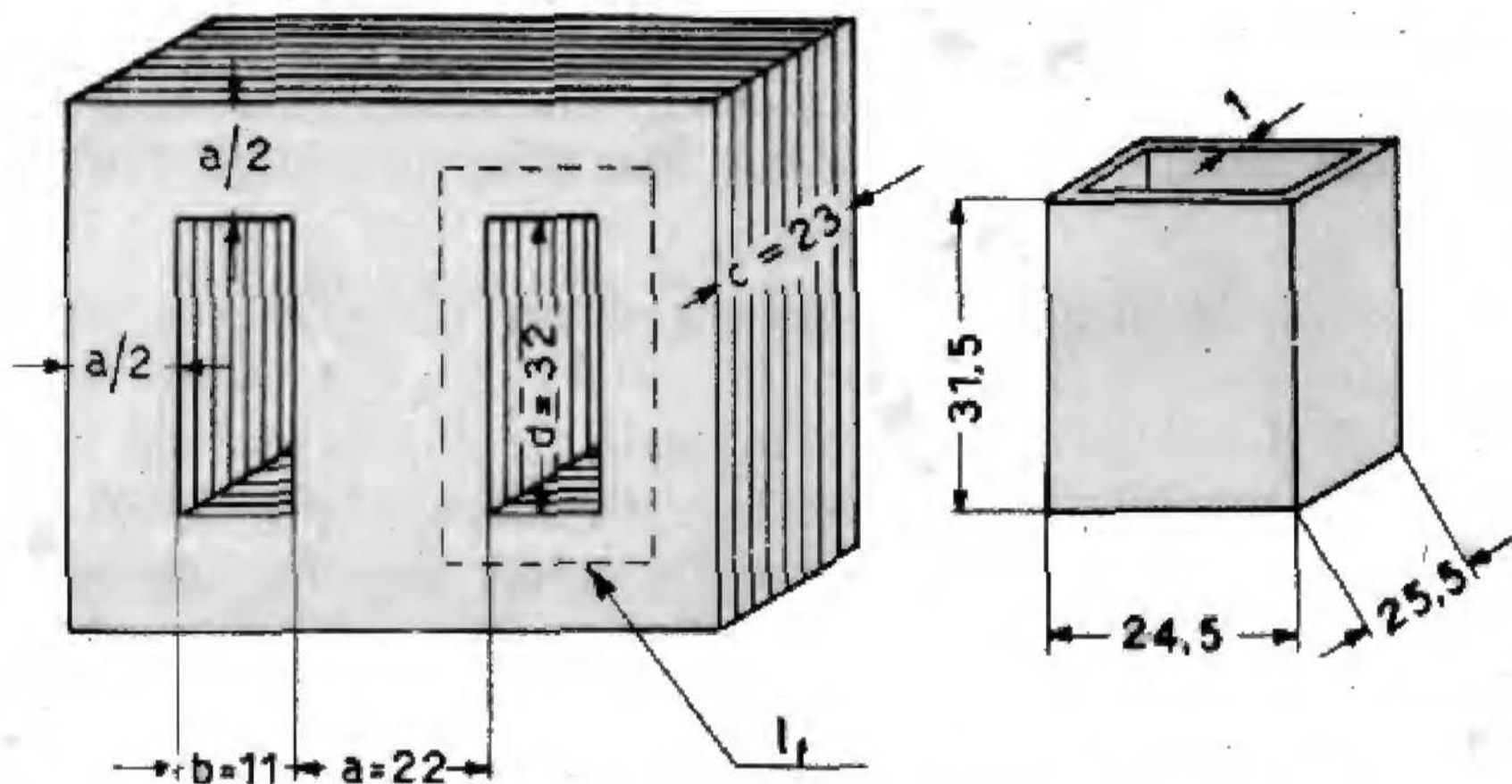


Fig. 89. - Pacco lamellare e relativo cartoccio (misure in mm.).

Verifica dell'induttanza primaria. — Dalla fig. 89 si rileva che la lunghezza del circuito magnetico ed il volume del ferro sono:

$$l_f = 2a + 2b + 2d = 4,4 + 2,2 + 6,4 = 13 \text{ cm.}$$

$$V_f = S l_f = 4,3 \times 13 = 56 \text{ cm}^3.$$

Si ha quindi:

$$\frac{I_{ce} N_p}{l_f} = \frac{0,042 \times 2450}{13} = 7,9$$

e dalle curve di fig. 87, per una induzione alternativa uguale a 0,4/10 ossia di 0,04 W_b/m^2 :

$$\frac{L_p I_{ce}^2}{V_f} 10^4 = 3,15 \quad ; \quad \frac{i}{l_f} 10^4 = 11$$

da cui:

$$L_p = \frac{3,15 \times 56}{0,042^2 \times 10^4} = 10 \text{ henry}$$

$$i = \frac{11 \times 13}{10^4} = 0,0143 \text{ cm.}$$

L'intraferro pratico, cioè lo spessore di carta paraffinata da interporre fra gli « E » e gli « I » dei lamierini, sarà di $0,0143/2$ cm., ossia di 0,07 mm. circa.

La reattanza del primario alla minima frequenza di lavoro è:

$$2 \pi f_{\min} L_p = 6,28 \times 85 \times 10 = 5338 \Omega$$

valore che risponde egregiamente alla condizioni di minima sufficienza determinata da R_a .

Esempio di progetto di trasformatore d'uscita per stadio controfase. — In uno stadio finale ove è montato un push-pull di 6AQ5 si hanno le seguenti condizioni di lavoro: $P = 8,5$ W, $R_a = 10000 \Omega$, $Z_b = 3 \Omega$, $I_{cc} = 0,042$ A per valvola. Calcolare gli elementi costruttivi del trasformatore ammettendo una f_{\min} di 70 p/s ed un rendimento, alle frequenze medie, di circa l'80%.

rapporto spire:

$$n = \sqrt{\frac{10000}{3}} = 58$$

tensione primaria:

$$V_p = \sqrt{8,5 \times 10000} = 292 \text{ V}$$

sezione approssimata del nucleo:

$$S' = \sqrt{\frac{2,50 \times 8,5}{70}} = 5,5 \text{ cm}^2$$

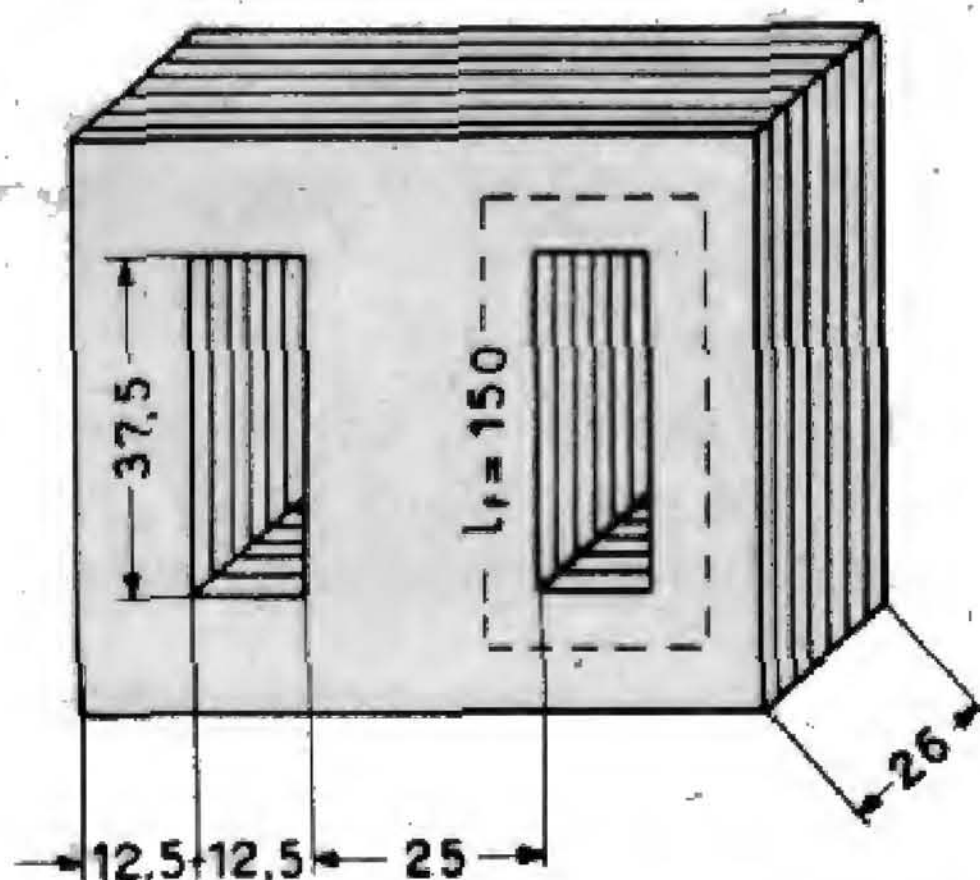


Fig. 90. — Pacco lamellare del trasformatore d'uscita per stadio controfase.

sezione effettiva (da fig. 90):

$$S = 0,85 \times 2,5 \times 2,6 = 5,52 \text{ cm}^2$$

spire primarie ($B_{\max} = 0,6$):

$$N_p = \frac{292 \times 10^4}{4,44 \times 70 \times 0,6 \times 5,52} = 2830$$

spire secondarie : $N_s = \frac{2830}{58} = 49$

corrente c.a. primaria : $I_p = \frac{8,5}{292} = 0,029 \text{ A}$

corrente risultante per ogni sezione primaria :

$$I'_p = \sqrt{0,042^2 + 0,029^2} = 0,051 \text{ A}$$

corrente secondaria : $I_s = \sqrt{\frac{0,8 \times 8,5}{3}} = 1,5 \text{ A}$

diametro filo primario : $d_p = 0,8 \sqrt{0,051} = 0,18 \text{ mm.}$

diametro filo secondario : $d_s = 0,8 \sqrt{1,5} = 1 \text{ mm.}$

Ammettendo una differenza di 4 m/A tra le correnti di riposo delle due valvole, il campo magnetico c. c. nel nucleo viene ad essere:

$$H_o = \frac{I_{cc} N_p}{l_f} = \frac{0,004 \times 2830}{15} = 0,75 \text{ asp/cm.}$$

Dalle curve di fig. 88, per un valore di $H_o = 0,75$ asp/cm ed un valore di $B'_{\max} = 0,6/10 = 0,06 \text{ W}_b/\text{m}^2$, la permeabilità differenziale risulta essere:

$$\mu_i = 900 .$$

L'induttanza dell'avvolgimento primario è quindi:

$$L_p = \frac{1,256 \times 2830^2 \times 5,52 \times 900}{15 \times 10^8} = 33,3 \text{ henry}$$

e la sua reattanza induttiva:

$$2 \pi f_{\min} L_p = 6,28 \times 70 \times 33,3 = 14600 \Omega .$$

Questo valore della reattanza, come si vede, è alquanto superiore al minimo accettabile di 10000 Ω .

87 Classificazione degli amplificatori.

Gli amplificatori finora trattati sono i più semplici ed i più comuni, e vengono chiamati *amplificatori di classe A*. In essi la polarizzazione di griglia e la tensione alternativa del segnale di griglia sono tali per cui, attraverso un determinato tubo, la corrente di placca scorre in ogni istante. Negli amplificatori di classe A, inoltre, non deve mai nascere corrente di griglia, e perché ciò sia possibile occorre che l'ampiezza del segnale di griglia non superi mai il valore della polarizzazione.

Esistono però diversi altri modi di far funzionare i tubi elettronici per ottenerne una maggiore potenza d'uscita ed una maggiore *efficienza di placca*. (Come è stato detto altrove, il rendimento o efficienza di placca è il rapporto tra la potenza utile di BF e la potenza d'ingresso c. c. richiesta dalla placca). Nella fig. 91 si può vedere, ad esempio, il circuito di uno stadio controfase con una batteria

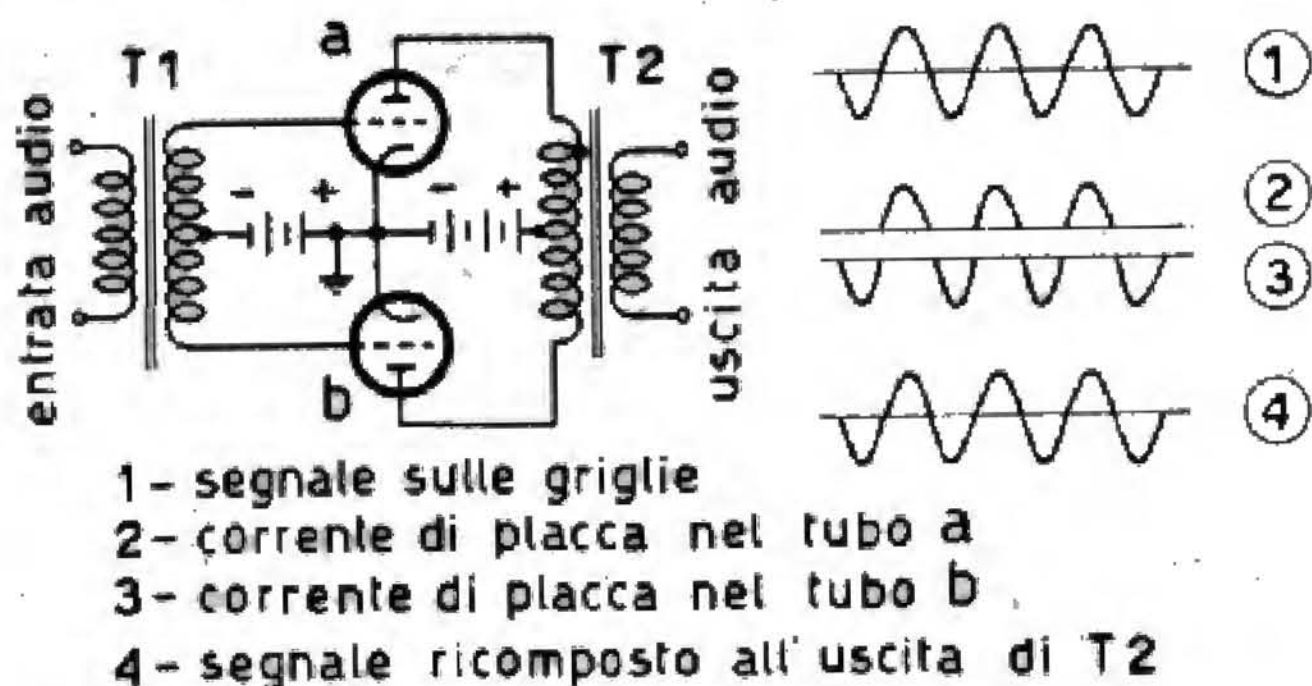


Fig. 91. - Funzionamento dell'amplificatore in classe B.

inserita fra il centro del trasformatore d'entrata e la massa. La batteria ha lo scopo, in questo caso, di polarizzare le due griglie in modo che, in assenza del secondario, ambedue le correnti di placca siano pressoché interdetto. All'arrivo del segnale i potenziali delle due griglie aumentano e diminuiscono alternativamente, seguendo l'andamento della tensione oscillante che si sovrappone alla tensione continua di polarizzazione. Ciò obbliga le placche a condurre durante i semicicli positivi del segnale, quando cioè le rispettive griglie sono rese meno negative. Essendo però opposte le polarità del segnale sulle due griglie in qualsia-

si istante, ne consegue che una sola valvola alla volta può condurre. Gli impulsi di corrente assumono così l'aspetto indicato nella figura 91,4, ricomponendosi in una corretta forma sinusoidale attraverso il trasformatore d'uscita. Questo aspetto di funzionamento è conosciuto sotto il nome di *amplificazione in classe B*.

Gli amplificatori di classe B sono notevolmente più efficienti di quelli di classe A, potendo fornire rendimenti compresi fra il 65 ed il 70% (ricordiamo che la classe A permette rese del $30 \div 35\%$). La corrente c. c. di placca di un amplificatore di classe B è inoltre proporzionale alla tensione del segnale sulle griglie, cosicché la potenza d'ingresso sulle placche è piccola quando è presente un segnale debole.

La potenza d'ingresso c. c. in uno stadio di classe A è sempre la stessa, che ci sia o no il segnale; il massimo valore di essa che si può applicare coincide quindi con il valore della massima dissipazione di placca sopportabile dalla valvola o dalle valvole (dati del costruttore). In una valvola che funziona in classe B, invece, a causa del semi-periodo di inoperosità, si può applicare una potenza d'ingresso c. c. doppia di quella prescritta dal funzionamento in classe A ed ottenere così una potenza resa altrettanto maggiore.

Un amplificatore di classe B è fatto di solito funzionare in maniera da poter dare la massima potenza d'uscita possibile. Per ottenere ciò è necessario rendere positive le griglie rispetto ai catodi durante almeno una parte del ciclo di tensione del segnale. Ne deriva di conseguenza che l'ampiezza del segnale (valore picco) per ogni griglia è maggiore del negativo base. Il generatore che eccita le griglie deve però essere in grado di fornire la potenza c. c. richiesta da queste durante il tempo in cui rimangono positive, e cioè durante il tempo in cui assorbono corrente. Tale potenza è piccola in confronto alla potenza d'uscita dell'amplificatore, ma il fatto che le griglie siano positive soltanto durante una *parte* del ciclo, significa che il carico sul generatore cambia di valore nel corso dello stesso ciclo. Ciò impone al generatore, o allo stadio che precede l'amplificatore — lo stadio pilota — di disporre di una potenza propria che sia alquanto superiore alla potenza ri-

chiesta dalle griglie dell'amplificatore medesimo, di modo che gli sbalzi di carico siano poco sentiti.

Tra l'amplificazione di classe A e quella di classe B s'inserisce un'altra specie di amplificazione detta di *classe AB*. Un amplificatore di classe AB è costituito da uno stadio controfase in cui la polarizzazione della griglia è maggiore di quella adoperata per un funzionamento in classe A ma è minore di quella adoperata per un funzionamento in classe B. Con valori bassi del segnale le valvole funzionano praticamente come in un amplificatore di classe A, e la corrente di placca è la stessa che sia o no presente nel segnale. Con valori alti della tensione eccitatrice, invece, la corrente di placca di una valvola si annulla durante parte del semiciclo *negativo* del segnale applicato alla sua griglia, mentre la corrente di placca dell'altra valvola aumenta nel contempo fortemente. Anche la corrente media dell'intero stadio sale sopra il livello che ha in assenza del segnale quando quest'ultimo è di ampiezza elevata.

In un amplificatore di classe AB la distorsione può essere altrettanto bassa che in un amplificatore di classe A, ma la potenza d'uscita e l'efficienza di placca sono considerevolmente maggiori. Questo tipo di amplificatore controfase può funzionare sia senza corrente di griglia sia con corrente di griglia: nel primo caso esso viene chiamato di *classe AB₁*, e le sue griglie non diventano mai positive rispetto al catodo; nel secondo caso esso prende il nome di *AB₂*, e le sue griglie assorbono corrente durante parte del ciclo del segnale.

L'amplificatore di classe *AB₂* sviluppa una potenza un po' maggiore, a parità di valvole adoperate, di quella dell'amplificatore *AB₁*; ma il primo, a differenza del secondo e similmente all'amplificatore di classe B, richiede uno speciale stadio pilota capace di fornire potenza, senza distorsione, in un carico resistivo fortemente variabile.

Oltre ai tipi già accennati, esiste un altro tipo di amplificatore che è chiamato *amplificatore di classe C*. Esso funziona con un potenziale negativo di griglia di valore notevolmente maggiore di quello necessario per l'interdizione della corrente anodica. Il segnale applicato è però talmente ampio che durante i suoi picchi positivi la gri-

glia dello stadio produce degli impulsi di corrente anodica così forti da raggiungere il livello di saturazione. Naturalmente anche la griglia, acquistando polarità positiva durante parte del ciclo del segnale (meno di mezzo periodo), assorbe corrente e quindi carica il generatore da cui si alimenta. Questo amplificatore non è mai adoperato in bassa frequenza data la notevole distorsione che esso produce. Trova invece applicazioni in R. F., ove può essere usato sia con un montaggio asimmetrico sia con un montaggio controfase (circuiti di trasmissione).

L'amplificatore di classe C (fig. 92) è caratterizzato da un rendimento di placca che arriva fino al 70 ÷ 75%, ma

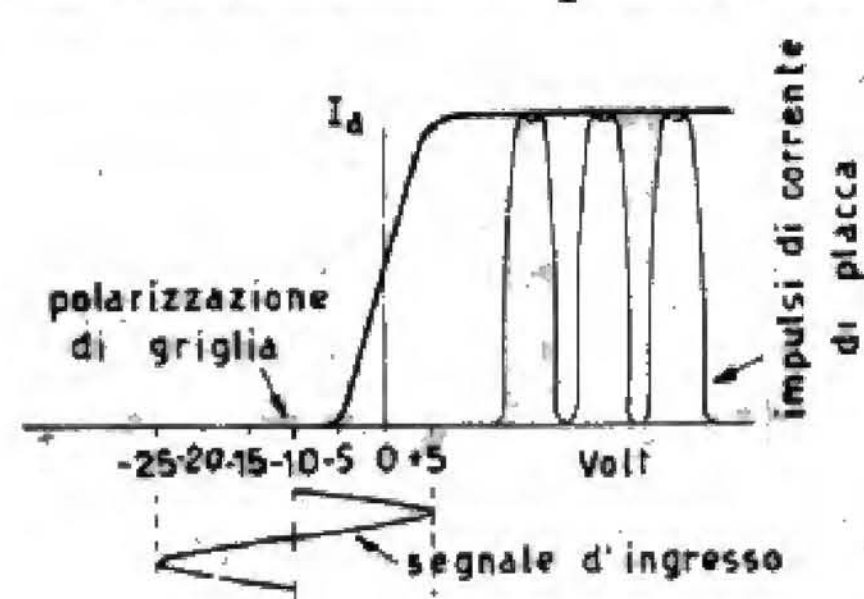


Fig. 92. - Funzionamento di un amplificatore di classe C.

la potenza di eccitazione di griglia che esso richiede è ancora maggiore di quella necessaria ad un amplificatore di classe B. Per un efficiente funzionamento un amplificatore con triodo ha bisogno di una potenza di pilotaggio di circa il 15 ÷ 20% della potenza d'uscita. Valvole a griglia schermo e pentodi richiedono invece potenze di griglia dell'ordine del 5 ÷ 10%.

88 Lo stadio convertitore.

In un ricevitore supereterodina le frequenze dei segnali in arrivo sono abbassate e portate tutte ad un unico valore, detto *frequenza intermedia* (F. I.). Il cambiamento di frequenza viene effettuato mediante un processo di miscelazione del segnale d'antenna con un segnale generato localmente da un comune oscillatore. Il segnale di battimento risultante viene in seguito rettificato (prima rivelazione) ed amplificato fino a raggiungere il livello necessario per una efficace rivelazione (seconda rivelazione).

Se le funzioni di oscillatore e primo rivelatore sono espletate da due tubi separati, il secondo di questi è chiamato *mescolatore*. Se le stesse funzioni sono svolte da un solo tubo, come spesso avviene per ragioni di efficienza e

di economia, il detto tubo prende il nome di *convertitore*. In entrambi i casi il risultato è identico.

Il processo di conversione di frequenza permette di amplificare il segnale ad una frequenza minore di quella in arrivo, ricavandone una maggiore selettività ed un maggior guadagno per stadio. La selettività ed il guadagno sono inoltre costanti per tutti i segnali ricevuti su una stessa gamma di frequenze.

Ciascuna frequenza generata dall'oscillatore può produrre nel mescolatore due uscite distinte a frequenza intermedia: l'una per un segnale avente una frequenza *minore* di quella dell'oscillatore del valore della F. I., e l'altra per un segnale avente una frequenza propria *maggiore* di quella dell'oscillatore dello stesso valore della F. I. Ammesso, per esempio, che la F. I. sia di 400 Kc/s e che l'oscillatore funzioni a 5400 Kc/s, il mescolatore può dare una risposta sia per un segnale desiderato avente frequenza di 5000 Kc/s sia per un segnale indesiderato avente frequenza di 5800 Kc/s. Il segnale non desiderato è detto *segnale immagine*.

I circuiti di radio frequenza del radioricevitore che precedono la conversione di frequenza sono di solito accordati sul segnale desiderato, di modo che la selettività di essi riduce o elimina l'uscita del segnale immagine. Il rapporto tra la tensione d'uscita del ricevitore per il segnale voluto e la tensione d'uscita per quello non voluto è chiamato *rapporto immagine*.

Il rapporto immagine dipende dalla selettività dei circuiti accordati di R. F. precedenti il tubo mescolatore. Inoltre, più elevata è la F. I., maggiore è tale rapporto perché maggiore è il distacco di frequenza fra il segnale desiderato e quello immagine.

Lo stadio mescolatore è simile ad uno stadio rivelatore. Sulla griglia è posto un circuito L-C sintonizzabile sulla frequenza del segnale da ricevere, e sulla placca è posto un circuito sintonizzabile sul valore della F. I. Alla stessa griglia o ad un'altra del tubo è portato, mediante accoppiamento capacitivo, il segnale proveniente dall'oscillatore. Il circuito sulla placca deve presentare una elevata impedenza per la frequenza intermedia ed una bassa im-

pedenza per la frequenza del segnale d'antenna e per quella dell'oscillatore. Esso deve essere quindi a Q elevato.

Chiamasi *efficienza di conversione* di un mescolatore il rapporto fra la tensione d'uscita a F. I. della placca e la tensione del segnale radio applicato alla griglia. L'oscillatore deve fornire un segnale non eccessivamente ampio (circa un volt), e deve avere una stabilità di frequenza elevata e più indipendente possibile dall'accordo del circuito di antenna.

Circuiti mescolatori e circuiti convertitori. — Nella fig. 93 sono mostrati due tipici esempi di stadio mescola-

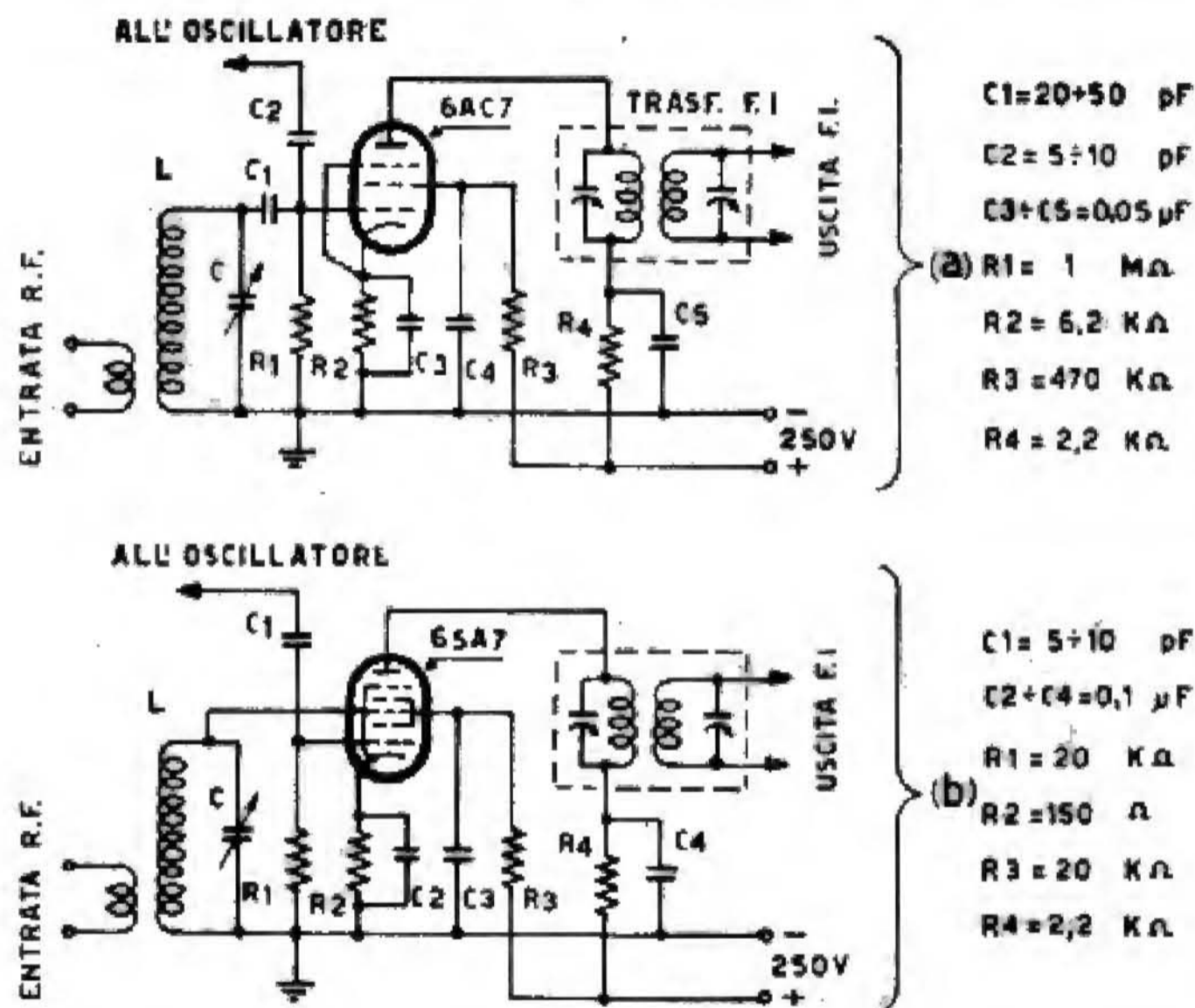


Fig. 93. — Circuiti mescolatori: (a) con pentodo; (b) con pentagriglia.

tore. Nel circuito (a) un pentodo funziona da rivelatore di placca, e la tensione dell'oscillatore arriva alla griglia attraverso C_2 . Il guadagno di conversione e la selettività d'entrata sono generalmente buoni finché la somma delle due tensioni — quella del segnale radio e quella dell'oscillatore — non eccede il negativo di griglia. Più consigliato è lo schema (b) ove esiste una netta separazione fra il circuito del segnale entrante e quello dell'oscillatore; qui la tensione dell'oscillatore agisce direttamente sul fascio elettronico del tubo attraverso un elettrodo detto *griglia d'inie-*

zione. L'accordo del circuito d'antenna influisce ben poco sulla frequenza dell'oscillatore perché la griglia di iniezione è isolata elettrostaticamente da quella di controllo mediante una sezione della griglia schermo posta a potenziale di massa rispetto alla R. F. (la reattanza di C_3 è trascurabile). Come si può notare, la valvola del circuito (b) ha cinque griglie di cui due, collegate assieme nell'interno del tubo, costituiscono la griglia schermo. In tal modo l'effetto di isolamento della griglia controllo è molto efficace.

Nella fig. 94 sono riportati due esempi di stadio convertitore. In (a) viene usato un triodo-esodo la cui griglia

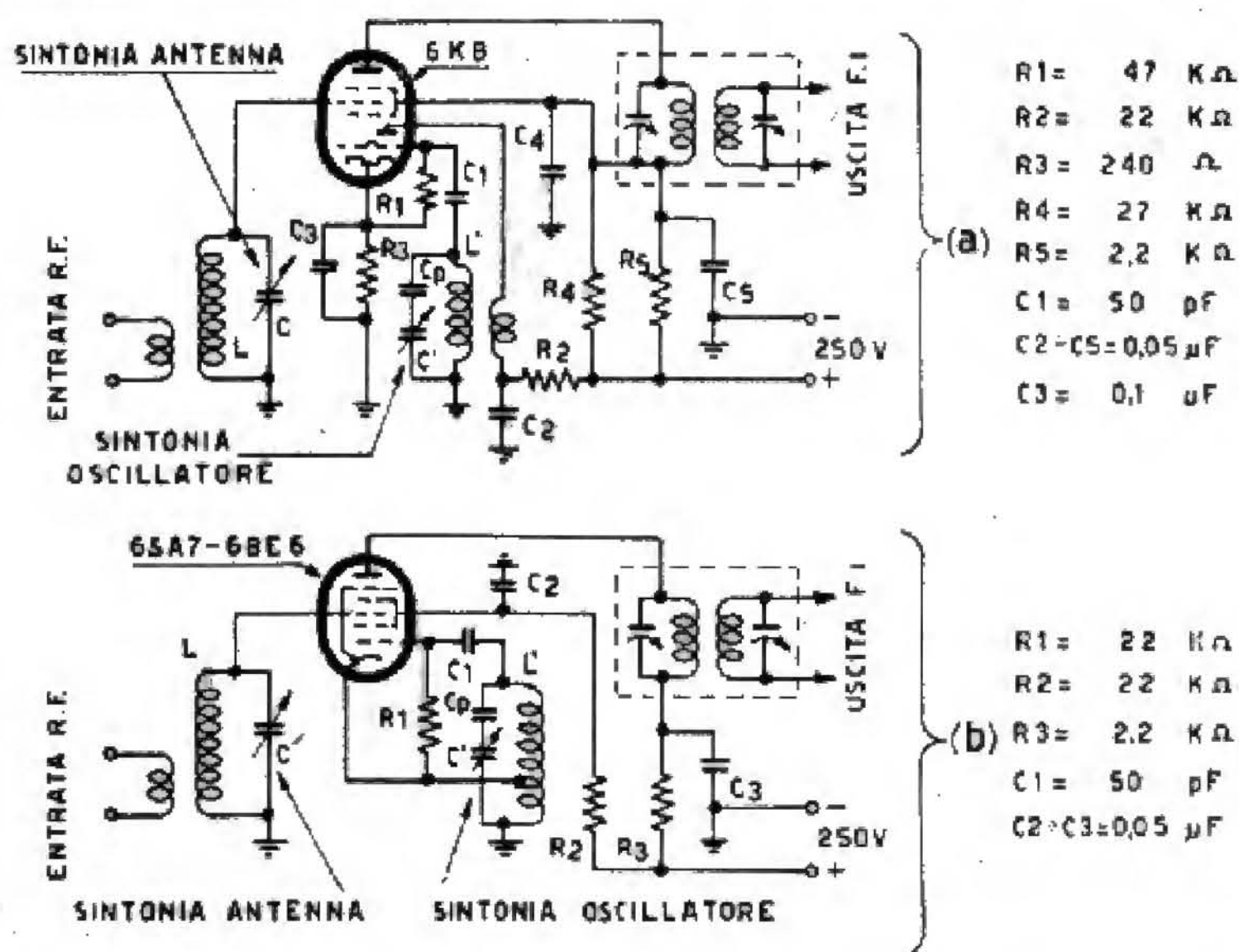


Fig. 94. - Circuiti convertitori: (a) con triodo-esodo; (b) con pentagriglia.

d'iniezione è collegata internamente alla griglia del triodo oscillatore. Le due sezioni del tubo sono sufficientemente schermate l'una dall'altra per ridurre al minimo la reciproca influenza, e cioè l'instabilità dell'oscillatore in relazione alle regolazioni di sintonia del circuito d'ingresso. In (b) si fa uso di una valvola pentagriglia espressamente studiata per la conversione di frequenza. Per la sua semplicità costruttiva questo schema è uno fra i più usati.

Accordo dei circuiti antenna-oscillatore. — In entrambi i circuiti (a) e (b) della figura 94 un condensatore C_p

è messo in serie al condensatore C' che regola la frequenza dell'oscillatore. Tale condensatore, chiamato *correttore* o *padding*, viene impiegato nei ricevitori plurigamma per consentire il comando unico dei condensatori variabili d'antenna e dell'oscillatore. Spiegheremo ora, tra l'altro, la funzione precisa di C_p .

Un circuito oscillante qualsiasi, costituito da un induttore L e da un variabile C , copre una gamma di frequenze i cui valori estremi sono:

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_{\min}}}$$

$$f_{\min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_{\max}}}$$

essendo C_{\max} e C_{\min} le capacità massima e minima di quel variabile. Se dividiamo membro a membro la prima equazione per la seconda, ed eleviamo al quadrato i due nuovi membri, abbiamo:

$$\left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}}\right)^2 = \left(\frac{2\pi \sqrt{L C_{\max}}}{2\pi \sqrt{L C_{\min}}}\right)^2 = \frac{C_{\max}}{C_{\min}}$$

da cui:

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}}$$

Quest'ultima espressione ci dice che *il rapporto tra le frequenze estreme della gamma di frequenze coperta da un determinato circuito oscillante è dato dalla radice quadrata del rapporto tra i due valori estremi di capacità del condensatore adoperato.*

Quando si utilizza in pratica un circuito oscillante, occorre tener conto di un altro fattore che interviene a modificare il rapporto teorico ora accennato. Questo fattore è rappresentato dalla *capacità residua* del montaggio (collegamenti, zoccolo portavalvola, capacità griglia-catodo del tubo, ecc.) che va ad aggiungersi ai valori C_{\max} e C_{\min} del

variabile. Chiamando C_r tale capacità residua, si può scrivere in definitiva:

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max} + C_r}{C_{\min} + C_r}}$$

Come si può facilmente pensare, la capacità residua è un elemento incerto che varia da caso a caso. Il suo valore è di solito compreso fra 15 e 50 pF. In un ricevitore ad una sola gamma d'onda, con un razionale montaggio degli organi di sintonia, si può prevedere abbastanza attendibilmente che la capacità residua raggiunga il valore di circa 25 pF. Se utilizziamo nel circuito d'antenna un condensatore variabile avente $C_{\max} = 380$ pF e $C_{\min} = 15$ pF, il rapporto di frequenza ottenibile sarà:

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{380 + 25}{15 + 25}} \approx 3,18.$$

Per il caso della gamma onde medie, ad esempio, la frequenza minima che interessa è di 512,5 Kc/s ($\lambda_{\max} = 585$ m.), per cui quella massima risulta essere:

$$f_{\max} = 512,5 \times 3,18 \approx 1630 \text{ Kc/s}$$

Nei ricevitori del tipo supereterodina è convenuto che l'oscillatore generi una frequenza che sia sempre superiore a quella del circuito d'antenna di una quantità costante ed equivalente alla F. I. Per gli estremi della gamma considerata esso deve allora fornire tensioni alternate aventi le frequenze:

$$f'_{\max} = f_{\max} + F. I.$$

$$f'_{\min} = f_{\min} + F. I.$$

Adottando una F. I. di 450 Kc/s si può scrivere:

$$f'_{\max} = 1630 + 450 = 2080 \text{ Kc/s}$$

$$f'_{\min} = 512,5 + 450 = 962,5 \text{ Kc/s}$$

da cui:

$$\frac{f'_{\max}}{f'_{\min}} = \frac{2080}{962,5} = 2,16.$$

Il rapporto tra le frequenze estreme dell'oscillatore, come si può notare, è notevolmente inferiore a quello tra le frequenze estreme del circuito d'antenna.

Prendiamo ora in considerazione un'altra gamma d'onda, e precisamente quella delle onde corte comprese fra 30 e 90 metri. Tale gamma ha rapporto 3 fra i valori estremi, per cui è utilizzabile lo stesso condensatore variabile previsto nell'esempio precedente. Le frequenze corrispondenti in antenna sono:

$$f_{\max} = \frac{300.000}{30} = 10.000 \text{ Kc/s}$$

$$f_{\min} = \frac{300.000}{90} = 3.333 \text{ Kc/s.}$$

Quelle corrispondenti nell'oscillatore, per uno stesso valore della F. I., sono:

$$f'_{\max} = 10.000 + 450 = 10.450 \text{ Kc/s}$$

$$f'_{\min} = 3.333 + 450 = 3.783 \text{ Kc/s}$$

da cui:

$$\frac{f'_{\max}}{f'_{\min}} = \frac{10450}{3783} \approx 2,76.$$

Anche in questo caso il rapporto tra le frequenze estreme dell'oscillatore è inferiore a quello esistente tra le frequenze estreme di antenna. C'è però da osservare che ora la diminuzione del rapporto è meno rilevante.

I due esempi numerici esposti dimostrano che, per uno stesso condensatore variabile funzionante in antenna, il condensatore variabile dell'oscillatore deve rispondere ad un rapporto di capacità che varia con la gamma d'onda. Ciò non avrebbe alcuna importanza se i due variabili fossero comandati separatamente, ma questo modo di accordare i circuiti, da tempo abbandonato per evidenti ragioni pratiche, è estremamente difficoltoso per la ricerca delle stazioni radioemittenti. Si deve quindi risolvere il problema di ottenere che i due variabili, qualunque sia l'angolo comune di rotazione, offrano ai loro morsetti dei valori di capacità che permettano ai rispettivi circuiti di mantenere

costante la differenza di frequenza stabilita come valore della F. I.

Il problema del comando unico dei variabili ha due soluzioni: l'una è applicabile a radioricevitori funzionanti su una sola gamma di frequenze, e l'altra è applicabile sia ad apparecchi di questo tipo che ad apparecchi dotati di più gamme di funzionamento. Esse sono:

a) I due variabili di sintonia hanno una diversa capacità massima ed una diversa sagomatura delle placche. La *legge di variazione di capacità* (variazione della capacità in relazione all'angolo di rotazione delle placche mobili) del condensatore destinato all'oscillatore è scelta in modo opportuno, a seconda della gamma d'onda.

b) I due variabili di sintonia hanno una uguale costruzione e le leggi di variazione delle loro capacità sono differenziate mediante l'azione combinata di due speciali condensatori, disposti l'uno in serie e l'altro in parallelo al variabile dell'oscillatore. Il primo di questi condensatori, detto *correttore*, è di solito fisso ed ha una capacità di alcune centinaia o migliaia di picofarad, a seconda della gamma di lavoro: esso agisce prevalentemente verso la posizione di massima chiusura delle placche (massima capacità) del variabile. Il secondo, detto *compensatore*, è sempre regolabile ed ha una capacità di alcune decine di picofarad: esso agisce prevalentemente verso la posizione di massima apertura delle placche del variabile.

Nel caso della soluzione (b) il correttore riduce evidentemente la capacità totale che sintonizza la bobina dell'oscillatore; tale riduzione però è minima quando il variabile è ruotato in modo da presentare una piccola capacità. Il compensatore aumenta la capacità residua del circuito dell'oscillatore, contribuendo così a diminuire la variazione di capacità apportata dal variabile; questa riduzione naturalmente è più sentita quando lo stesso variabile si porta verso la sua massima apertura.

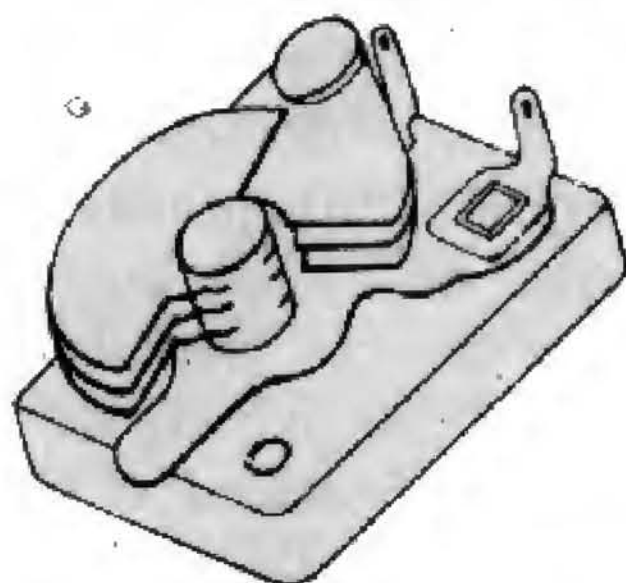


Fig. 95. - Compensatore ad aria su base di ceramica.

La scala parlante. — Nei moderni radioricevitori i condensatori variabili dei circuiti di sintonia sono sempre realizzati in un unico blocco, con una comune incastellatura metallica che regge gli statori ed un solo perno che comanda i rotori. Gli statori sono isolati fra loro, mentre i rotori risultano meccanicamente ed elettricamente collegati attraverso lo stesso perno.

Per rendere dolce il movimento dei rotori, e permetterne i più piccoli spostamenti angolari, il perno ruota in cuscinetti a sfere che sono fissati direttamente sull'incastellatura. Fra perno e carcassa agiscono opportune molle

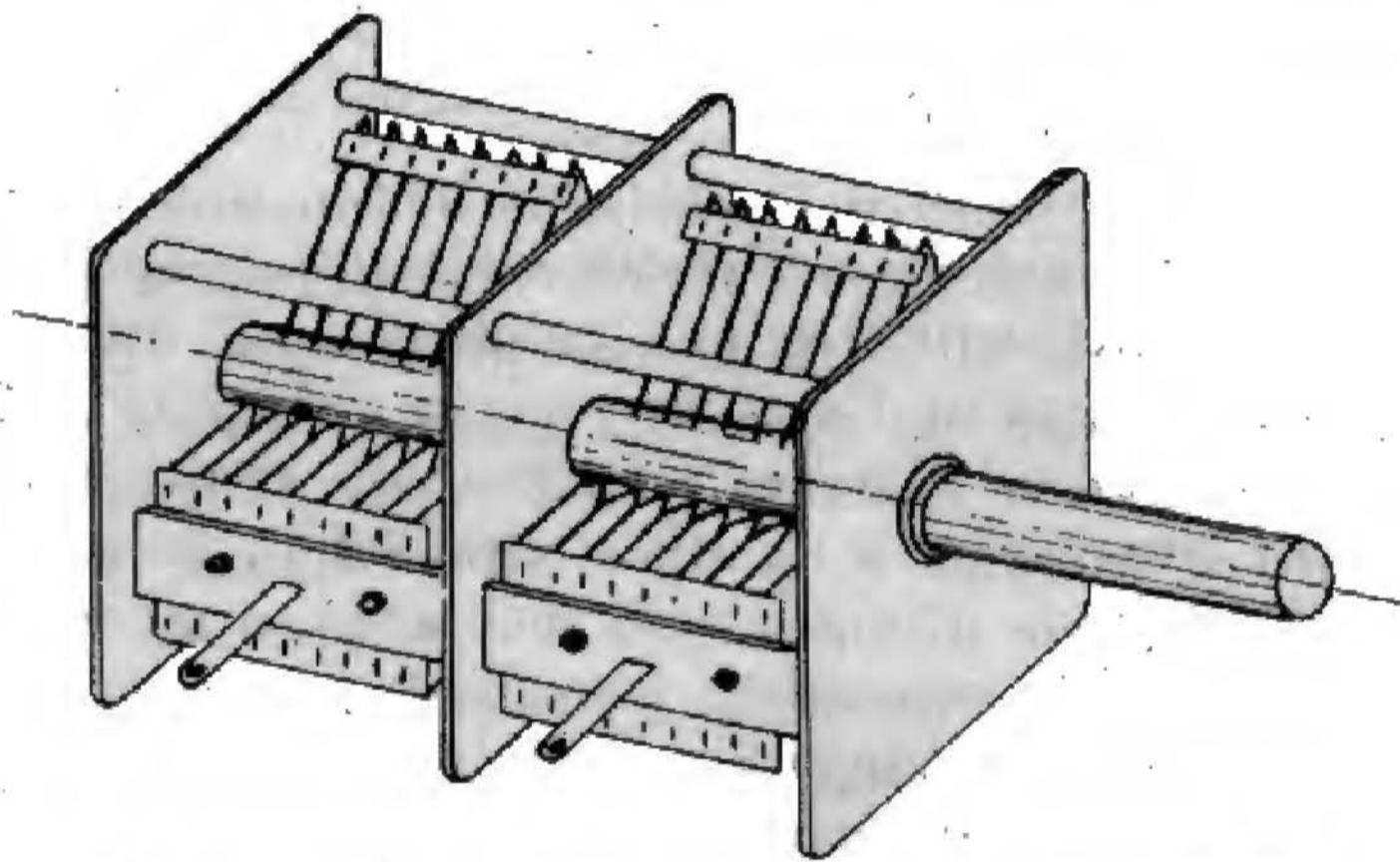


Fig. 96. — Condensatore variabile a due sezioni uguali.

di contatto, le quali consentono una buona conduttività fra gli elementi mobili dei condensatori e la massa metallica dello chassis.

Frontalmente all'apparecchio ricevente è fissato un quadrante di lettura che abitualmente è chiamato *scala parlante*. Sul quadrante sono riportate due o più scale graduate, su cui si leggono le frequenze o lunghezze d'onda delle gamme ricevibili, ed alcuni trattini indicatori con i nomi delle principali radioemittenti situate su quelle gamme. Graduazioni e trattini sono distribuiti sul quadrante nel senso della sua lunghezza.

Un indice scorrevole, a forma di astina verticale, è azionato assieme al variabile dalla manopola di sintonia. Quest'ultima trasmette il movimento ai rotori per mezzo di una cordicella flessibile ed un complesso di ruotismi che

riducono notevolmente la velocità di rotazione (rapporto 20 : 1 circa). La cordicella scorre in parte lungo il quadrante e trasporta l'indice che con la sua posizione indica la stazione ricevuta e la frequenza corrispondente.

La scala parlante spesso comprende, oltre alla manopola di sintonia, altre due o tre manopole che comandano il commutatore di gamma (bobine, correttori, compensatori), il potenziometro di volume e quello di tono. Ad uno di questi due ultimi organi è di solito abbinato l'interruttore di rete per dare o togliere l'alimentazione alle valvole dell'apparecchio.

Inesattezza della soluzione del comando unico dei variabili mediante correttore. — A parte la limitazione di una sola gamma d'onda che il sistema di due condensatori diversamente sagomati necessariamente impone, c'è da osservare che tale soluzione, almeno dal punto di vista teorico, è preferibile all'altra perché più esatta.

Infatti, mentre nei ricevitori a gamma unica è sempre possibile mantenere costante la differenza di frequenza fra il circuito d'antenna e quello dell'oscillatore perché la legge di variazione di capacità del condensatore dell'oscillatore è facilmente ottenibile per via meccanica mediante una conveniente sagomatura delle placche, nei ricevitori plurigamma tale differenza è invece mantenuta solo approssimativamente perché la legge a cui è soggetta l'azione del correttore non corrisponde esattamente con quella che il circuito richiede. In altre parole, la riduzione di capacità effettuata dal correttore è talora scarsa e talora eccessiva rispetto al necessario.

Per maggior chiarezza diciamo che l'esatta differenza di frequenza è raggiungibile solo in tre punti, chiamati punti di allineamento, mentre negli altri della gamma lo scarto è tanto più marcato quanto più ci si allontana da uno di questi punti.

Aggiungiamo che una opportuna scelta dei tre punti, as-

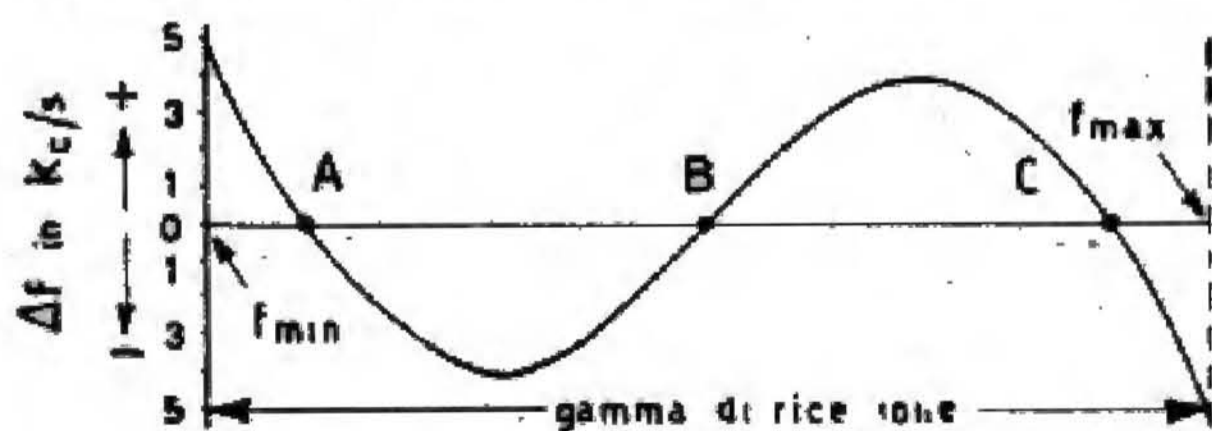


Fig. 97. - Curva dello scarto di frequenza fuori del corretto allineamento.

sieme ad una appropriata taratura del correttore, degli induttori e dei compensatori (operazione di allineamento) permette di arrivare ad un soddisfacente compromesso contenente al minimo lo scarto anzidetto.

Nella fig. 97 è dato un grafico che mostra, per la gamma onde medie, l'andamento dello scarto in funzione della frequenza del circuito d'antenna. I punti A e C potrebbero anche coincidere con gli estremi della gamma, ma allora le ampiezze dei massimi scarti sarebbero maggiori.

Calcolo del correttore e degli altri elementi dei circuiti di sintonia. — In uno stadio convertitore il valore del correttore da mettere in serie al variabile dell'oscillatore dipende sia dal valore della F. I. che dal rapporto di frequenza della gamma d'onda da ricevere. Dal rapporto di frequenza e dalla entità della capacità residua dipende la scelta del variabile multiplo, ossia la variazione di capacità occorrente ai circuiti di accordo.

Per i ricevitori ad una sola gamma si è già detto che la capacità residua può essere valutata a circa 25 pF. Per i ricevitori a più gamme, data la molteplicità dei collegamenti e la presenza dell'organo di commutazione, tale capacità sale mediamente a circa 40 pF. Questi valori naturalmente comprendono anche la capacità del compensatore di taratura.

Diciamo a questo proposito che il compensatore è adoperato in tutti i circuiti di sintonia, siano essi appartenenti all'antenna od all'oscillatore. Negli apparecchi ad una gamma d'onda i compensatori si trovano di solito già montati sul variabile multiplo. Negli altri apparecchi vengono collocati in prossimità delle bobine di sintonia. L'uso di questi organi, che hanno una capacità regolabile fra circa 5 e 30 pF nei tipi normali, ha due scopi distinti: quello di consentire all'oscillatore di *allineare*, cioè di far coincidere, la propria frequenza massima indicata dalla scala parlante, e quello di permettere al circuito d'antenna di mettersi al passo con il circuito dell'oscillatore nel *punto di allineamento* più alto di frequenza.

La capacità minima di un variabile, riferendosi ai normali tipi adoperati nell'industria, non varia molto da un modello all'altro. Essa può essere ritenuta, grosso modo, di 15 pF. Chiamando α il rapporto di frequenza che si

vuole ottenere in antenna, e C_0 la capacità residua totale del circuito d'antenna, la massima capacità che deve avere il variabile è:

$$C_{\max} = \alpha^2 (15 + C_0) - C_0.$$

Diamo alcuni valori orientativi di C_{\max} per diversi valori di α e relativamente ai due casi tipici di C_0 :

α	$C_0 = 25 \text{ pF}$	$C_0 = 40 \text{ pF}$
3,2	385 pF	520 pF
3	335 pF	455 pF
2,5	225 pF	300 pF
2	135 pF	180 pF

Stabiliti i valori estremi di frequenza della gamma da ricevere, i valori estremi di capacità del variabile, il valore della media frequenza, si può formare il seguente prospetto che servirà a tutti i calcoli per la determinazione degli elementi utili riguardanti i circuiti di sintonia:

F_{\max}	F_1	F_i	F_2	F_{\min}
	f_1	f_i	f_2	
C_{\min}	C_1	C_i	C_2	C_{\max}

I termini con F si riferiscono alle frequenze d'antenna e quelli con f alle frequenze dell'oscillatore. F_1, F_i, F_2 rappresentano le tre frequenze d'allineamento del circuito di ingresso, ottenute tramite l'induttanza della bobina di antenna L , e rispettivamente le capacità di accordo C_1, C_i, C_2 integrate dalla capacità residua C_0 . Alle tre frequenze accennate corrispondono nell'oscillatore le frequenze f_1, f_i, f_2 , che sono ottenute tramite l'induttanza della bobina dell'oscillatore L' , e le stesse capacità C_1, C_i e C_2 opportunamente ridotte dal correttore C_0 ed integrate dalla capacità residua dell'oscillatore C'_0 .

Il procedimento che segue permetterà di individuare, uno alla volta, tutti i termini del problema.

Per F_{\max} ed F_{\min} si possono scrivere le due equazioni di risonanza:

$$F_{\max} = \frac{10^6}{2\pi\sqrt{L(C_{\min} + C_0)}} \quad \left. \begin{array}{l} L \text{ in } \mu\text{H} \\ C \text{ in pF} \\ F \text{ in Kc/s.} \end{array} \right\}$$

$$F_{\min} = \frac{10^6}{2\pi\sqrt{L(C_{\max} + C_0)}}$$

Dividendo la prima equazione per la seconda, e chiamando ancora α il rapporto di frequenza, si ha:

$$\alpha = \frac{2\pi\sqrt{L(C_{\max} + C_0)}}{2\pi\sqrt{L(C_{\min} + C_0)}} = \sqrt{\frac{(C_{\max} + C_0)}{(C_{\min} + C_0)}}$$

ossia

$$\alpha^2 = \frac{C_{\max} + C_0}{C_{\min} + C_0}$$

da cui

$$C_0 = \frac{C_{\max} - \alpha^2 C_{\min}}{\alpha^2 - 1}$$

Il valore trovato di C_0 sarà quello a cui dovrà tendere, mediante regolazione del compensatore d'antenna, la capacità residua del circuito risonante d'ingresso.

L'induttanza della bobina d'antenna può essere ricavata da una qualsiasi delle due equazioni di risonanza precedentemente date. È però più sicuro, dal punto di vista dell'attendibilità dei valori capacitivi del variabile, usare la seconda:

$$L = \frac{25330 \times 10^6}{F_{\min}^2 (C_{\max} + C_0)}$$

La frequenza centrale di allineamento F_1 è media aritmetica delle frequenze estreme d'antenna. Cioè:

$$F_1 = \frac{F_{\max} + F_{\min}}{2}$$

Le frequenze di allineamento laterali sono ottenute rispettivamente aggiungendo e sottraendo ad F_1 una certa

parte dell'intervallo di frequenze coperto dalla gamma.
Ossia:

$$F_1 = F_i + 0,433 (F_{\max} - F_{\min})$$

$$F_2 = F_i - 0,433 (F_{\max} - F_{\min}) .$$

Dalle tre equazioni di risonanza per F_1 , F_i ed F_2 si ricavano i valori corrispondenti di capacità variabile. Essi sono:

$$C_1 = \frac{25550 \times 10^6}{F_1^2 L} - C_0$$

$$C_i = \frac{25330 \times 10^6}{F_i^2 L} - C_0$$

$$C_2 = \frac{25330 \times 10^6}{F_2^2 L} - C_0 .$$

Le frequenze f_1 , f_i ed f_2 del prospetto sono subito determinate aggiungendo il valore della F. I. alle frequenze corrispondenti d'antenna. Impostando ora le equazioni di risonanza relative a queste tre frequenze dell'oscillatore è facile ricavare, mediante svolgimento algebrico, le formule relative che danno i valori del correttore C_p , dell'induttanza dell'oscillatore L' e della capacità residua del circuito risonante dell'oscillatore C'_0 . Tali formule sono:

$$C_p = \frac{(C_1 - C_i) C_2 - (C_2 - C_i) K C_i}{(C_2 - C_i) K - (C_1 - C_i)}$$

$$L' = \frac{(C_p + C_1) (C_p + C_2)}{C_p^2 (C_2 - C_i)} \left[\left(\frac{159200}{f_2} \right)^2 - \left(\frac{159200}{f_1} \right)^2 \right]$$

$$C'_0 = \frac{25330 \times 10^6}{f_1^2 L'} - \frac{C_p C_i}{C_p + C_i} .$$

Il coefficiente K nella formula di C_p corrisponde alla relazione:

$$K = \frac{\left(\frac{f_1}{f_i} \right)^2 - 1}{\left(\frac{f_1}{f_2} \right)^2 - 1} .$$

Nota 1. — Spesso i costruttori preferiscono montare il compensatore dell'oscillatore con un estremo sulla bobina e con l'altro estremo a massa (fig. 98 c). In tal caso la totale capacità residua assume un valore diverso da C'_0 calcolato come sopra. Essa è:

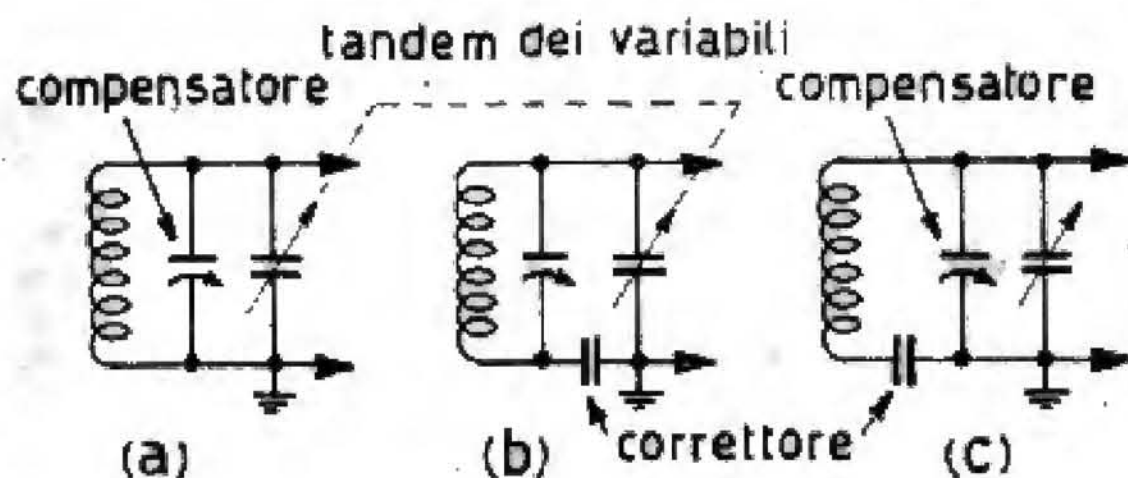


Fig. 98. — Circuiti di sintonia: (a) antenna; (b) oscillatore; (c) oscillatore con compensatore spostato.

$$C''_0 = \frac{C'_0 C_p}{C_p - C'_0}$$

Esempio numerico: per un ricevitore a gamma singola che deve ricevere segnali fra 515 e 1580 Kc/s, ossia fra 582 e 190 metri di lunghezza d'onda, si ricavino i valori delle induttanze di sintonia, quello del correttore e quelli delle capacità residue totali relative ai due circuiti accordati di A. F. La media frequenza sia di 470 Kc/s ed il variabile da usarsi abbia $C_{\max} = 400$ pF e $C_{\min} = 15$ pF.

Si ricavino anzitutto le tre frequenze di allineamento per l'antenna e per l'oscillatore:

$$F_i = \frac{1580 + 515}{2} = 1047 \text{ Kc/s}$$

$$F_1 = 1047 + 0,433 (1580 - 515) = 1508 \text{ Kc/s}$$

$$F_2 = 1047 - 0,433 (1580 - 515) = 586 \text{ Kc/s}$$

$$f_i = 1047 + 470 = 1517 \text{ Kc/s}$$

$$f_1 = 1508 + 470 = 1978 \text{ Kc/s}$$

$$f_2 = 586 + 470 = 1056 \text{ Kc/s}.$$

Da esse si ottengono il rapporto di frequenza ed il coefficiente K:

$$\alpha = \frac{1580}{515} = 3,07 \quad \alpha^2 = 9,4$$

$$K = \frac{\left(\frac{1978}{1517}\right)^2 - 1}{\left(\frac{1978}{1056}\right)^2 - 1} = 0,279$$

La capacità residua del circuito d'antenna e l'induttanza della bobina d'antenna hanno i valori:

$$C_0 = \frac{400 - 9,4 \times 15}{9,4 - 1} = 30,8 \text{ pF}$$

$$L = \frac{25330 \times 10^6}{515^2 (400 + 30,8)} = 222 \mu\text{H}$$

Le capacità del variabile nei punti di allineamento hanno i valori:

$$C_1 = \frac{25330 \times 10^6}{1047^2 \times 222} - 30,8 = 73,2 \text{ pF}$$

$$C_1 = \frac{25330 \times 10^6}{1508^2 \times 222} - 30,8 = 19,4 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{25330 \times 10^6}{586^2 \times 222} - 30,8 = 302,2 \text{ pF}$$

Successivamente si ricava:

$$C_p = \frac{(73,2 - 19,4) 302,2 - (302,2 - 19,4) 0,279 \times 73,2}{(302,2 - 19,4) 0,279 - (73,2 - 19,4)} = 420 \text{ pF}$$

$$L' = \frac{(420 + 19,4) (420 + 302,2)}{420^2 (302,2 - 19,4)} \times \left[\left(\frac{159200}{1056} \right)^2 - \left(\frac{159200}{1978} \right)^2 \right] = 103 \mu\text{H}$$

$$C'_0 = \frac{25330 \times 10^6}{1978^2 \times 103} - \frac{420 \times 19,4}{420 + 19,4} = 44,3 \text{ pF}$$

Nota 2. — Siccome la capacità residua dell'oscillatore risulta dover essere maggiore di quella d'antenna, allo scopo di usare uno stesso tipo di compensatore per i due circuiti, si metterà una capacità fissa di 15 pF in parallelo al compensatore destinato all'oscillatore. La capacità massima dei compensatori stessi può essere di 25 pF o valore prossimo a questo.

Gruppo di alta frequenza. — In un ricevitore supereterodina plurigamma tutti gli elementi commutabili in A. F., ossia gli induttori, i compensatori ed i correttori, sono riuniti generalmente in un unico complesso comprendente un commutatore a più sezioni. Tale complesso, protetto in parte o totalmente da schermo metallico, è chiamato *gruppo di alta frequenza*.

Al fine di ridurre al minimo le capacità verso massa delle connessioni, le varie bobine con relativi accessori sono montati il più vicino possibile ai contatti fissi del commutatore. Quest'organo, che effettua simultaneamente le opportune selezioni per ogni gamma d'onda, è di solito del tipo rotativo. Una piastrina isolante con alcuni terminali serve di ancoraggio ai fili che escono dal gruppo per essere collegati ai variabili ed ai punti interessati del ricevitore.

Una rappresentazione schematica di gruppo A. F. è visibile nella fig. 99. Ogni bobina di sintonia ha la propria

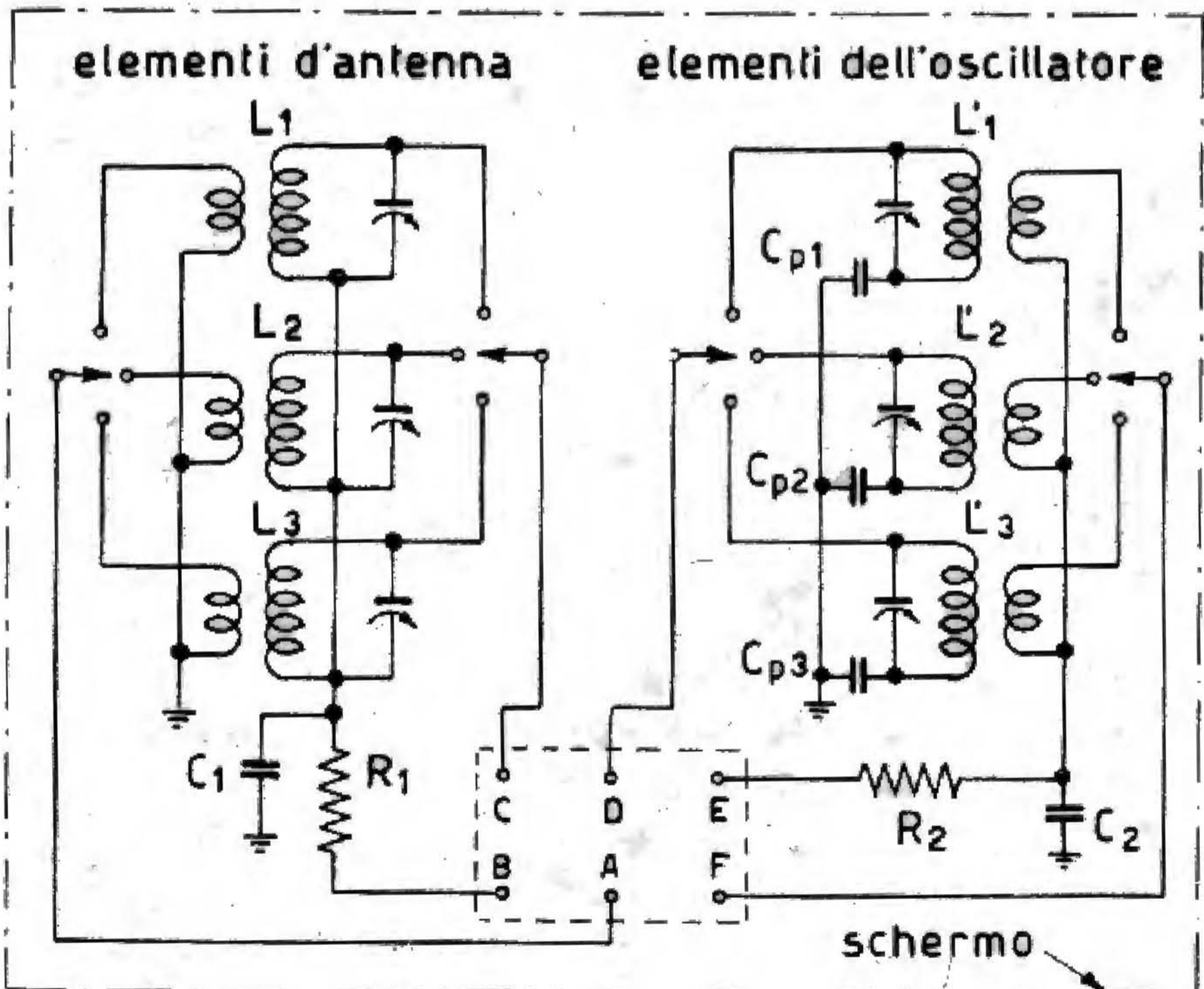


Fig. 99. — Esempio di gruppo A.F.: A all'antenna; B al c.a.v. oppure a massa; C alla griglia controllo del convertitore; D alla griglia oscillatrice, tramite condensatore d'accoppiamento; E al + 250 V dell'alimentatore; F alla piastra oscillatrice.

bobina di accoppiamento. Ogni coppia di bobine ha rispettivamente un capo fisso ed un capo commutabile. Per le bobine d'accoppiamento dell'antenna i capi fissi vanno a massa direttamente, mentre per quelle d'accoppiamento dell'oscillatore i capi fissi trovano il potenziale di massa attraverso il comune condensatore di fuga C_2 . Analogamente per le bobine di sintonia, i capi fissi di quelli di antenna sono portati al potenziale di massa tramite il condensatore di fuga C_1 , ed i capi fissi di quelle dell'oscillatore vanno a massa attraverso i rispettivi correttori.

I condensatori di fuga C_1 e C_2 hanno di solito il valore di $0,1 \mu\text{F}$. Il resistore R_1 , tramite cui arriva il potenziale di c.a.v. che agisce sulla griglia controllo della valvola convertitrice, ha per lo più un valore di $0,1 \div 0,5 \text{ M}\Omega$. Il resistore R_2 è il resistore di caduta della placca oscillatrice (o griglia equivalente): esso ha un valore ohmico che dipende dalla tensione c. c. e dalla corrente c. c. a cui deve lavorare la stessa placca. In genere, i valori compresi fra $20 \text{ K}\Omega$ e $40 \text{ K}\Omega$ vanno bene allo scopo. La potenza che R_2 deve poter dissipare è $I_0^2 R_2$, dove I_0 rappresenta la componente continua di corrente della placca oscillatrice quando il circuito è in condizioni di innesco. Il valore di R_2 , supposta V_1 la tensione dell'alimentatore e V_2 quella di lavoro, è meglio identificata dalla formula:

$$R_2 = \frac{V_1 - V_2}{I_0}.$$

I valori di V_1 e di I_0 si leggono fra i dati del costruttore della valvola convertitrice adoperata.

Difficoltà di sintonizzazione delle O. C. — Chiunque abbia provato, almeno una volta, a ricevere emittenti ad onda corta con un apparecchio plurigamma non particolarmente indicato per questo genere di segnali, si sarà subito reso conto di una notevole difficoltà della sintonizzazione. Ciò è dovuto al fatto che in simili apparecchi viene usato, senza speciali accorgimenti, lo stesso variabile multiplo di sintonia per le O. C. e per le O. M.

La gamma ad onde medie ha presso a poco i limiti di frequenza di 500 e 1500 Kc/s. Il campo di frequenza abbracciato comprende perciò circa 1000 Kc. Ricordando

che ogni emittente radiofonica a modulazione d'ampiezza può disporre al massimo di 10 Kc per la larghezza del suo canale, si può facilmente dedurre che la suddetta gamma è in grado di contenere al massimo un totale di circa 100 emittenti.

Lo stesso numero di emittenti è però contenibile in onde corte fra limiti proporzionalmente meno discosti: per esempio, fra 5000 e 6000 Kc/s. Per scorrere il tratto di gamma relativo ai 100 canali, un comune condensatore variabile deve effettuare nel caso delle O. M. tutta la sua corsa, e nel caso delle O. C. solo una parte di essa. Infatti i rapporti di frequenza, per gli esempi considerati, sono nell'un caso di $1 \div 3$ e nell'altro di $1 \div 1,2$.

Dopo quanto è stato detto è facile dedurre che l'operazione di sintonizzazione, dal momento che viene effettuata da una manopola a rapporto fisso di demoltiplica, risulta molto più agevole nel caso di ricezione di una emittente ad O. M. che nel caso di ricezione di una emittente ad O. C.

Per diminuire la difficoltà di sintonizzazione delle onde corte esistono vari metodi. Tutti i metodi, però, portano ad una diminuzione del rapporto di frequenza conseguibile ad una sola gamma, e quindi ad un aumento del numero delle gamme necessarie a coprire un vasto campo di frequenze.

Per facilitare l'operazione di sintonia non c'è altro mezzo pratico che ridurre la variazione di capacità del variabile multiplo. Ciò può essere ottenuto per tutte le gamme adottando un variabile a capacità per sezione minore, oppure, solo per le gamme O. C. adottando un variabile speciale nel quale sia possibile utilizzare solo una parte della totale capacità disponibile su ogni sezione. Quest'ultima soluzione, che è più spesso seguita, richiede che ogni sezione del variabile sia suddivisa in due gruppi di placche, l'uno della capacità circa doppia dell'altro. La suddivisione è fatta naturalmente solo negli statori, mentre i rotor rimangono appena distanziati sull'asse comune.

Il funzionamento del condensatore a sezioni divise è il seguente: quando il commutatore di gamma è ruotato sulla posizione « onde medie », tutta la capacità inerente ai due gruppi di placca è attiva ai capi della bobina di

sintonia; quando il commutatore è ruotato invece su una delle gamme d'« onda corta », il gruppo con maggior numero di placche rimane escluso e resta inserito in circuito solo l'altro gruppo.

Le capacità singole dei gruppi sono solitamente di 140 e 280 pF. Il rapporto di frequenza conseguibile dal gruppo di minor capacità è di circa 2.

Se si adotta il sistema del condensatore variabile a sezioni intere e di capacità ridotta, la gamma O.M. risulta divisa in due sottogamme. Il valore di capacità massima più opportuno per il variabile è in questo caso di 140 pF.

La fig. 100 illustra il funzionamento del commutatore di

gamma nella selezione delle bobine d'antenna col sistema del condensatore del variabile a sezioni suddivise.

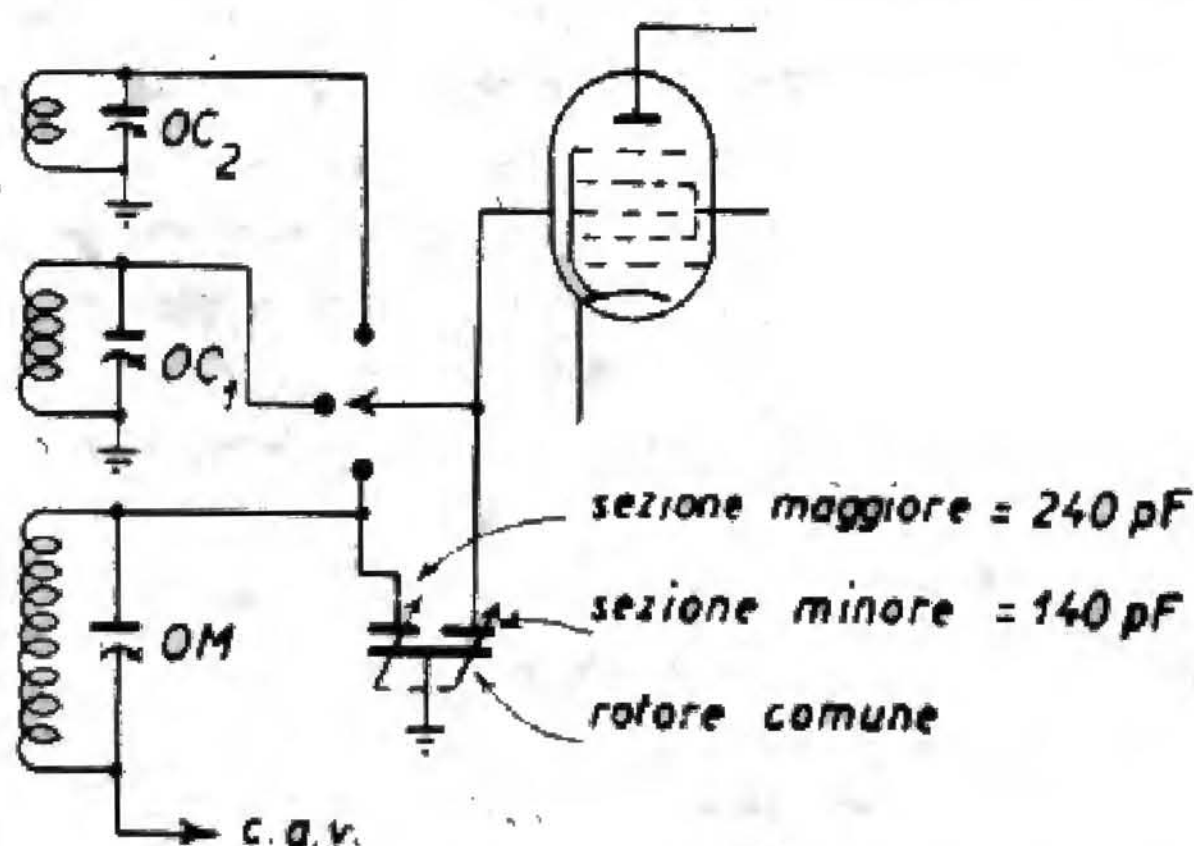


Fig. 100. - Esempio di cambio di gamma con variabile a sezioni divise.

Sintonia ad induttori variabili. — In un circuito di sintonia è indifferente che l'elemento variabile sia costituito dalla capacità o dall'induttanza. La scelta dipende da questioni d'indole pratica, ossia dalla minore difficoltà di costruzione, dal minor ingombro e dal costo.

Alcuni costruttori preferiscono, specialmente negli apparecchi di tipo economico, sostituire i condensatori variabili con condensatori fissi, e regolare le frequenze dei circuiti oscillanti mediante induttori variabili del tipo a variazione di permeabilità. Un induttore del genere è di forma cilindrica, di circa un centimetro di diametro e di alcuni centimetri di lunghezza e nel suo interno scorre un bastoncino di sostanza ferromagnetica ad elevata permeabilità. Maggiore è l'introduzione del bastoncino nella bo-

bina, maggiore è l'induttanza della stessa. La permeabilità relativa delle sostanze magnetiche normalmente adoperata è compresa fra 15 e 30.

Col sistema degli induttori variabili non è possibile conseguire elevati rapporti di frequenza nei circuiti perché la massima variazione d'induttanza che si riesce con essi ad ottenere è inferiore alla variazione di capacità ottenibile da un normale condensatore variabile di $400 \div 450$ pF.

La variazione totale d'induttanza in un induttore variabile dipende, oltre che dalla permeabilità del bastoncino che costituisce prevalentemente il nucleo, dalla distanza che separa lo stesso bastoncino dalle spire della bobina. Questa distanza non può essere ridotta oltre un certo valore ($0,3 \div 0,5$ mm.) perché le spire debbono essere isolate e debbono poggiare su un supporto di sufficiente rigidità. Il nucleo perciò è in parte composto da sostanze a bassa permeabilità.

Allungare l'escursione del bastoncino, allungando l'avvolgimento, non basta. Se si distanziano le spire diminuisce l'induttanza, e se si aumentano le spire aumenta anche l'induttanza minima della bobina (quella senza nucleo magnetico). Tale induttanza minima non può essere di un valore qualsiasi, ma deve essere quella richiesta dalla capacità residua totale del circuito (compresa la capacità fissa di accordo, quando c'è) e dalla frequenza più alta di ricezione. Chiamando C_t la capacità totale in circuito ed f_{\max} la frequenza, l'induttanza minima è:

$$L_{\min} = \frac{25330 \times 10^6}{f_{\min}^2 \times C_t}$$

ove C_t è in pF, f_{\max} in Kc/s ed L_{\min} in μ H.

Stabilita l'induttanza per la frequenza massima, quella per la frequenza minima è data dalla completa introduzione del nucleo ferromagnetico nella bobina. Il rapporto tra la lunghezza dell'avvolgimento ed il suo diametro è di circa $6 \div 7$.

Con gli induttori variabili è difficile raggiungere il rapporto di frequenza 3 richiesto dalla gamma O. M. Gli apparecchi che fanno uso di sintonia a permeabilità sono perciò del tipo a gamma O. M. suddivisa.

Nella gamma *onde corte* il rapporto d'induttanza ottenuto mediante un induttore variabile è di circa la metà di quello ottenibile in O. M. Nella gamma *onde cortissime* tale rapporto è di 1/4. Ciò perché la permeabilità dei nuclei magnetici decresce rapidamente con l'aumentare della frequenza.

Nei ricevitori a variazione d'induttanza la commutazione delle due sottogamme di O. M. è effettuata lasciando sempre inserito l'induttore variabile e commutando la capacità fissa di accordo. Per le onde corte la capacità fissa è costituita da un'induttanza fissa di piccolo valore. Ne risulta un'induttanza totale che è leggermente inferiore a quella aggiunta (legge delle induttanze in parallelo), ed è variabile per quel tanto consentito dai valori estremi di induttanza della bobina con nucleo magnetico.

Un esempio di commutazione di gamma con il sistema descritto è quello di fig. 101. La bobina fissa per le onde corte ha tre

prese intermedie, permettendo così quattro valori di induttanza, e cioè quattro bande di frequenza. I compensatori C_1 e C_2 servono alla messa a punto delle due sottogamme OM_1 ed OM_2 , mentre il compensatore C_3 serve alla messa a punto di tutte le bande di O. C.

alla griglia della convertitrice

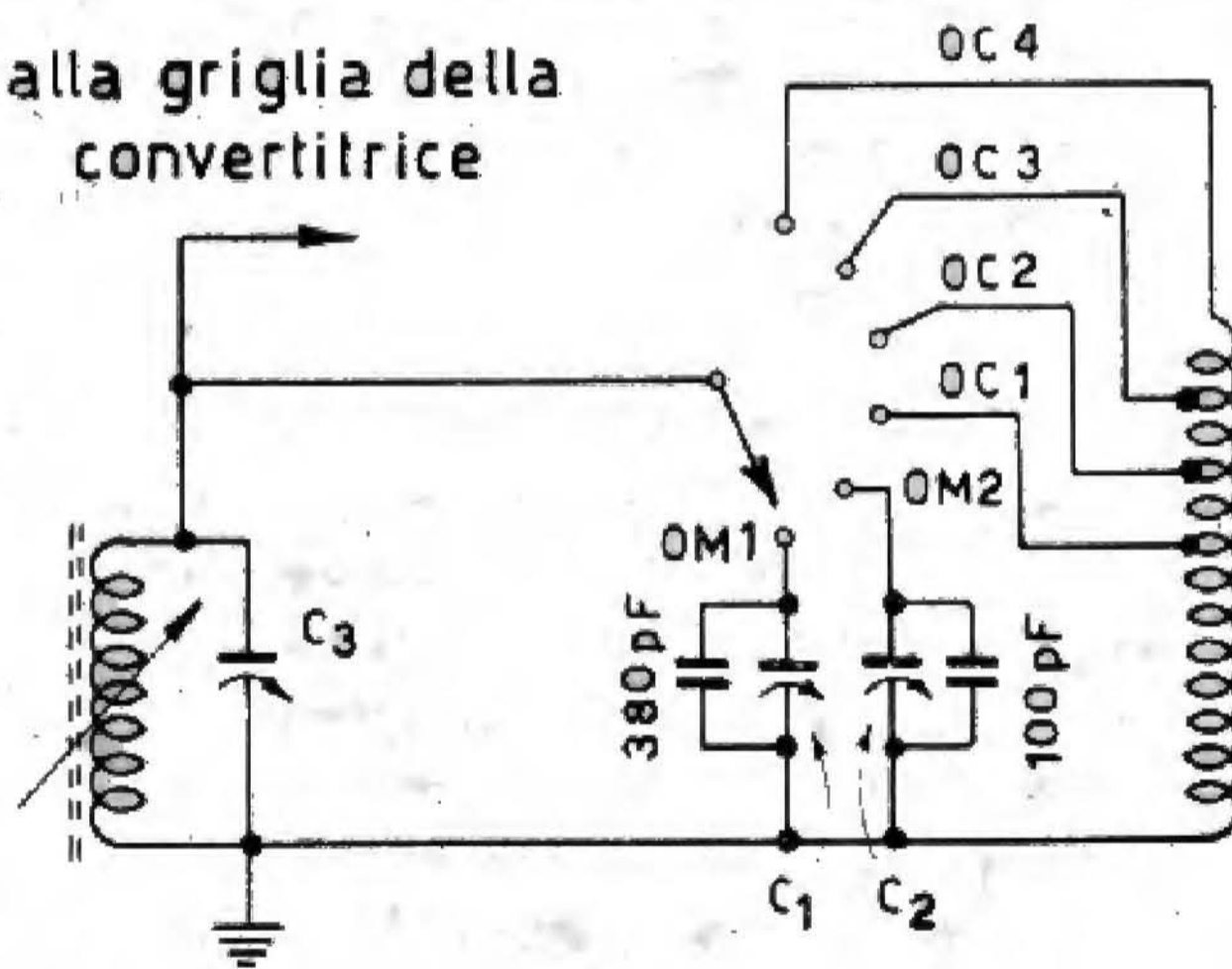


Fig. 101. - Circuito di sintonia antenna con induttore variabile.

Le spire relative ad ogni presa sulla bobina L possono essere leggermente distanziate a scopo di taratura.

Le due bande di O. M. coprono rispettivamente le lunghezze d'onda:

$$OM_1 = 350 \div 570 \text{ metri}$$

$$OM_2 = 195 \div 350 \text{ metri.}$$

Le quattro bande di O. C. sono scelte in corrispondenza di settori di frequenza ove sono distribuite le principali emittenti radiofoniche ad onda corta. Esse sono:

$$O C_1 = 46,5 \div 52,5 \text{ metri}$$

$$O C_2 = 39 \div 43 \text{ metri}$$

$$O C_3 = 30,2 \div 32,2 \text{ metri}$$

$$O C_4 = 25 \div 26 \text{ metri.}$$

La sintonia ad induttori variabili consente una forte *espansione di gamma* sulle O. C. per cui la sintonizzazione delle radioemittenti è molto agevole. Essa non è però applicabile negli apparecchi a ricezione completa delle gamme d'onda per evidenti motivi di semplicità e d'ingombro.

89 Lo stadio di media frequenza.

Uno dei maggiori vantaggi conseguiti dal ricevitore supereterodina è quello di ottenere un ottimo grado di sensibilità e di selettività mediante l'uso di un buon amplificatore F. I. Quest'ultimo può essere costituito da un solo stadio nei ricevitori più semplici, e da due o anche tre stadi nei ricevitori più complessi. Si parlerà qui soltanto del caso di più frequente applicazione, cioè dell'amplificatore F. I. a stadio unico.

La scelta del valore della media frequenza è fatta attraverso un compromesso tra vari fattori in contrasto: più bassa è la F. I., maggiori sono il guadagno e la selettività. Ma una bassa F. I. porta il segnale-immagine più vicino al segnale desiderato, e quindi diminuisce il rapporto immagine. Anche il pericolo di instabilità dell'oscillatore, dovuto all'azione sintonizzatrice esercitata sul circuito della griglia controllo dello stadio convertitore o mescolatore, aumenta con un basso valore della F. I. D'altra parte, se un'alta media frequenza fa aumentare il rapporto immagine e riduce l'instabilità dell'oscillatore, l'amplificazione dello stadio F. I. e la sua selettività risultano diminuite. La differenza nell'amplificazione è meno importante perché può essere compensata da una valvola di media frequenza a conduttanza mutua più elevata.

Una F. I. dell'ordine di 465 Kc/s dà buona selettività ed è soddisfacente dal punto di vista del rapporto immagine e dell'instabilità dell'oscillatore per frequenze di ricezione fino a 6 Mc/s. Per le normali gamme di onda corta, in ogni caso, si può sempre prevedere uno stadio di amplificazione in R. F. da interporre tra l'antenna ed il convertitore, migliorando così notevolmente il rapporto immagine. L'instabilità nelle stesse gamme può essere curata adottando un circuito con oscillatore separato, e riducendo l'accoppiamento tra lo stesso oscillatore e lo stadio mescolatore.

Nei ricevitori costruiti espressamente per le onde corte si adoperava una frequenza intermedia di 1600 Kc/s, ottenendo soddisfacenti rapporti immagine e trascurabile instabilità dell'oscillatore per frequenze fino a 50 Mc/s. Però la selettività della media frequenza è piuttosto scarsa se non si aumenta il numero dei circuiti accordati di F. I., cioè se non si portano almeno a due gli stadi di amplificazione a frequenza fissa. Per frequenze oltre i 30 Mc/s la migliore soluzione è d'introdurre nel ricevitore due conversioni di frequenza, l'una effettuata ad una F. I. elevata (5 o 10 Mc/s) a scopo di ridurre il segnale-immagine, e l'altra effettuata a una frequenza F. I. molto più bassa allo scopo di aumentare il guadagno e la selettività.

Nella scelta della F. I. è bene evitare le frequenze sulle quali si svolge una notevole attività dei servizi radiotelegrafici o radiotelefonici. I segnali inerenti a tali servizi possono essere captati direttamente dallo stadio F. I. (per insufficiente schermaggio dell'apparecchio), ed interferire noiosamente con il segnale sintonizzato dal circuito d'ingresso.

Fedeltà e selettività. Attenuazione delle bande laterali.
— La modulazione di una portante genera delle bande di frequenza che si dispongono ai due lati della portante stessa. L'ampiezza di queste bande corrisponde alla frequenza portante aumentata e diminuita della più alta frequenza di modulazione presente. Se il ricevitore deve riprodurre fedelmente una modulazione che contiene, per esempio, frequenze audio fino a 5000 c/s, esso deve essere in grado di amplificare uniformemente tutte le frequenze contenute in una banda che si estende di 5000 c/s al di qua e al di là

della frequenza portante. In una supereterodina ciò significa che l'amplificatore F. I. deve amplificare ugualmente bene tutte le frequenze comprese in quella banda. Infatti, essendo fissa la frequenza dell'oscillatore, la stessa banda esistente sulla portante viene riprodotta ai due lati della F. I. In altre parole, lo stadio di media frequenza deve dare una risposta uniforme sopra una banda ampia 10 Kc/s nel cui centro si trovi la stessa F. I.

Una banda di 10 Kc/s è considerata sufficiente per una ragionevole riproduzione musicale, ma per servirsi di semplice comunicazione, dove l'intelligibilità è più importante della fedeltà, basta molto meno. Nelle bande di frequenza destinate ai servizi radiotelegrafici una banda stretta è anzi utile perché le stazioni emittenti sono molto affollate, ed i pericoli di interferenza sono maggiori.

La *selettività* è un dato caratteristico che sta ad indicare l'attitudine di uno stadio (o complessivamente di un ricevitore) a separare un segnale desiderato da un altro indesiderato e situato su un canale adiacente. Perché uno stadio sia selettivo occorre che la curva di risposta sia stretta. D'altra parte, per avere una buona *fedeltà* occorre che la curva sia larga. Selettività e fedeltà sono dunque elementi contrastanti.

Nel definire la selettività di un amplificatore F. I. si è convenuto di chiamare *banda passante* (o *larghezza di banda*) la larghezza della curva di risposta, espressa in Kc/s, nel punto dell'ordinata, corrispondente ad una resa del 70% rispetto a quella massima (vedi fig. 102).

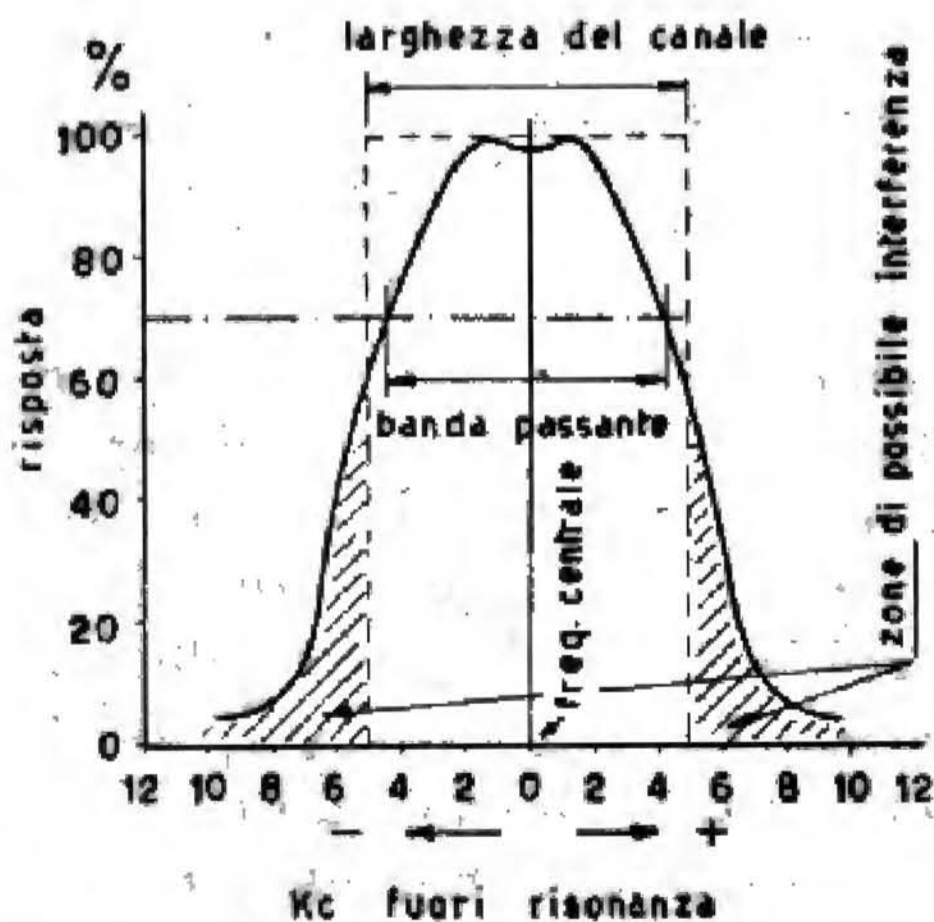


Fig. 102. - Curva di risposta (o selettività) di uno stadio F.I.

Ai fini della ricezione di segnali modulati, uno stadio F. I. deve essere in grado di attenuare fortemente tutte le frequenze situate oltre i limiti di $\pm 4,5$ Kc/s dalla frequenza centrale di accordo dei circuiti F. I. L'attenuazione però deve

essere minima per tutte le frequenze comprese entro i detti limiti. In sostanza, la curva di risposta dello stadio deve avvicinarsi il più possibile alla forma rettangolare tratteggiata nella fig. 102.

Se la selettività di uno stadio F. I. è troppo grande per consentire una amplificazione uniforme della banda di frequenza occupata dal segnale modulato, le più alte frequenze della modulazione vengono attenuate nei confronti di quelle più basse. Si ha così una perdita di fedeltà. Una selettività eccessivamente scarsa accresce, d'altra parte, i pericoli di interferenza.

Circuito dell'amplificatore F. I. — Il circuito dell'amplificatore F. I. ha il tipico aspetto mostrato dalla fig. 103.

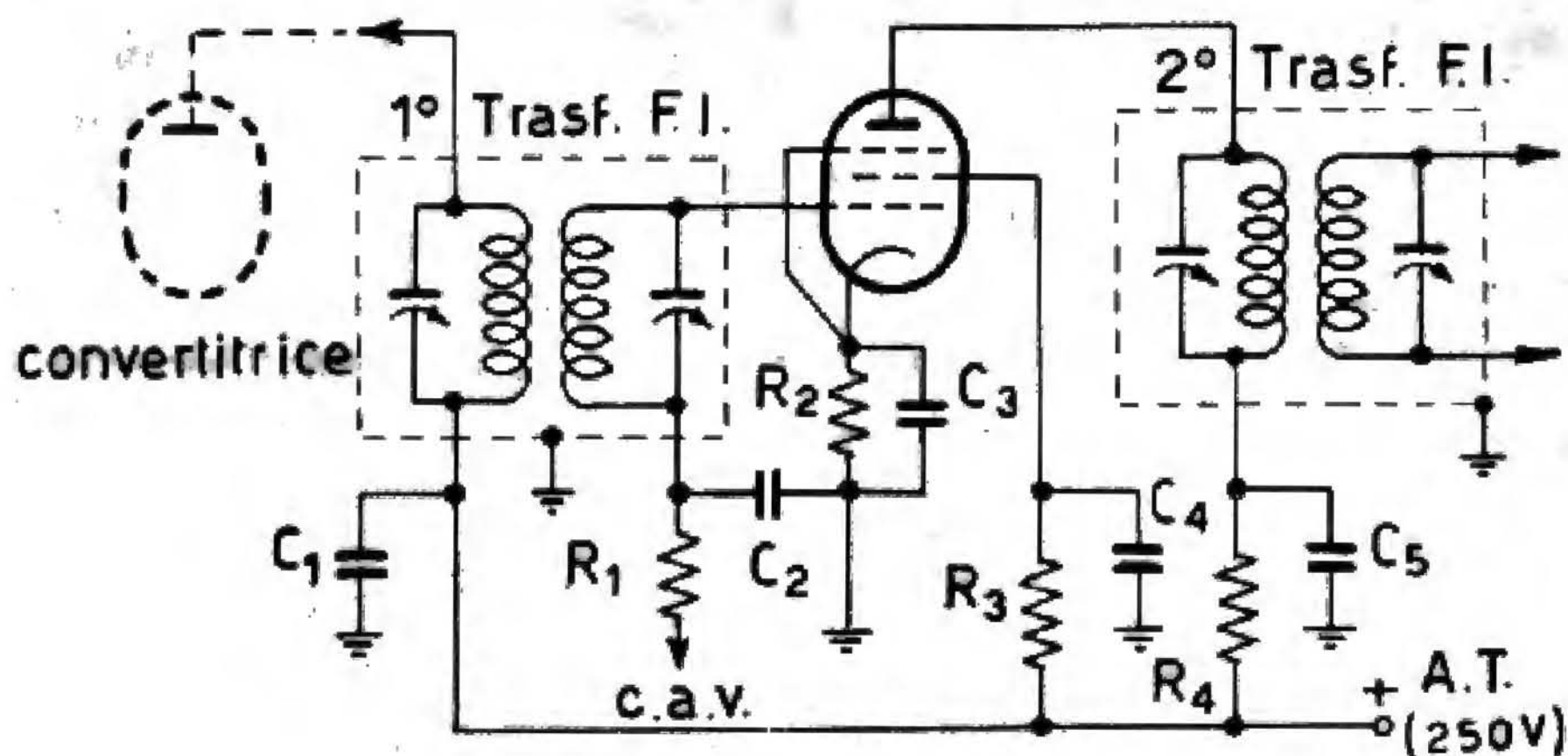


Fig. 103. — Stadio amplificatore di F.I.

La valvola adoperata è quasi sempre un pentodo ad interdizione netta onde permettere una azione non critica del controllo automatico di volume. I trasformatori sono entrambi ad avvolgimenti accordati, e la capacità di accordo, costituita in parte da condensatore fisso ed in parte da condensatore regolabile, è dell'ordine di $50 \div 120$ pF. I valori ottimi dei fattori di merito delle bobine sono dell'ordine di $70 \div 130$. L'accoppiamento fra i due circuiti di ogni trasformatore deve essere spinto fino al punto in cui si manifesta, nella sommità della curva di risposta, un leggero insellamento come quello visibile nella curva di fig. 102. Il resistore R_4 ed il condensatore di fuga C_5 hanno

la funzione di *disaccoppiare* lo stadio F. I. dall'alimentatore anodico, cioè di isolarlo nei confronti degli altri stadi, allo scopo di evitare effetti reattivi che potrebbero far nascere autooscillazioni. Gli altri elementi del circuito hanno le funzioni già note.

Per una F. I. di 465 Kc/s i condensatori C_1 , C_3 e C_5 hanno un valore di $0,1 \mu\text{F}$. Il condensatore C_2 ha un valore di $0,02 \mu\text{F}$. Per una F. I. di 1600 Kc/s tutti questi condensatori hanno un valore di $0,01 \mu\text{F}$.

I resistori R_1 ed R_4 hanno normalmente i valori di $0,22 \text{ M}\Omega$ e di 2200Ω . Per gli altri due resistori il seguente prospetto ne dà il valore in dipendenza della valvola adoperata:

<i>Valvola</i>	R_2	R_3
6AC7	150 Ω	56000 Ω
6AU6	68 Ω	33000 Ω
6BA6	68 Ω	33000 Ω
6K7	240 Ω	47000 Ω
6SG7	200 Ω	47000 Ω
6SH7	68 Ω	39000 Ω
6SK7	270 Ω	56000 Ω

Trasformatori F. I. — Gli amplificatori F. I. hanno, sia all'ingresso che all'uscita, un trasformatore di alta frequenza costituito essenzialmente da due circuiti accordati accoppiati fra loro. Ogni trasformatore è composto da uno schermo d'alluminio contenente due bobine, due condensatori fissi e due piccoli compensatori ad aria per la messa a punto della frequenza. In alcuni casi i compensatori sono eliminati, e la regolazione di risonanza è effettuata tramite nuclei magnetici introdotti nelle bobine. I trasformatori con sintonia a permeabilità hanno fattori di merito un po' più elevati, e quindi consentono una maggiore selettività ed un maggior guadagno per stadio. Le bobine sono del tipo a nido d'ape, con una lunghezza di avvolgimento piuttosto piccola in confronto al raggio medio. I condensatori fissi disposti in parallelo alle bobine devono essere del tipo a mica, di alta stabilità.

L'aspetto dei due diversi tipi di trasformatore F. I. correntemente usati è mostrato nella fig. 104. Gli schermi presentano due fori, non visibili nella figura, da cui è possibile effettuare le regolazioni di sintonia a trasformatore montato e funzionante. Il tipo con compensatori ha i fori sulla parte superiore dello schermo, mentre quello con nuclei magnetici ha i fori disposti lateralmente. Ogni trasfor-

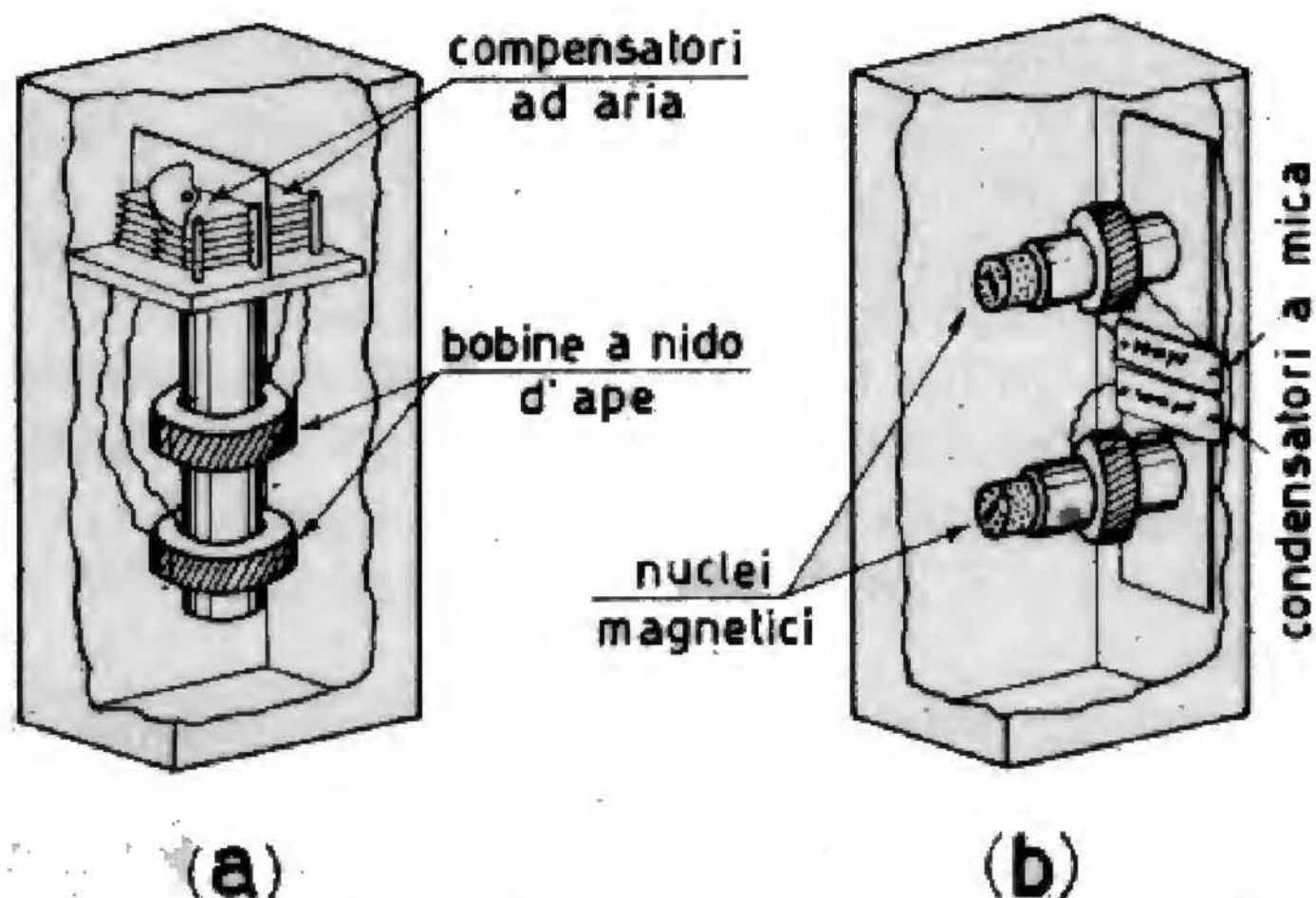


Fig. 104. - Trasformatori F.I.: (a) ad accordo con compensatori; (b) ad accordo con nuclei magnetici.

matore porta alla base una piastrina isolante su cui sono fissati quattro piedini metallici. A detti piedini vengono ancorati i terminali che fanno capo ai due circuiti accordati.

Nel collegare i trasformatori F. I. ai rispettivi punti del circuito occorre ridurre al minimo la lunghezza dei collegamenti di placca e di griglia. I condensatori di fuga sui ritorni dei circuiti di placca e griglia (C_5 e C_2 nella figura 103) debbono essere saldati direttamente sui piedini dei trasformatori, e debbono essere posti a massa, dall'altro capo, possibilmente in un unico punto del telaio di montaggio. Anche il condensatore di fuga sulla griglia schermo della valvola è bene che abbia i terminali più corti possibile, e sia saldato a massa nello stesso punto degli altri due.

90 Lo stadio di radio frequenza.

Mentre la selettività per tagliar fuori la modulazione dei canali adiacenti a quello sintonizzato è affidata presso-

ché esclusivamente ai circuiti F. I. del ricevitore, la riduzione del segnale-immagine è invece prerogativa di circuiti accordati che precedono il primo rivelatore. Tali circuiti si chiamano *circuiti di R. F.*; maggiore è il loro numero, maggiore è il rapporto immagine. Uno stadio di amplificazione, che abbia sia all'ingresso che all'uscita un circuito oscillante accordato sul segnale da ricevere, è detto *amplificatore di R. F.* Oltre a migliorare il rapporto immagine, lo stadio R. F. aumenta anche la sensibilità del ricevitore.

Nei normali apparecchi radiofonici non viene quasi mai introdotto più di uno stadio R. F., mentre negli apparecchi per uso professionale (servizi di radiocomunicazione) si adoperano spesso due ed anche tre stadi di amplificazione in radio frequenza. Questi stadi, naturalmente, sono maggiormente utili nel campo delle onde corte ove non sempre si ha a che fare con segnali forti, e dove più accentuato è il problema di eliminazione del segnale-immagine.

Per avere la migliore selettività gli amplificatori R. F. debbono lavorare con circuiti ad alto Q e con valvole ad alta resistenza d'ingresso e di uscita. I tubi adoperati sono

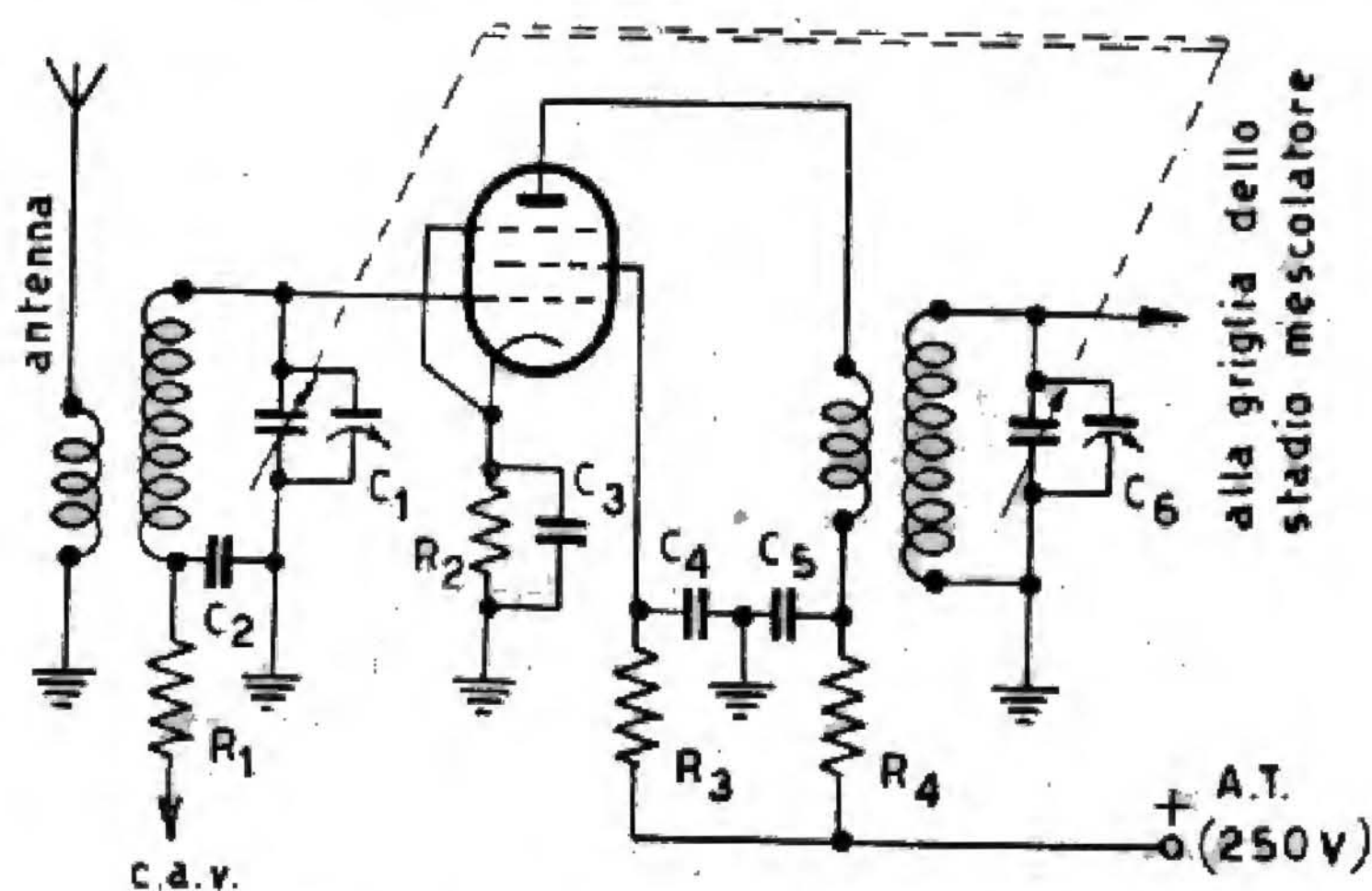


Fig. 105. - Tipico circuito di amplificatore R.F.

generalmente dei pentodi a μ variabile simili a quelli degli amplificatori F. I.

Un tipico schema di amplificatore R. F. è mostrato nella fig. 105. Nelle sue linee essenziali esso rassomiglia

allo schema di un amplificatore F. I., da cui si differenzia solo per gli elementi di risonanza dei circuiti oscillanti e per non avere accordati i primari dei trasformatori d'ingresso e d'uscita. I detti primari sono di solito costituiti da poche spire ($1/3 \div 1/6$ delle spire dei secondari) strettamente accoppiate alle estremità inferiori (verso massa) delle bobine di sintonia. I due variabili sono monocomandati, ed assieme ad essi è mosso anche il condensatore variabile dell'oscillatore di conversione non visibile nella figura.

I valori dei condensatori fissi e dei resistori del circuito sono gli stessi dei corrispondenti componenti dello schema di fig. 103. I condensatori regolabili C_1 e C_6 sono dei compensatori di taratura, simili a quelli precedentemente incontrati per i circuiti di sintonia dello stadio convertitore.

91 Ricevitori super senza stadio F.I.

Un ricevitore supereterodina non richiede necessariamente uno stadio di amplificazione a frequenza intermedia. Si può rivelare direttamente l'uscita F. I. dalla placca dello stadio convertitore e successivamente amplificare il segnale audio risultante. Se il rivelatore è del tipo a reazione (autodina), una certa amplificazione è pur sempre ottenibile da esso in sostituzione di quella mancante a media frequenza. Anche la selettività può migliorare con l'uso di un rivelatore a reazione.

Nella fig. 106 diamo uno schema di semplice ma efficace ricevitore supereterodina, del tipo senza stadio F. I. Una valvola 6K8 va bene per convertire la frequenza del segnale d'antenna al valore fisso della media frequenza, ed un doppio triodo viene utilizzato per rivelare ed amplificare in B. F. lo stesso segnale. $L_1 C_1$ è il circuito accordato d'ingresso, L_2 la bobina d'accoppiamento d'antenna, $L_3 C_3$ il circuito accordato dell'oscillatore, $L_4 C_4$ il circuito sintonizzato sulla F. I.

La reazione è effettuata tramite L_5 , ed è regolata dal condensatore variabile C_8 . I gruppi $R_1 C_2$ ed $R_4 C_9$ polarizzano rispettivamente la griglia dello stadio convertitore e la griglia dello stadio d'amplificazione audio. Il segnale

F. I. è accoppiato alla griglia del triodo rivelatore tramite il condensatore C_7 ed il resistore di fuga R_3 . La bobina J è un induttore di qualche millihenry posto per interdire

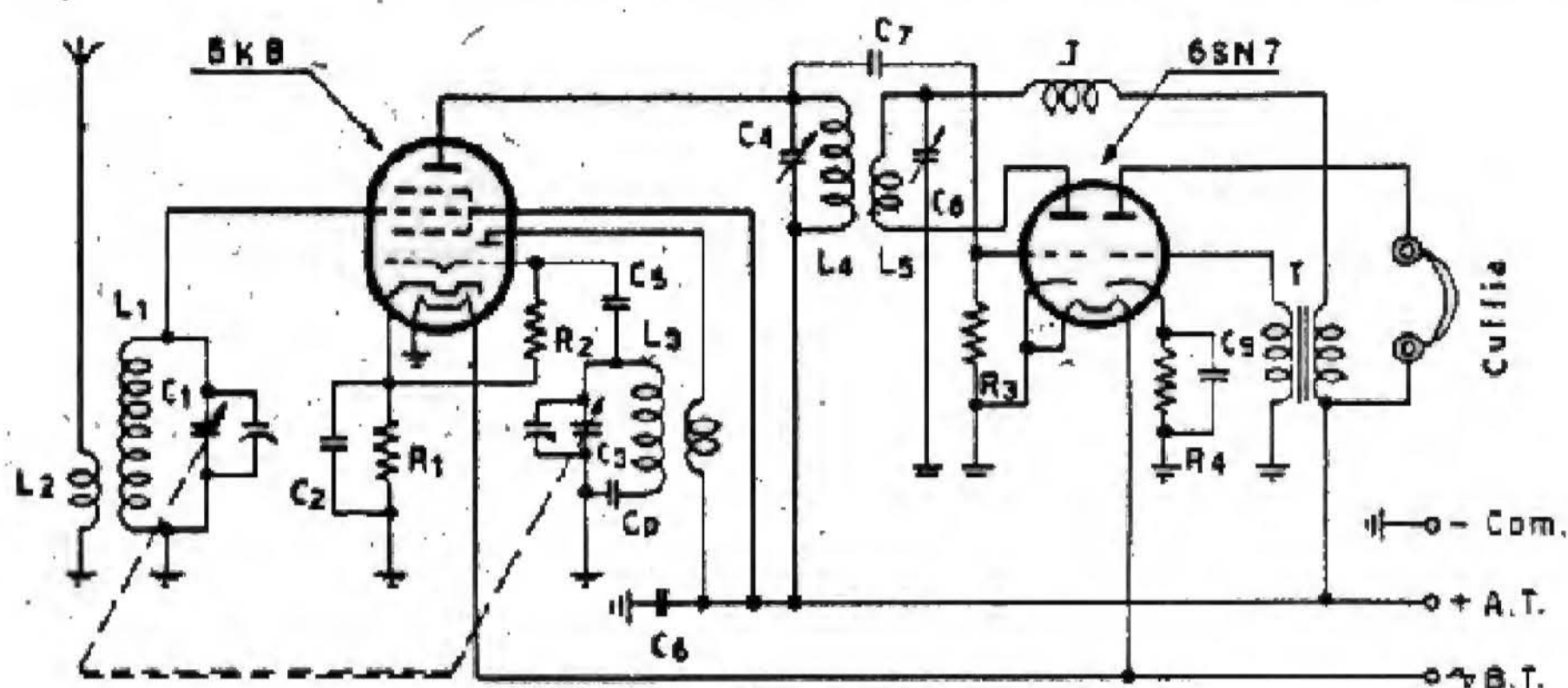


Fig. 106. - Ricevitore super con rivelatore a reazione.

il passaggio della F. I. verso lo stadio d'uscita. T è un normale trasformatore intervalvolare di bassa frequenza a rapporto $1 \div 3$ (maggior numero di spire nell'avvolgimento di griglia).

92 Ricevitori super del tipo reflex.

In un normale ricevitore supereterodina esistono, come già sappiamo, almeno quattro stadi che sono: lo stadio convertitore, lo stadio di media frequenza, lo stadio di seconda rivelazione e prima amplificazione di B. F. (funzioni svolte da un doppio diodo triodo), ed infine lo stadio di potenza.

Se il fattore economico lo esige, si può ridurre a tre il numero degli stadi utili di una supereterodina. Lo stadio eliminabile, secondo il principio *reflex*, è il terzo elencato. La cosa è possibile se si adotta come tubo di F. I. un pentodo con una sezione diodica incorporata (tipo 6B8 e simili) e se si fa svolgere alla parte pentodo di questo tubo la duplice funzione di amplificatore F. I. e di primo amplificatore B. F. La parte diodica naturalmente verrebbe utilizzata per la seconda rivelazione e per il c.a.v.

Il circuito reflex è un circuito nel quale il segnale audio uscente dal secondo rivelatore è riportato alla val-

vola di F. I., che lo amplifica simultaneamente al segnale F. I. normalmente applicato alla sua griglia. Nel circuito di placca della stessa valvola, oltre al solito trasformatore ad avvolgimenti accordati, esiste una elevata resistenza di carico da cui si preleva, mediante accoppiamento capacitivo, il segnale audio da inviare allo stadio di potenza.

I circuiti reflex sfruttano il principio secondo cui uno stesso tubo elettronico può amplificare contemporaneamente due segnali distinti, sempreché le loro frequenze siano di grandezza diversa.

Un esempio di ricevitore reflex è quello della fig. 107. Dei due diodi contenuti nel tubo 6B8, uno è utilizzato per

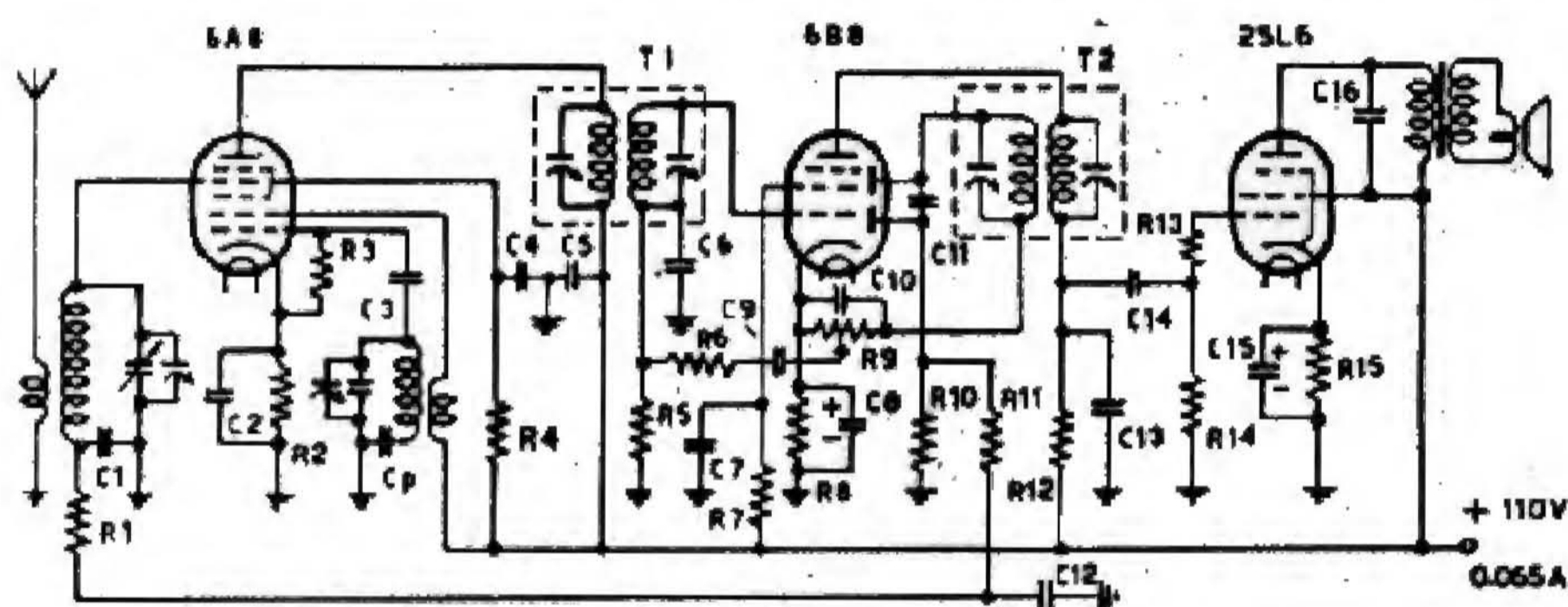


Fig. 107. - Supereterodina con circuito reflex.

rivelare il segnale proveniente dal secondo trasformatore F. I. e l'altro è utilizzato per i fini del c.a.v. Il segnale audio che si sviluppa ai capi del potenziometro di volume R_9 è rimandato nel circuito di griglia della valvola 6B8 attraverso il condensatore d'accoppiamento C_9 ed il resistore di disaccoppiamento R_8 . Sia in placca che in griglia la valvola in questione dispone di due carichi di diversa natura: uno adatto a sviluppare la maggior tensione possibile del segnale di F. I., e l'altro, adatto a sviluppare la maggior tensione possibile del segnale audio. Infatti, in griglia si ha il secondario accordato di T_1 con il condensatore C_6 che agisce da condensatore di fuga verso massa, ed il resistore R_5 che agisce da carico B. F. e contemporaneamente da resistore di fuga della griglia; analogamente, in placca si ha il primario accordato di T_2 con il condensatore di fuga C_3 , ed il resistore di carico R_{12} con il condensatore d'accoppiamento C_{14} .

Le capacità dei condensatori C_6 e C_{13} vanno scelte in modo opportuno affinché le reattanze da esse determinate siano basse il più possibile alla frequenza F. I., ed alte il più possibile alla massima frequenza di modulazione. Ovviamente i valori di tali reattanze vanno confrontati con i valori delle resistenze che agiscono in parallelo ai rispettivi condensatori.

Il resistore R_{13} è posto direttamente in serie alla connessione di griglia della valvola di potenza, allo scopo di prevenire eventuali autooscillazioni di B. F.

Il condensatore C_{16} agisce da correttore di tono, attenuando le più alte frequenze audio che possono essere esaltate dal trasformatore d'uscita.

I valori che normalmente sono attribuiti ai condensatori ed ai resistori del circuito di fig. 107 vengono riportati nella seguente tabella.

$R_1 = 1 \text{ M}\Omega ; 0,5 \text{ W}$	$C_1 = 0,05 \mu\text{F} ; 200 \text{ V}_L$
$R_2 = 150 \Omega ; 0,5 \text{ W}$	$C_2 = 0,05 \mu\text{F} ; 200 \text{ V}_L$
$R_3 = 50 \text{ K}\Omega ; 0,5 \text{ W}$	$C_3 = 50 \text{ pF} ; 1500 \text{ V}_P$
$R_4 = 50 \text{ K}\Omega ; 0,5 \text{ W}$	$C_4 = 0,05 \mu\text{F} ; 400 \text{ V}_L$
$R_5 = 0,5 \text{ M}\Omega ; 0,5 \text{ W}$	$C_5 = 0,15 \mu\text{F} ; 400 \text{ V}_L$
$R_6 = 0,1 \text{ M}\Omega ; 0,5 \text{ W}$	$C_6 = 500 \text{ pF} ; 1500 \text{ V}_P$
$R_7 = 1 \text{ M}\Omega ; 0,5 \text{ W}$	$C_7 = 0,05 \mu\text{F} ; 400 \text{ V}_L$
$R_8 = 3,5 \text{ K}\Omega ; 0,5 \text{ W}$	$C_8 = 10 \mu\text{F} ; 10 \text{ V}_L$
$R_9 = 0,5 \text{ M}\Omega ; 0,5 \text{ W}$	$C_9 = 0,02 \mu\text{F} ; 200 \text{ V}_L$
$R_{10} = 1 \text{ M}\Omega ; 0,5 \text{ W}$	$C_{10} = 250 \text{ pF} ; 1500 \text{ V}_P$
$R_{11} = 1 \text{ M}\Omega ; 0,5 \text{ W}$	$C_{11} = 100 \text{ pF} ; 1500 \text{ V}_P$
$R_{12} = 0,2 \text{ M}\Omega ; 0,5 \text{ W}$	$C_{12} = 0,5 \mu\text{F} ; 200 \text{ V}_L$
$R_{13} = 0,02 \text{ M}\Omega ; 0,5 \text{ W}$	$C_{13} = 500 \text{ pF} ; 1500 \text{ V}_P$
$R_{14} = 0,5 \text{ M}\Omega ; 0,5 \text{ W}$	$C_{14} = 0,02 \mu\text{F} ; 400 \text{ V}_L$
$R_{15} = 200 \Omega ; 0,5 \text{ W}$	$C_{15} = 10 \mu\text{F} ; 20 \text{ V}_L$

93 Lo stadio alimentatore.

Un qualsiasi apparecchio radio dotato di tubi elettronici ha bisogno, per poter funzionare, di una sorgente di alta tensione per alimentare la placche e le griglie scher-

Quando un radioricevitore viene alimentato tramite la rete, esso comprende una sezione particolare costituita da una valvola rettificatrice, da un filtro di livellamento e da un trasformatore di bassa frequenza con almeno tre secondari. Questa sezione è detta *alimentatore*, ed il trasformatore accennato è chiamato *trasformatore di alimentazione*.

Nella fig. 108 è mostrato un tipico schema di alimentatore per radioricevitore. Il tubo rettificatore può essere a riscaldamento diretto oppure indiretto: nel primo caso il prelievo dell'alta tensione è fatto da uno qualsiasi dei piedini di filamento, nel secondo caso il prelievo è fatto dal piedino di filamento che corrisponde anche alla connessione interna del catodo. Se il catodo ha connessione esterna, il prelievo dell'A. T. è fatto dal piedino corrispondente.

L'avvolgimento primario del trasformatore dispone di alcune prese che sono commutabili mediante un apposito commutatore chiamato *cambio tensione*. Tali prese modificano il numero delle spire primarie a seconda della tensione di rete a cui l'apparecchio deve inserirsi.

L'avvolgimento S_1 provvede all'accensione del tubo rettificatore e quello S_2 all'accensione degli altri tubi del ricevitore. Entrambi questi secondari sono dimensionati per le tensioni e le correnti di filamento relative alle valvole accennate.

Per determinare le caratteristiche elettriche dell'avvolgimento S_2 , oltre naturalmente che dei valori di tensione e corrente d'uscita (E_{cc} ed I_{cc}) che l'alimentatore deve fornire, occorre tener conto del tipo d'induttore utilizzato per il filtro di livellamento, del condensatore d'ingresso dello stesso filtro, ed infine delle caratteristiche di resa del tubo rettificatore usato.

La tensione alternata per placca (E_{eff}) da applicare alla valvola è ricavata dalle curve di lavoro della stessa. Si può vedere un esempio di tali curve nella fig. 109. Ad una data tensione c. c. all'ingresso del filtro (E'_{cc}) e ad una data corrente c. c. di carico (I_{cc}), corrisponde una determinata curva di resa a cui compete un certo valore della tensione alternata per placca. Le curve sono tracciate per un particolare valore del condensatore d'ingresso del filtro (C_1 in

fig. 108) ed un particolare valore della resistenza totale agente in serie ad ogni mezzo secondario. Per valori del condensatore maggiori o minori di quello indicato, il limite destro di ciascuna curva si alza leggermente o si abbassa; per valori della resistenza totale ($R_t = R_s + n^2 R_p$, ove R_s è la resistenza di mezzo secondario, R_p quella del prima-

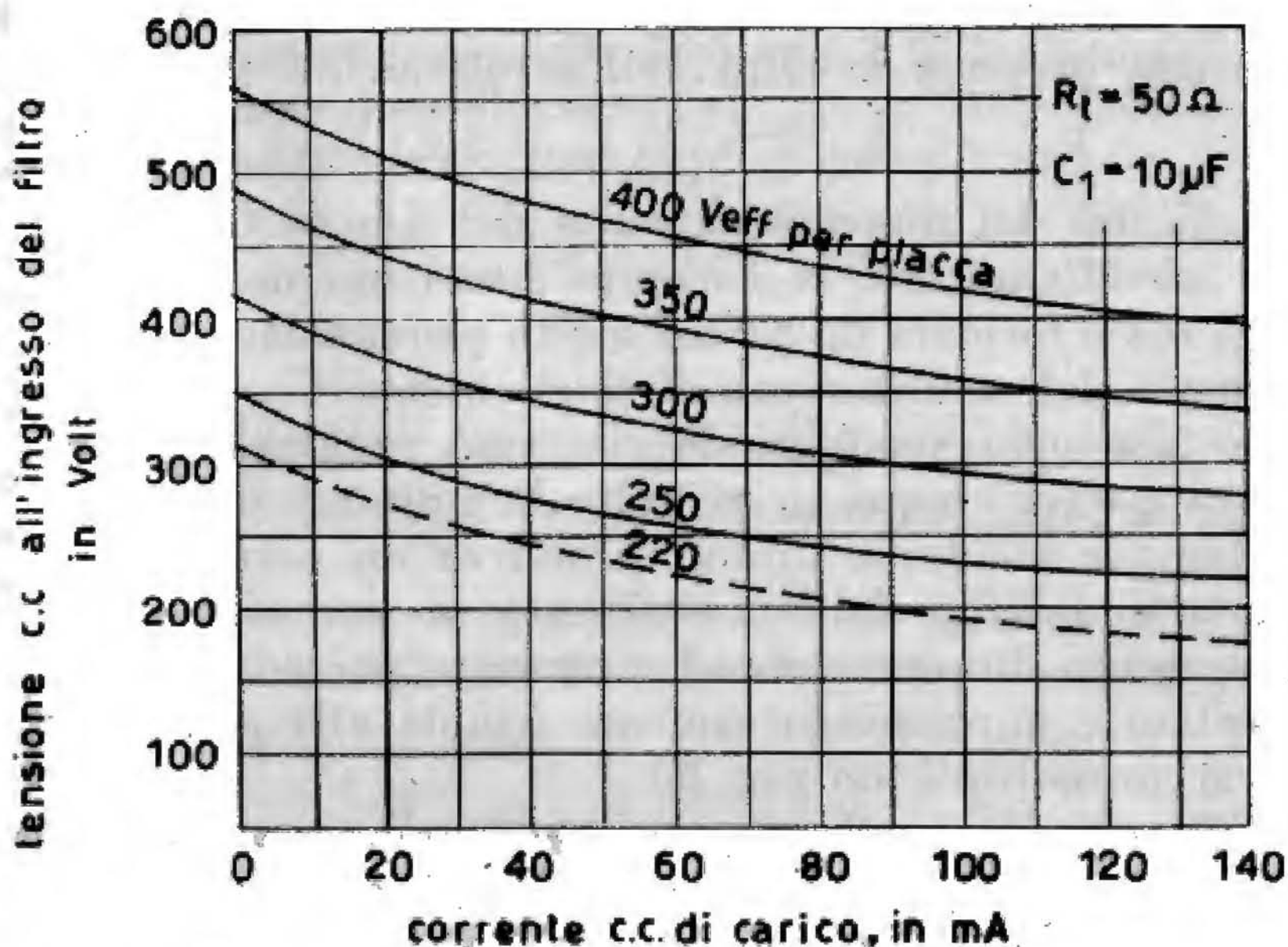


Fig. 109. - Caratteristiche di lavoro del tubo 5Y3.

rio, n il rapporto spire tra il mezzo secondario ed il primario) maggiori o minori di quello indicato, il limite destro di ciascuna curva rispettivamente si abbassa o si alza leggermente.

Il valore della tensione c. c. all'ingresso del filtro non è altro che la tensione c. c. utile all'uscita dell'alimentatore, aumentata della caduta di tensione prodotta dalla corrente di carico nell'induttore di filtro. Tale induttore può essere una normale bobina a nucleo di ferro, oppure la bobina di campo di un altoparlante elettrodinamico: nel primo caso la resistenza dell'avvolgimento è in genere di qualche centinaio di ohm, nel secondo, il valore più probabile di resistenza, è di circa un migliaio di ohm. La tensione c. c. supplementare che l'alimentatore deve fornire corrisponde quindi al prodotto della corrente di carico per la resistenza ohmica dell'induttore di filtro.

Il valore efficace della corrente che circola nel secondario S_2 , per il tipo di filtro usato in fig. 108, è dato dal prodotto della corrente c. c. di carico per 0,707. La corrente media per ogni diodo è invece uguale alla metà della corrente c. c. di carico.

Ai fini del computo della potenza secondaria relativa ad S_2 , si deve considerare tensione utile tutta la tensione alternata presente ai capi dell'avvolgimento stesso. Cioè:

$$P_{s_2} = 2 E_{\text{eff}} \times 0,707 I_{\text{cc}} = 1,41 E_{\text{eff}} I_{\text{cc}} .$$

Ai fini del dimensionamento del filo di tale secondario, avvertiamo che la corrente circolante non è sinusoidale, ma è formata da picchi molto pronunciati dovuti alla presenza del condensatore di livellamento C_1 . Detti picchi (uno per ogni semiperiodo) possono raggiungere un'ampiezza pari a cinque o sei volte l'ampiezza della corrente media per anodo, e quindi produrre un eccessivo riscaldamento del filo dell'avvolgimento se esso non è abbondantemente dimensionato. La corrente per cui tale filo va calcolato è approssimativamente uguale alla corrente c. c. di carico moltiplicata per 1,1.

È stato detto altrove, su questo testo, che la tensione c. c. fornita da un alimentatore non è perfettamente continua, ma contiene una componente alternativa più o meno pronunciata a seconda dell'efficacia del filtro di livellamento. Determinati valori degli organi che compongono un filtro hanno, d'altronde, un'efficacia tanto maggiore quanto minore è l'intensità della corrente continua erogata.

L'ampiezza della componente alternativa all'interno di un filtro come quello adoperato sul circuito di fig. 108 è inversamente proporzionale al rapporto tra la resistenza totale di carico (resistenza del carico utile + resistenza della bobina del filtro) e la reattanza del primo condensatore di filtro calcolata alla frequenza di ondulazione, cioè a due volte la frequenza rete. Tale ampiezza dipende, inoltre, in misura minore, da altri fattori come la resistenza interna di conduzione del diodo e la resistenza effettiva (R_t) del secondario di alta tensione. Grosso modo, il valore efficace di detta componente alternativa nel punto indicato è:

$$V'_{\text{eff}} = \frac{I_{\text{cc}} \times 10^6}{5 f' C_1}$$

in cui:

I_{cc} = corrente continua di carico, in Amp.

f' = frequenza di ondulazione, in p/sec

C_1 = capacità del primo condensatore di filtro in μF .

L'induttore del filtro ed il secondo condensatore di livellamento esercitano sulla tensione V'_{eff} un'azione attenuante che ne riduce il valore a:

$$V_{eff} = \frac{V'_{eff}}{(2 \pi f')^2 LC_2 \times 10^6 - 1}$$

in cui:

L = induttanza della bobina di filtro, in henry

C_2 = capacità del secondo condensatore di filtro, in μF .

Per una frequenza di rete di 50 p/s (frequenza di ondulazione = 100 p/s) la formula precedente può essere semplificata nella:

$$V_{eff} = \frac{V'_{eff}}{0,395 LC_2 - 1}$$

dove il denominatore del secondo membro rappresenta l'attenuazione della cellula $L C_2$.

L'ammontare dell'ondulazione che si può tollerare sulla tensione utile rettificata varia a seconda dell'uso a cui l'alimentatore è destinato. In molte applicazioni sono accettati valori di V_{eff} dell'ordine di $1 \div 2\%$, mentre per i radioricevitori generalmente si esige un valore non superiore allo $0,25\%$.

Esempio di calcolo: Si debba alimentare un radioricevitore che richiede 1,4 A alla tensione di 6,3 V per i filamenti, e 70 mA alla tensione c. c. di 250 V per le placche e le griglie schermo. Si determini la potenza complessiva secondaria del trasformatore di alimentazione ed i valori dei componenti del filtro di livellamento perché sia rispettata la condizione di un'ondulazione di $0,25\%$ sulla tensione c. c. utile. La frequenza rete sia 50 p/s.

La valvola rettificatrice che è più indicata per la potenza anodica richiesta è la 5Y3. Essa assorbe una corrente

di filamento di 2A alla tensione di accensione di 5 V. Supposto che l'induttore di filtro abbia una resistenza ohmica di circa 200 Ω (valore abbastanza comune per una corrente c. c. di 70 mA), la tensione c. c. sul primo condensatore di filtro diventa:

$$E'_{cc} = 250 + (0,07 \times 200) = 264 \text{ volt}$$

Dalle curve caratteristiche di fig. 109 si rileva che, per una tensione c. c. di 264 V ed una corrente c. c. di 70 mA, il valore efficace della tensione c. a. per placca deve essere di circa 250 V. Per il secondario di alta tensione si ha quindi:

$$P_{\text{eff}} = 1,4 E_{\text{eff}} I_{cc} = 1,4 \times 250 \times 0,07 = 25,5 \text{ watt.}$$

Per gli avvolgimenti di bassa tensione si ha una potenza assorbita:

$$P_{\text{B.T.}} = 1,4 \times 6,3 + 2 \times 5 = 18,8 \text{ watt.}$$

La potenza complessiva secondaria è allora:

$$P_s = 25,5 + 18,8 = 44,3 \text{ watt}$$

La componente alternativa ammessa sull'uscita utile del rettificatore non deve superare il valore:

$$V_{\text{eff}} = \frac{0,25 E_{cc}}{100} = \frac{0,25 \times 250}{100} = 0,625 \text{ volt.}$$

Usando all'ingresso del filtro un condensatore di 10 μF , il valore della componente alternativa ai capi dello stesso condensatore è:

$$V'_{\text{eff}} = \frac{I_{cc} \times 10^6}{5 f' C_1} = \frac{0,07 \times 10^6}{5 \times 100 \times 10} = 14 \text{ volt.}$$

L'attenuazione che si pretende dall'induttore di filtro e dal secondo condensatore di livellamento per questo caso è:

$$\alpha = 0,395 L C_2 - 1 = \frac{14}{0,625} = 22,4$$

da cui si ricava che il prodotto $L C_2$ deve essere almeno uguale a:

$$L C_2 = \frac{22,4 + 1}{0,395} \cong 60 .$$

Adottando per C_2 un valore uguale a quello di C_1 , ossia di $10\mu F$, l'induttanza della bobina di filtro deve avere almeno il valore di 6 henry.

CAPITOLO VII.

CIRCUITI DI RETTIFICAZIONE

94 Vari tipi di rettificatori.

Nella fig. 110 sono mostrati tre circuiti di rettificazione scelti fra quelli più usati nelle applicazioni radio. A destra di ogni circuito è indicata la forma d'onda della cor-

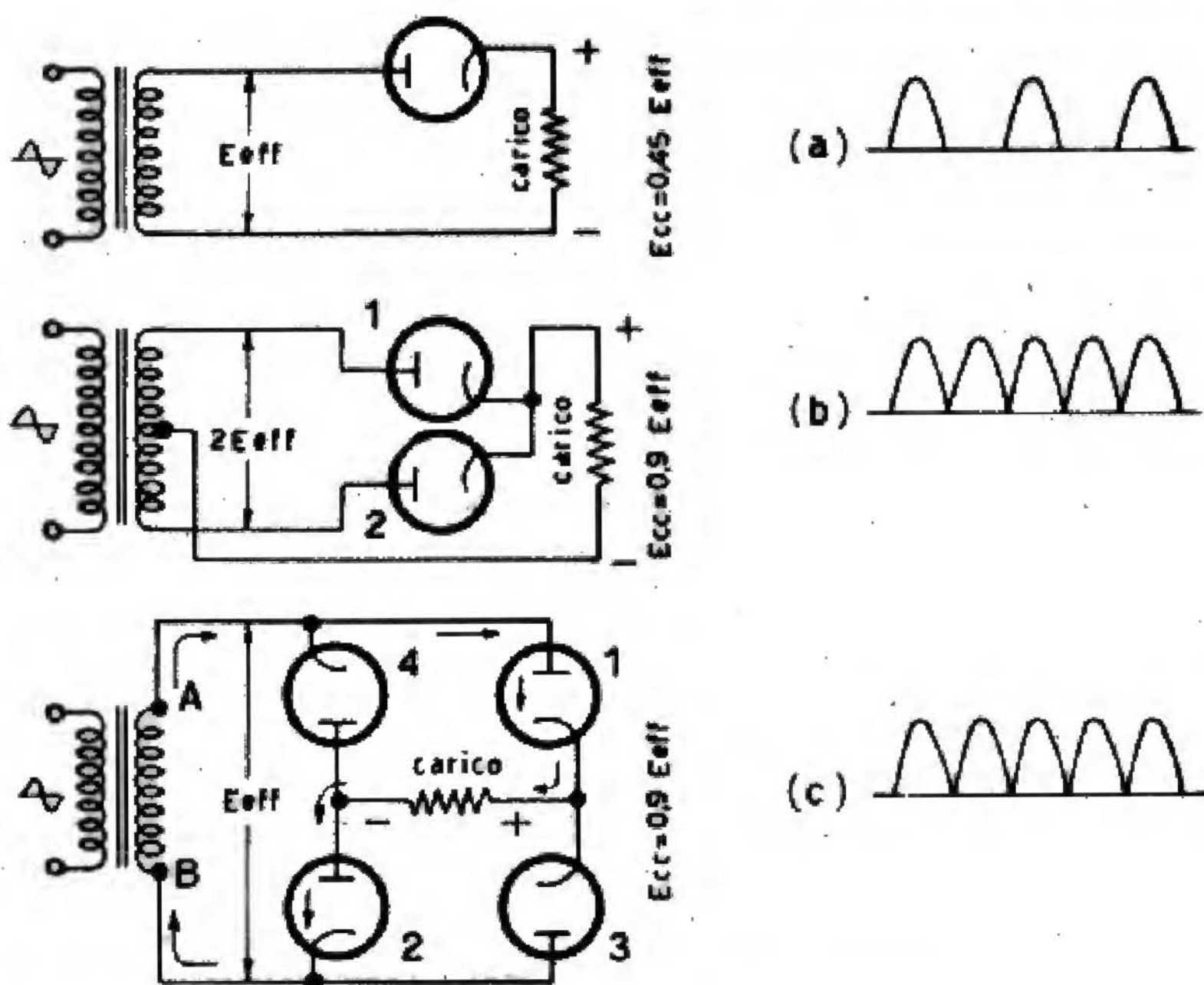


Fig. 110. - Circuiti rettificatori fondamentali.

rente o della tensione rettificata. I circuiti sono privi dei filtri di livellamento, ma tali dispositivi possono essere loro applicati qualora sia richiesto un basso valore della componente alternativa.

Rettificatori a mezz'onda. — La figura 110 a rappresenta un circuito di rettificazione che utilizza solo una se-

mionda della corrente alternata. Durante questa semionda, quando la placca è positiva rispetto al catodo, una corrente scorre attraverso il tubo rettificatore ed il carico. Durante l'altra semionda la placca assume un potenziale negativo e la corrente è interdetta. La corrente nel carico scorre sempre nello stesso senso, ed è formata da impulsi aventi tutti la stessa ampiezza, la stessa durata e lo stesso intervallo.

La tensione media di uscita, letta sul carico da un comune voltmetro c. c. (a bobina mobile), corrisponde con questo circuito a 0,45 volte il valore efficace della tensione alternata sviluppata dal secondario del trasformatore. A causa dei relativamente larghi intervalli esistenti fra un impulso e l'altro, la corrente c. c. uscente da un rettificatore a mezza onda richiede una notevole azione livellatrice da parte del filtro. Ciò significa praticamente che il filtro deve essere composto con elementi di elevato valore capacitivo ed induttivo, specialmente quando la corrente c. c. erogata è rilevante. Questa esigenza limita l'uso del circuito alle applicazioni in cui la corrente rettificata è piccola, come negli alimentatori per tubi a raggi catodici o in quelli adatti a generare potenziali di polarizzazione di griglia.

Rettificatori a piena onda, con presa centrale sul trasformatore. — Il circuito rettificatore più universalmente adoperato, almeno per il caso di piccola potenza, è quello di fig. 110 b. In esso le uscite dei due rettificatori a mezza onda sono combinate in modo da utilizzare l'intero ciclo della corrente alternata. È richiesto un trasformatore con secondario a presa centrale, ma si potrebbero anche adoperare due trasformatori separati i cui secondari fossero collegati in serie nella giusta relazione di fase.

Quando la placca del diodo 1 è positiva, la corrente scorre da essa attraverso il carico e la presa centrale mentre l'altro diodo è inattivo. Nel semiciclo successivo diventa positiva la placca del diodo 2, e la corrente scorre da essa nuovamente attraverso il carico e la presa centrale.

La tensione media di uscita corrisponde a 0,9 volte la tensione efficace di mezzo secondario del trasformatore. A pari tensione *totale* del secondario, questo rettificatore dà quindi una tensione di uscita uguale a quella sviluppata

dal rettificatore a mezz'onda. Ma in questo caso, come si può notare nel diagramma a fianco del circuito, la frequenza degli impulsi d'uscita è doppia di quella del circuito precedente. Perciò è richiesto un filtraggio meno spinto. Dato che i tubi rettificatori lavorano alternativamente, ciascuno di essi regge metà della corrente media del carico. Quindi la totale corrente erogabile al carico è doppia di quella che un solo tubo è capace di fornire.

Rettificatori a piena onda, con circuito a ponte. — Nella figura 110 c è mostrato un secondo circuito di rettificazione a due semionde. In esso due diodi lavorano in serie per ogni semiperiodo, uno connesso ad una estremità del carico ed uno connesso all'altra estremità. I quattro diodi vanno connessi in modo che due di essi facciano capo alle due estremità del secondario con le placche, e due altri facciano capo alle due stesse estremità con i catodi. I catodi dei primi, congiunti assieme costituiscono l'uscita con polarità positiva, e le placche dei secondi, congiunte insieme costituiscono l'uscita con polarità negativa.

Il funzionamento del circuito a ponte è il seguente: quando l'estremità superiore del secondario è positiva rispetto all'altra, la corrente scorre attraverso il tubo 1, lungo il carico, e di qui attraverso il tubo 2. Durante questa parte del ciclo la corrente non può passare per i diodi 3 e 4 perché le loro placche sono negative nei riguardi dei rispettivi catodi. Durante la seconda parte del ciclo le polarità si invertono, e diventano conduttivi i diodi 3 e 4 mentre gli altri due restano inattivi. La forma d'onda della tensione o corrente di uscita è la stessa di quella del rettificatore a presa centrale.

La tensione media di uscita è 0,9 volte la tensione efficace ai capi del secondario. Per una stessa tensione *totale* disponibile ai capi del secondario, il rettificatore a ponte dà una tensione c. c. rettificata due volte maggiore di quella ottenibile con il rettificatore a presa centrale. Però, volendo paragonare i due circuiti con l'impiego di uno stesso trasformatore, bisogna ricordare che la *potenza* che un dato trasformatore può sopportare rimane la stessa indipendentemente dal circuito rettificatore usato. Quindi se la tensione d'uscita è raddoppiata sostituendo il circuito

a presa centrale con quello a ponte, la corrente efficace che si può far circolare nel secondario deve essere solo la metà di quella per cui lo stesso trasformatore è calcolato. La corrente c. c. che un rettificatore a ponte può erogare al carico è doppia di quella che normalmente uno dei suoi tubi è in grado di erogare.

Il circuito a ponte è preferibile a quello con presa centrale sul trasformatore per la più uniforme distribuzione di corrente nel secondario di A. T. Esso però ha due inconvenienti: un maggior numero di valvole e la necessità di almeno tre avvolgimenti di accensione. Osservando la figura 110 c si noterà infatti come i catodi dei tubi 2 e 4 abbiano applicata fra loro tutta la tensione alternata del secondario A. T.; essi non possono quindi essere alimentati da un solo avvolgimento che cortocircuiterebbe praticamente tale tensione. I catodi dei tubi 1 e 3 sono allo stesso potenziale, ma sono alternativamente a potenziale diverso rispetto ai catodi dei tubi 2 e 4. Quando infatti il tubo 1 è inattivo, il tubo 3 conduce ed attraverso esso entrambi i catodi assumono il potenziale del punto B del trasformatore. Nel semiperiodo successivo s'inverte la situazione di conducibilità dei diodi 1 e 3, ed i loro catodi assumono il potenziale del punto A del trasformatore.

I circuiti a ponte sono largamente adoperati con i raddrizzatori metallici (al selenio e all'ossido di rame) che non presentano il problema dell'accensione. Tali raddrizzatori, oltre a consentire un notevole risparmio di energia, offrono nei confronti dei diodi a vuoto una più bassa resistenza di conduzione, e quindi una minore caduta interna di tensione.

95 Limiti di lavoro dei tubi rettificatori.

I tubi rettificatori sono soggetti a limitazioni sia per quanto riguarda la massima tensione applicabile in placca, sia per quanto riguarda la massima corrente erogabile.

Per alcuni tubi, particolarmente per quelli a vapor di mercurio, invece di indicare la massima tensione efficace che si può applicare alla placca, i costruttori indicano la *massima tensione inversa di picco* che il diodo può sopportare senza deteriorarsi. La tensione massima inversa di pic-

co è la tensione di picco che appare fra catodo e placca durante il tempo in cui il diodo non è conduttivo. In tutti e tre i circuiti di figura 110 la detta tensione inversa attraverso ogni tubo rettificatore è 1,4 volte il valore della tensione efficace sviluppata dall'intero secondario del trasformatore. (Nel caso del circuito 110 b, per esempio, la conducibilità del diodo 1 porta entrambi i catodi al potenziale c. a. dell'estremità superiore del secondario. Tra la placca ed il catodo del tubo 2 si localizza quindi un picco di tensione pari a $2 E_{\text{eff}} \sqrt{2} = 2,83 E_{\text{eff}}$. Se il diodo non sopporta tale tensione istantanea, nasce un arco interno che distrugge irrimediabilmente il catodo).

La *massima corrente c. c. d'uscita* è la massima corrente di carico che si può utilizzare all'uscita del rettificatore senza compromettere la normale vita del diodo. Il valore della massima corrente dipende però, in una certa misura, dalla natura del filtro che segue il rettificatore: per filtri ad entrata capacitiva il diodo ha in genere minore capacità di corrente che per i filtri ad entrata induttiva. Inoltre, la massima tensione efficace applicabile alla placca è minore nel primo caso che nel secondo.

Un limite più significativo d'impiego è il *picco massimo di corrente di placca*, che è il valore di picco dell'im-

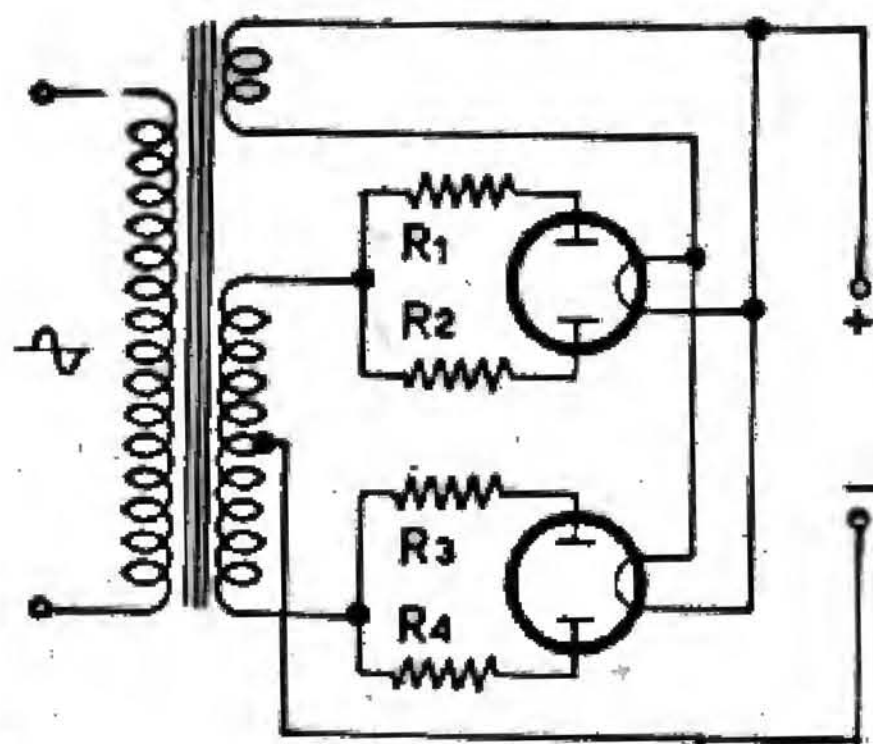


Fig. 111. - Parallelo di diodi per una maggiore capacità di corrente.

pulso di corrente che passa attraverso il tubo rettificatore. Questo valore di picco può essere molto maggiore della corrente di carico, specialmente se il filtro ha un condensatore di grande capacità al suo ingresso. Ciò è dovuto alla forte corrente istantanea di carica del condensatore se nessuna impedenza è frapposta fra esso ed il diodo. I picchi

in questione raggiungono valori meno elevati nei tubi a vuoto che nei tubi a vapore di mercurio, a causa della resistenza interna relativamente più alta dei primi rispetto ai secondi.

I tubi rettificatori possono essere connessi in parallelo se la corrente di carico è superiore a quella che un singolo tubo può dare. A questo scopo, per esempio, due doppiodiodi possono essere utilizzati nel modo indicato in fig. 111. Resistori equilibratori del valore di 50 o 100 ohm sono disposti in serie a ciascuna placca onde favorire una eguale ripartizione della corrente fra i due diodi di ogni ramo.

96 Accorgimenti nell'uso dei tubi rettificatori.

Quando si fa funzionare un tubo rettificatore occorre badare che la giusta tensione di filamento giunga ai terminali di esso. Una tensione di accensione inferiore al normale causa un'eccessiva caduta interna nei diodi a vuoto spinto, ed una diminuzione della massima tensione inversa di picco (sopportabile senza produzione d'arco) nei diodi a vapor di mercurio. Le connessioni di filamento debbono essere solidamente saldate ai terminali dello zoccolo, e debbono avere una sezione sufficiente a rendere trascurabile la caduta propria di tensione: ciò è particolarmente importante per i diodi che lavorano con tensione di accensione piuttosto bassa e corrente di accensione piuttosto alta.

Lo zoccolo portavalvola va scelto con cura onde sia garantito un buon isolamento verso massa. Zoccoli in bachelite possono servire fino a tensioni dell'ordine di 500 V, mentre per tensioni superiori si consiglia di adottare tipi in ceramica che abbiano i terminali ben spazati fra loro e verso il telaio di montaggio.

I tubi rettificatori debbono lavorare con sufficiente spazio libero attorno a loro affinché una naturale ventilazione sia assicurata. È bene evitare di disporre in prossimità di essi resistori a forte carico o altre sorgenti occasionali di calore.

97 Filtri di livellamento.

Per spianare l'onda pulsante c. c. all'uscita di un rettificatore s'inserisce fra questa ed il circuito di carico un filtro costituito da bobine e da condensatori. I filtri sfruttano le proprietà di accumulazione di energia dell'induttanza della bobina e della capacità del condensatore, ener-

gia che è immagazzinata nel periodo durante il quale la tensione e la corrente sono in aumento, e che è rilasciata al carico nel periodo durante il quale l'ampiezza dell'impulso è in diminuzione. Si produce così un'azione di livellamento che elimina sia le creste che gli avvallamenti dell'uscita.

Le pulsazioni nell'uscita del rettificatore possono essere considerate come il risultato della sovrapposizione di una corrente alternata e di una corrente continua costante. Da questo punto di vista, il filtro può essere considerato come un dispositivo fornito di condensatori in derivazione che cortocircuitino la componente alternativa senza ostacolare il normale scorrimento della componente continua e di induttori in serie che lascino passare invece la componente c. c. bloccando la componente c. a.

La componente alternativa è chiamata anche *ondulazione*. L'efficacia del filtro può essere espressa in termini di ondulazione percentuale, che è il rapporto tra il valore efficace dell'ondulazione moltiplicato per 100 ed il valore della componente c. c. L'ondulazione nell'uscita di alimentatori anodici per trasmettitori radiotelegrafici è considerata tollerabile quando è nell'ordine del 5%. Per trasmettitori radiofonici, oscillatori di pilotaggio e stadi di potenza BF, l'ondulazione non deve superare il valore di 0,25%. Per amplificatori BF a basso livello ed alto guadagno si esige una ondulazione non superiore allo 0,1% circa.

La frequenza di ondulazione è la frequenza delle pulsazioni nell'onda d'uscita del rettificatore. Con rettificatori a mezz'onda tale frequenza corrisponde a quella della rete, mentre per rettificatori a doppia onda, essendo raddoppiati gli impulsi, anche la frequenza di ondulazione risulta raddoppiata rispetto a quella della rete.

I filtri di livellamento possono essere ad ingresso capacitivo o ad ingresso induttivo. Appartengono al primo tipo i filtri che si presentano all'uscita del rettificatore con una capacità; appartengono al secondo i tipi che si presentano al rettificatore con una induttanza. Sia l'uno che l'altro terminano dal lato del carico con una elevata capacità.

Un filtro può essere composto da una sola cellula o da più cellule in cascata. Si usano due o più cellule quando l'attenuazione richiesta è rilevante e non può essere otte-

nuta da una sola cellula con ragionevoli dimensioni dei componenti.

Filtri con ingresso capacitivo. — I filtri di questo genere sono maggiormente adoperati negli alimentatori di piccole proporzioni perché più economici a realizzarsi.

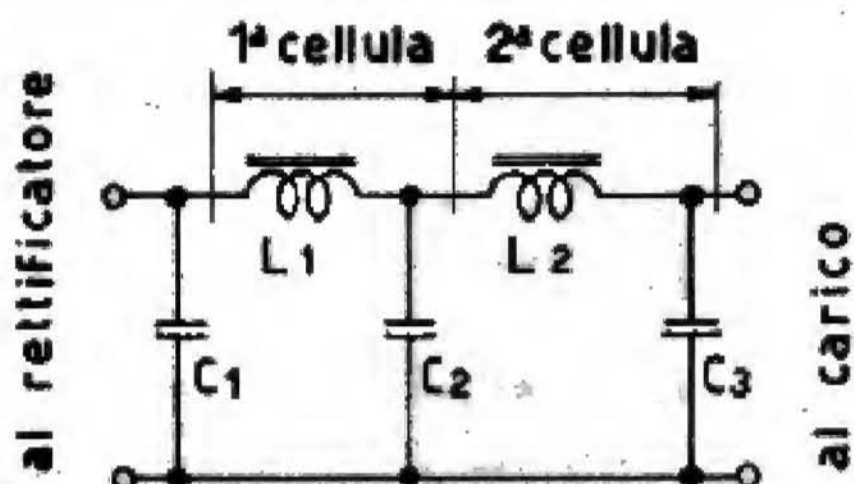


Fig. 112. — Filtro ad ingresso capacitivo.

Essi permettono di ricavare una maggiore tensione rettificata da una determinata tensione c.a. disponibile. Per contro, la variazione di tensione d'uscita che si verifica nell'alimentatore col variare del carico di corrente è più ampia che

nel caso di filtro ad entrata induttiva. Questo inconveniente può essere minimizzato aumentando molto la capacità di ingresso del filtro.

Riferendoci alla fig. 112, l'attenuazione della componente alternativa su C_1 data dagli elementi della prima cellula $L_1 C_2$ è:

$$\alpha_1 = \omega^2 L_1 C_2 - 1.$$

Se si applica una seconda cellula $L_2 C_3$, l'attenuazione che viene ad aggiungersi è:

$$\alpha_2 = \omega^2 L_2 C_3 - 1$$

sicché l'attenuazione totale può dirsi:

$$\alpha_t = \alpha_1 \alpha_2 = (\omega^2 L_1 C_2 - 1) (\omega^2 L_2 C_3 - 1).$$

In queste formule i valori di L e C sono rispettivamente espressi in henry e farad. Il termine ω , detto *pulsazione*, corrisponde a $2\pi f'$, in cui f' è la frequenza degli impulsi di rettificazione.

Il valore della componente alternativa sul condensatore d'ingresso è approssimativamente dato dalla relazione:

$$V'_{\text{eff}} = \frac{I_{\text{cc}}}{0,85 \omega C_1}$$

dove:

I_{cc} = corrente rettificata che scorre nel carico, in Amp.

ω = pulsazione della componente alternativa

C_1 = capacità del condensatore d'ingresso, in farad.

La capacità del condensatore d'ingresso non può essere scelta a caso. Occorre tener presente che la tensione di ondulazione fa scorrere in esso una corrente c. a. che approssimativamente è:

$$i_{ca} = \omega C_1 V'_{eff}.$$

Tale corrente non deve superare determinati limiti. Il massimo suo valore ammesso nei condensatori elettrolitici varia con la capacità, la tensione di lavoro, il costruttore ed il tipo. Una volta stabilita la capacità del condensatore d'ingresso, la massima corrente c. c. erogabile di un circuito rettificatore risulta legata alla massima corrente di ondulazione che lo stesso condensatore può sopportare. Infatti dalle due ultime formule si ottiene:

$$I_{cc} = 0,85 \omega C_1 V'_{eff} = 0,85 i_{ca}.$$

La tabella seguente dà la massima corrente di ondulazione che può essere tollerata nei condensatori elettrolitici, secondo una media delle norme indicate dai costruttori. Essa presuppone una temperatura ambiente non superiore a 40° C.

TABELLA V - MASSIMA CORRENTE C.A. NEI CONDENSATORI Elettrolitici

Capacità	Tensione c. c. di lavoro			
	150	250	350	450
10	—	200 mA	210 mA	225 mA
20	250 mA	250 mA	270 mA	270 mA
30	270 mA	270 mA	300 mA	300 mA
40	285 mA	285 mA	300 mA	300 mA
50	300 mA	300 mA	300 mA	300 mA

La tensione c. c. d'uscita di un rettificatore con filtro ad ingresso capacitivo ha un valore presso a poco uguale o leggermente inferiore alla tensione alternata del secondario del trasformatore (E_{eff} in fig. 110), quando la corrente di carico è piuttosto elevata. Se la corrente di carico è invece molto piccola, tale tensione di uscita può salire ad un valore di 1,4 volte maggiore della stessa tensione del trasformatore.

Allo scopo di evitare il facile deterioramento dei condensatori di filtro, particolarmente nel caso di improvvisa interruzione del circuito di carico, è bene che essi possano reggere una tensione di lavoro almeno uguale o superiore alla massima tensione c. c. che si può verificare all'uscita del rettificatore.

Esempio di calcolo: determinare l'ondulazione percentuale risultante all'uscita di un filtro a due cellule, ciascuna delle quali è composta da un'induttanza di 5 H e da un condensatore di 16 μF . Abbiamo un condensatore di ingresso di 10 μF , una tensione c. c. ai suoi capi di 350 V ed una corrente c. c. di carico di 0,15 A. La frequenza di ondulazione sia di 100 p/s e la resistenza ohmica di ogni bobina sia di 100.

La componente alternativa sul condensatore di ingresso è:

$$V'_{\text{eff}} = \frac{0,15 \times 10^6}{0,85 \times 6,28 \times 100 \times 10} \approx 28 \text{ Volt}$$

L'attenuazione delle due cellule è:

$$\alpha_t = (628^2 \times 5 \times 16 \times 10^{-6} - 1)^2 = (31,6 - 1)^2 = 93,7$$

La componente alternativa all'uscita del filtro risulta quindi:

$$V^{\text{eff}} = \frac{28}{93,7} \approx 0,3 \text{ Volt}$$

La tensione c. c. utile è quella sul condensatore d'ingresso, meno la caduta di tensione nelle due bobine:

$$E_{\text{cc}} = 350 - 0,15 \times 200 = 230 \text{ Volt}$$

La percentuale di ondulazione all'uscita del filtro è allora:

$$\% \text{ ondulazione} = \frac{0,3 \times 100}{320} \cong 0,094\%$$

Calcoliamo, a scopo di controllo, la corrente c. a. nel primo condensatore:

$$i_{c.a.} = \frac{150}{0,85} = 176 \text{ mA}$$

Filtri con ingresso induttivo. — Un filtro di questo tipo consente al rettificatore una resa di tensione molto più stabile al variare del carico. Non genera picchi elevati di corrente sul secondario del trasformatore. Permette una esatta previsione del comportamento del rettificatore ed un calcolo più agevole degli elementi del suo circuito. Se ne consiglia l'uso in tutte le apparecchiature ove il fattore economico non sia preponderante, ed in cui il circuito di rettificazione preveda l'utilizzazione di entrambi le semionde della corrente alternata.

Il filtro ad ingresso induttivo è simile a quello della fig. 112, eccezione fatta per il condensatore C_1 che non esiste. L'attenuazione da esso prodotta sulla componente alternativa si calcola allo stesso modo come già spiegato per il filtro ad ingresso capacitivo. Di solito vengono usate due cellule, ma se ne può usare anche una sola quando l'ondulazione percentuale richiesta non è molto bassa.

La componente alternativa presente all'entrata di un filtro come quello in argomento, a parità di tensione alternata applicata al rettificatore, è maggiore di quella normalmente presente all'entrata dell'altro tipo di filtro. Trascurando la caduta interna del diodo, tale componente ha il valore:

$$V'_{\text{eff}} = 0,424 E_{\text{eff}}$$

in cui E_{eff} è la tensione del secondario del trasformatore, come è indicato in fig. 110.

Perché la tensione di uscita di un rettificatore con filtro ad ingresso induttivo sia perfettamente stabile al variare del carico, occorre che l'induttanza della prima bobina del filtro abbia un valore infinito. Praticamente la

variazione di tensione è sufficientemente piccola quando l'induttanza d'ingresso eguaglia o supera un certo valore detto *valore critico*. Per rettificatori a piena onda questo valore critico è:

$$L_c = \frac{R_s + R_c}{3 \pi f'}$$

in cui f' è la frequenza d'ondulazione, R_c è la resistenza del carico (compresa la resistenza complessiva delle bobine di filtro) ed R_s è la totale resistenza in serie al diodo. Se R_s è piccola in confronto ad R_c , per una frequenza di ondulazione di 100 p/s, si ha approssimativamente:

$$L_c = \frac{R_c}{940}$$

Con valori dell'induttanza d'ingresso minori di quello critico, la tensione c. c. d'uscita aumenta rispetto al valore medio della tensione alternata applicata, perché il filtro tende ad agire come se avesse un condensatore all'ingresso. Il valore più conveniente dell'induttanza d'ingresso è due volte quello critico alla massima corrente di carico prevista.

In un rettificatore a piena onda munito di filtro con ingresso induttivo, sempreché la reattanza del primo induttore sia molto maggiore della reattanza del primo condensatore, la corrente diodica di picco ha circa i valori:

$$\begin{aligned} i_{\text{picco}} &= 2 I_{\text{cc}} & (\text{per } L_1 = L_c) \\ i_{\text{picco}} &= 1,5 I_{\text{cc}} & (\text{per } L_1 = 2 L_c) \end{aligned}$$

ove I_{cc} è la corrente di carico ed L_1 l'induttanza della prima bobina di filtro.

La corrente media per anodo è metà della corrente di carico, la quale è sopportata da un solo diodo quando è al massimo della conduzione.

Nelle applicazioni in cui la resistenza di carico varia considerevolmente, per esempio negli amplificatori in classe B, è conveniente disporre in parallelo all'uscita del filtro un resistore zavorra, detto *partitore*, che ha lo scopo di ridurre la variazione di corrente, e conseguentemente il valore iniziale dell'induttanza L_1 . Il valore ohmico del

resistore zavorra deve essere tale da assorbire una corrente uguale a circa il 10% della massima corrente di carico.

Esempio di calcolo dell'induttanza d'ingresso: con un rettificatore a piena onda si debba alimentare un carico la cui corrente vari tra 40 e 200 mA. Supposto che la tensione rettificata sia di 350 V, quali debbono essere i valori estremi dell'induttanza della prima bobina di filtro?

Nel caso della minore corrente di carico si ha:

$$R_c = \frac{350}{0,04} = 8750 \text{ Ohm}$$

a cui corrisponde un primo valore minimo della bobina di filtro:

$$L_1 = L_c = \frac{8750}{940} = 9,3 \text{ Henry}$$

Nel caso della maggior corrente di carico si ha:

$$R_c = \frac{350}{0,2} = 1750 \text{ Ohm}$$

a cui corrisponde un secondo valore minimo della bobina di filtro:

$$L_1 = L_c = \frac{1750}{940} = 1,86 \text{ Henry}$$

L'induttanza della bobina deve quindi risultare non inferiore a 9,3 H quando lavora alla corrente di 40 mA, e non inferiore a 1,86 H quando lavora alla corrente di 200 mA. Si tenga presente, per la verifica dei valori d'induttanza, che in entrambi i casi la tensione alternata applicata ai capi della bobina è circa uguale alla tensione V_{eff} precedentemente indicata. Il valore ottimo dell'induttanza alla massima corrente c. c. dovrebbe essere di 3,72 H.

Per stabilire rapidamente l'ondulazione percentuale risultante dall'uso di una o due cellule filtro composte da determinati valori L-C, si possono applicare le formule semplificate seguenti che sono valedoli per una frequenza di ondulazione di 100 p/s:

$$a) \text{ una cellula} = \% \text{ ondulazione} = \frac{120}{LC}$$

$$b) \text{ due cellule} = \% \text{ ondulazione} = \frac{1120}{L_1 L_2 (C_1 + C_2)^2}$$

I valori delle induttanze sono in henry e quelli di capacità in microfarad.

98 Tensione d'uscita di un rettificatore munito di filtro.

Mentre per i rettificatori con filtro ad entrata capacitiva il calcolo della tensione rettificata è piuttosto complesso, ed è quindi più agevole riferirsi alle normali curve di lavoro della valvola usata (vedi paragrafo 93 del capitolo precedente), per i rettificatori a piena onda con filtro ad entrata induttiva, sempreché l'induttanza d'ingresso abbia almeno il valore critico, tale tensione rettificata è 0,9 volte la tensione c. a. del secondario del trasformatore (0,9 volte la tensione di mezzo secondario per il circuito a presa centrale), meno la caduta interna del

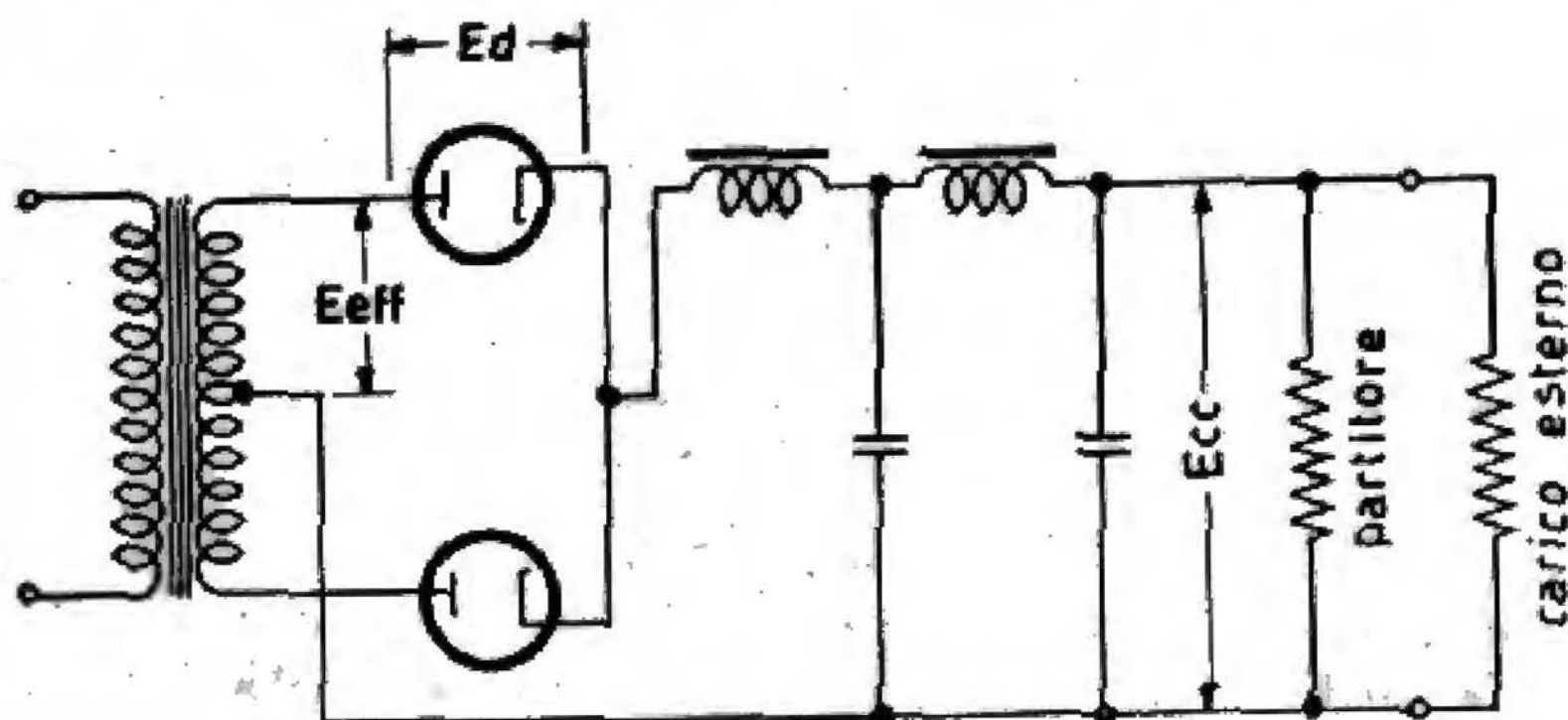


Fig. 113. - Circuito di rettificatore a piena onda con filtro ad ingresso induttivo e partitore di corrente.

diodo. La tensione c. c. all'uscita del filtro è minore di quella all'ingresso di una tensione uguale alla caduta dello stesso filtro.

Riferendoci alla fig. 113, la tensione utile sul carico è:

$$E_{cc} = 0,9 E_{eff} - E_d - I_{cc} (R_1 + R_2)$$

essendo E_d la caduta del diodo, I_{cc} la corrente totale di carico (compresa quella del partitore), R_1 e R_2 le resistenze delle due bobine.

Per determinare E_d serve il grafico di fig. 114 che riporta alcune curve caratteristiche relative alle più usate

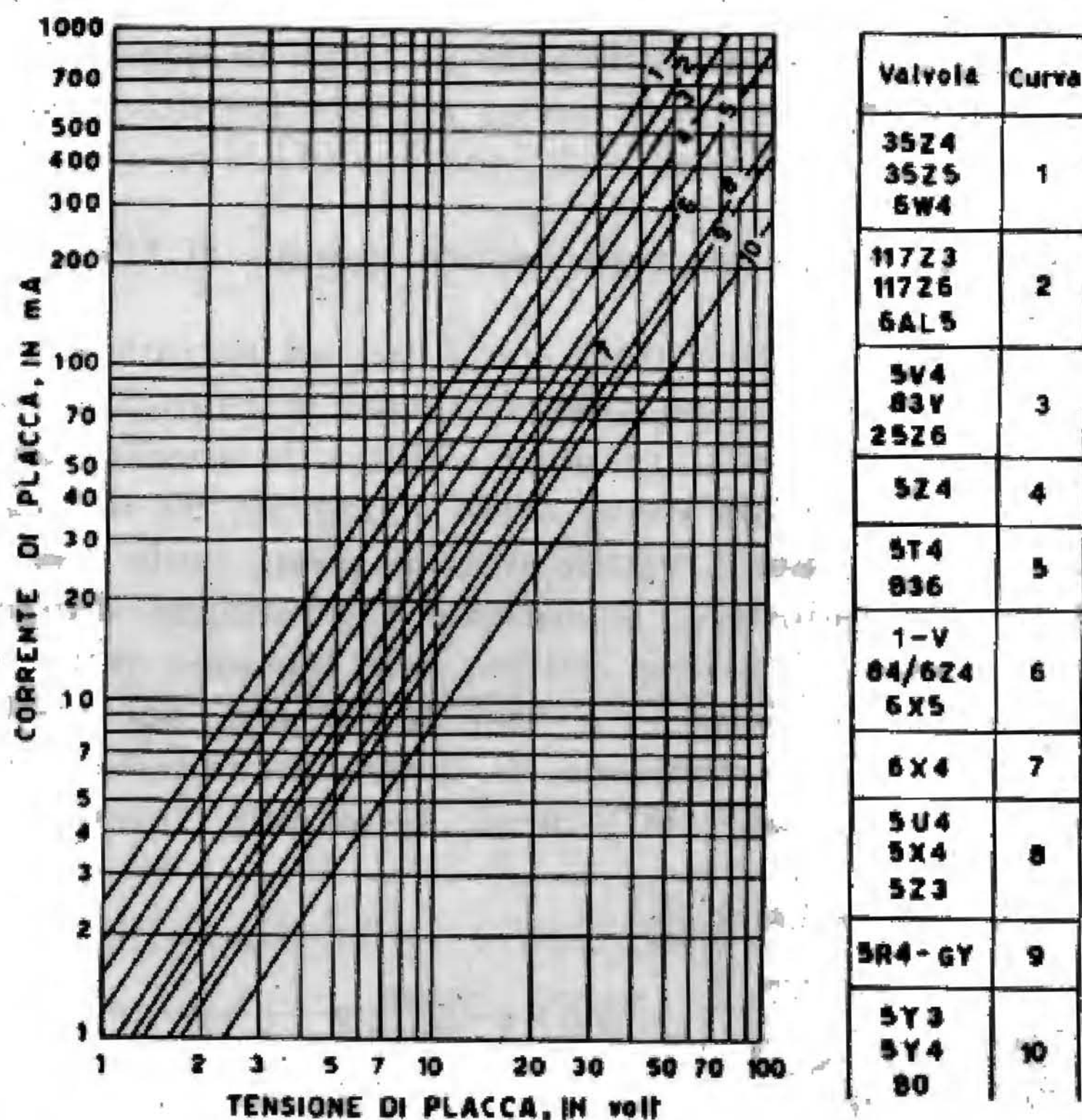


Fig. 114. - Caratteristiche anodiche medie di alcune valvole rettificatrici.

valvole rettificatrici di piccola e media potenza. Ad ogni valore della corrente di placca letta sull'ordinata, corrisponde sull'ascissa una tensione ai capi del diodo atta a provocarla. La corrente di placca coincide con la totale corrente c. c. che il rettificatore deve fornire; la tensione di placca coincide con la caduta interna del diodo.

99 Circuiti rettificatori particolari.

Alimentatori anodici a doppia uscita. — In alcuni casi può essere economicamente vantaggioso ottenere due tensioni anodiche distinte, mediante un solo trasformatore di

alimentazione. Circuiti di questo genere sono mostrati nelle figg. 115 e 116. Nella fig. 115 un rettificatore a ponte, che per semplicità costruttiva utilizza raddrizzatori al se-

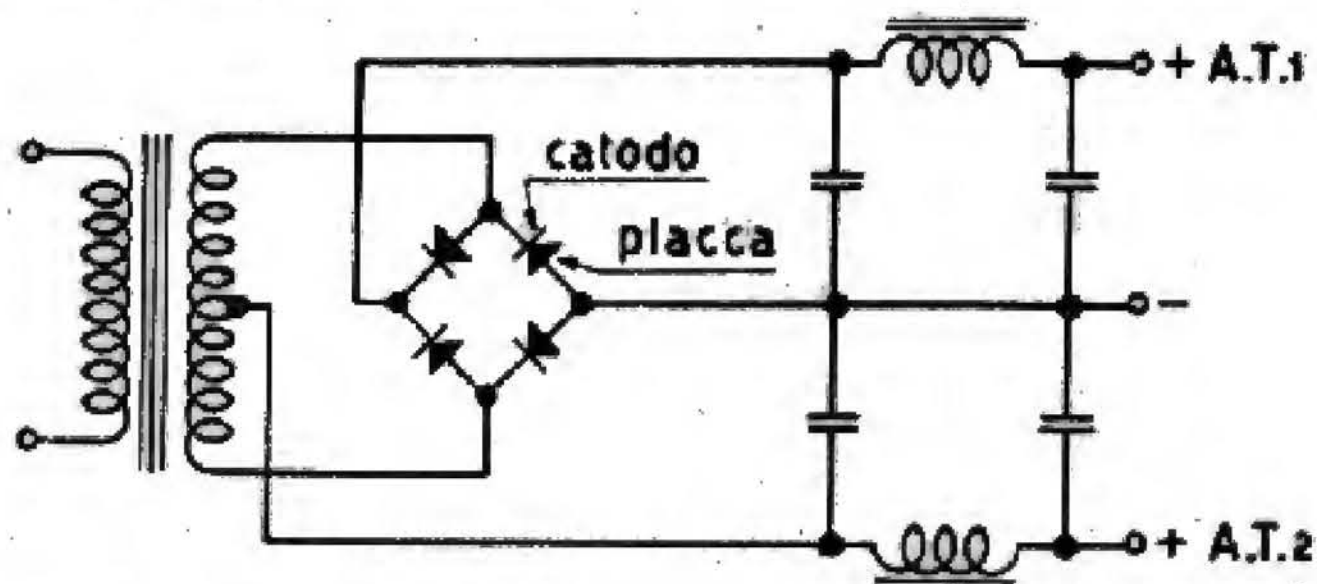


Fig. 115. - Rettificatore a ponte con due uscite c.c.

lenio, dà la massima uscita in corrispondenza della totale tensione c. a. del secondario, mentre la presa centrale sullo stesso secondario permette di ottenere una seconda uscita in corrispondenza della metà della predetta tensione totale. La somma delle due correnti di carico non deve eccedere la massima corrente normalmente fornita dai raddrizzatori e quella per cui il trasformatore è calcolato. I valori del filtro per ogni uscita sono calcolati separatamente.

La fig. 116 mostra un trasformatore a prese multiple (simmetriche rispetto al centro) che alimenta due valvole

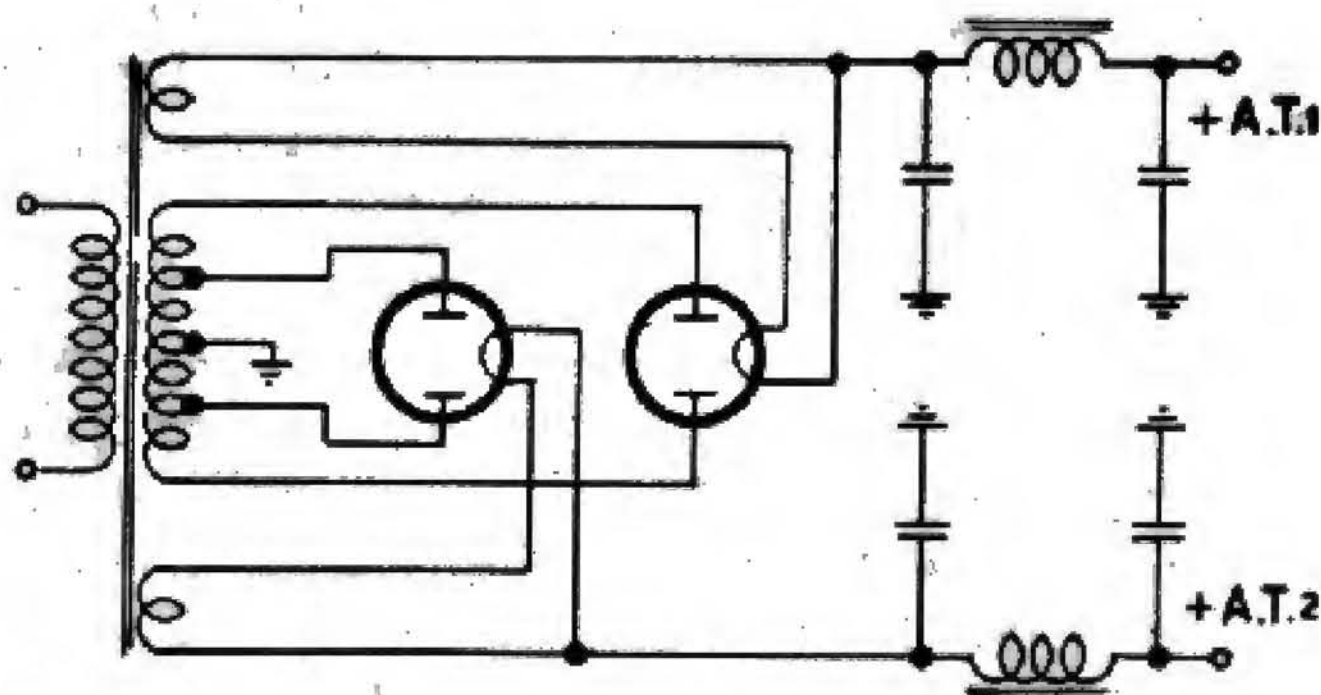


Fig. 116. - Rettificatore a presa centrale con due uscite c.c.

rettificatrici biplacca. Le tensioni c. c. d'uscita non sono legate tra loro da un rapporto $1/2$ come nel circuito precedente, ma possono avere qualsiasi valore in dipendenza delle tensioni alternate applicate alle placche dei rispet-

tivi tubi. Le due sezioni interne del secondario di A. T. sopportano entrambi le correnti di carico delle due uscite, mentre le due sezioni esterne sopportano solo la corrente relativa alla tensione di uscita maggiore.

Alimentatori senza trasformatore. — In un alimentatore di questo tipo la tensione di rete è rettificata direttamente senza un trasformatore elevatore. Il circuito normalmente adoperato per il rettificatore è quello a mezza onda con filtro ad entrata capacitiva. La tensione c. c. d'uscita naturalmente non supera di molto quella efficace della rete.

Il sistema di alimentazione senza trasformatore viene usato nei radioricevitori di piccole dimensioni, i quali risultano così adatti a funzionare anche con reti a corrente continua pulsante, cioè con reti la cui energia proviene da una dinamo invece che da un alternatore.

I tubi rettificatori per questi circuiti hanno di solito il filamento acceso ad una tensione relativamente alta (12,6 - 25 - 35 - 45 - 50 e 115 volt) il quale può essere connesso alla rete in serie con i filamenti degli altri tubi e con l'aggiunta, se necessario, di un resistore addizionale che compensi l'eventuale differenza di tensione. Perché la

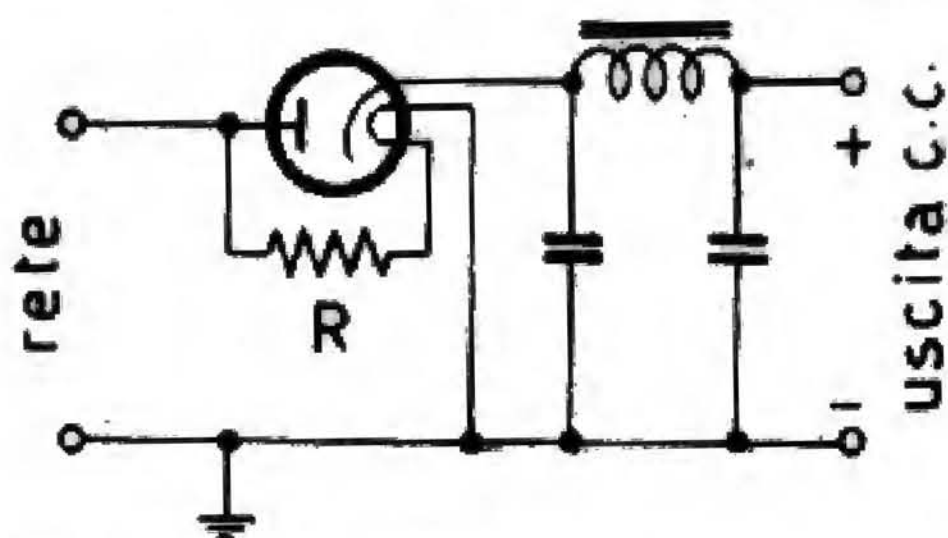


Fig. 117. - Alimentatore senza trasformatore.

disposizione in serie sia facilitata occorre però che tutti i tubi richiedano la medesima corrente di accensione.

Un esempio di alimentatore come quello accennato è mostrato in fig. 117. In esso si noterà che un capo della

rete è comune al terminale negativo dell'uscita. Se il ricevitore deve funzionare con una presa di terra, è bene montare tutto il suo circuito isolato dallo chassis, e collegare quest'ultimo al polo negativo dell'alimentatore tramite un condensatore a carta di 0,05 F.

Alimentatori con autotrasformatore. — Sempre per piccoli radioricevitori, ed allo scopo di ridurre l'ingombro, vengono spesso adoperati circuiti di alimentazione in cui il trasformatore di alimentazione è sostituito da un

autotrasformatore di tipo particolare. Quest'organo ha le solite prese intermedie per funzionare alle varie tensioni di rete, ed in più ha una presa a bassa tensione per l'accensione dei filamenti delle valvole. Dalla presa corrispondente al massimo numero di spire è prelevata la tensione di placca del tubo rettificatore.

Il sistema in questione permette di trasferire direttamente sulla rete quasi tutta la potenza di alimentazione anodica (tutta nel caso di tensione di rete uguale alla tensione di placca) e consente di ridurre al minimo le dimensioni dell'autotrasformatore.

Il circuito di fig. 118 illustra lo schema di principio di un alimentatore con autotrasformatore.

Anche qui, come si vede, c'è l'inconveniente del collegamento diretto tra un capo della rete ed un capo dell'uscita c. c. Se è necessario connettere a terra il telaio del

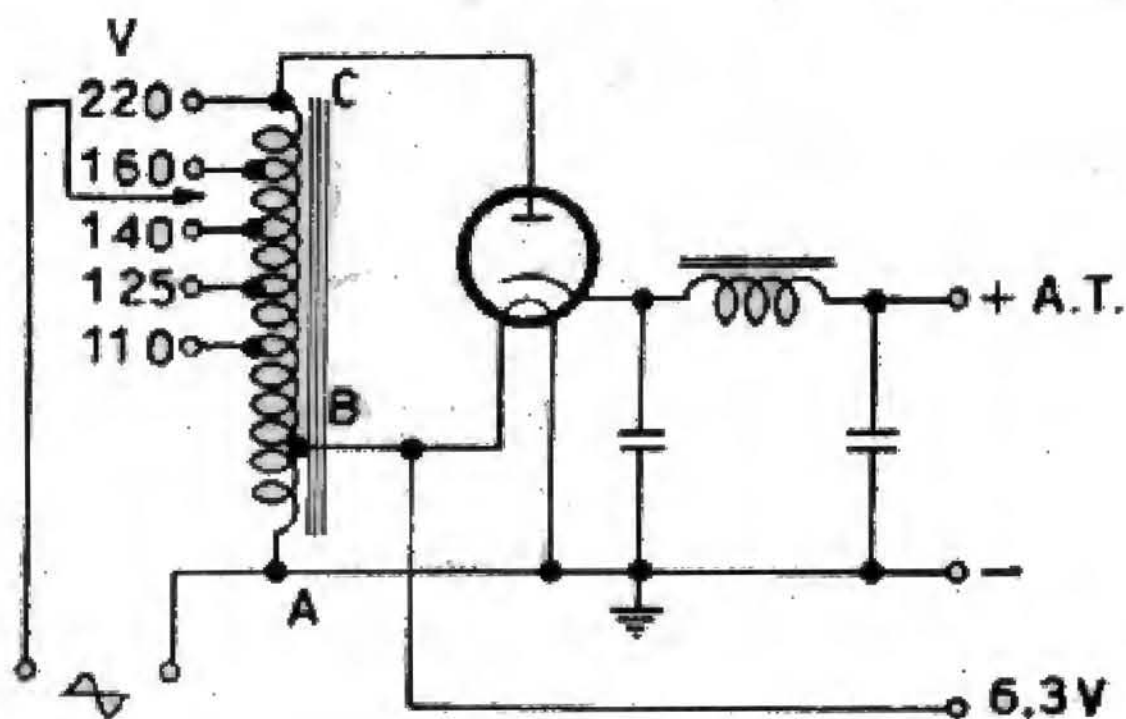


Fig. 118. - Alimentatore con autotrasformatore.

ricevitore, si consiglia di adottare lo stesso accorgimento suggerito per il circuito di fig. 117.

Le spire tra A e B dell'autotrasformatore debbono avere una sezione di conduttore proporzionata alla totale corrente di accensione delle valvole. Le spire fra B e C hanno una sezione adeguata alla corrente che per la potenza complessiva di filamento compete alle varie tensioni di rete.

Circuiti moltiplicatori di tensione. — I circuiti moltiplicatori di tensione rendono possibile di ottenere tensioni c. c. più alte della tensione di rete senza l'aiuto di trasformatori elevatori. Caricando alternativamente due o più condensatori alla tensione picco della rete, e permettendo ad essi di scaricarsi in serie, la totale tensione di uscita diventa la somma delle tensioni individuali che appaiono ai capi dei condensatori. Il necessario meccanismo

di commutazione è automaticamente fornito da tubi rettificatori associati ai condensatori nella opportuna relazione di fase.

Un duplicatore di tensione a mezza onda è visibile in fig. 119 a. In questo circuito, quando la placca del diodo 2 è positiva, il tubo conduce caricando C_1 alla tensione di

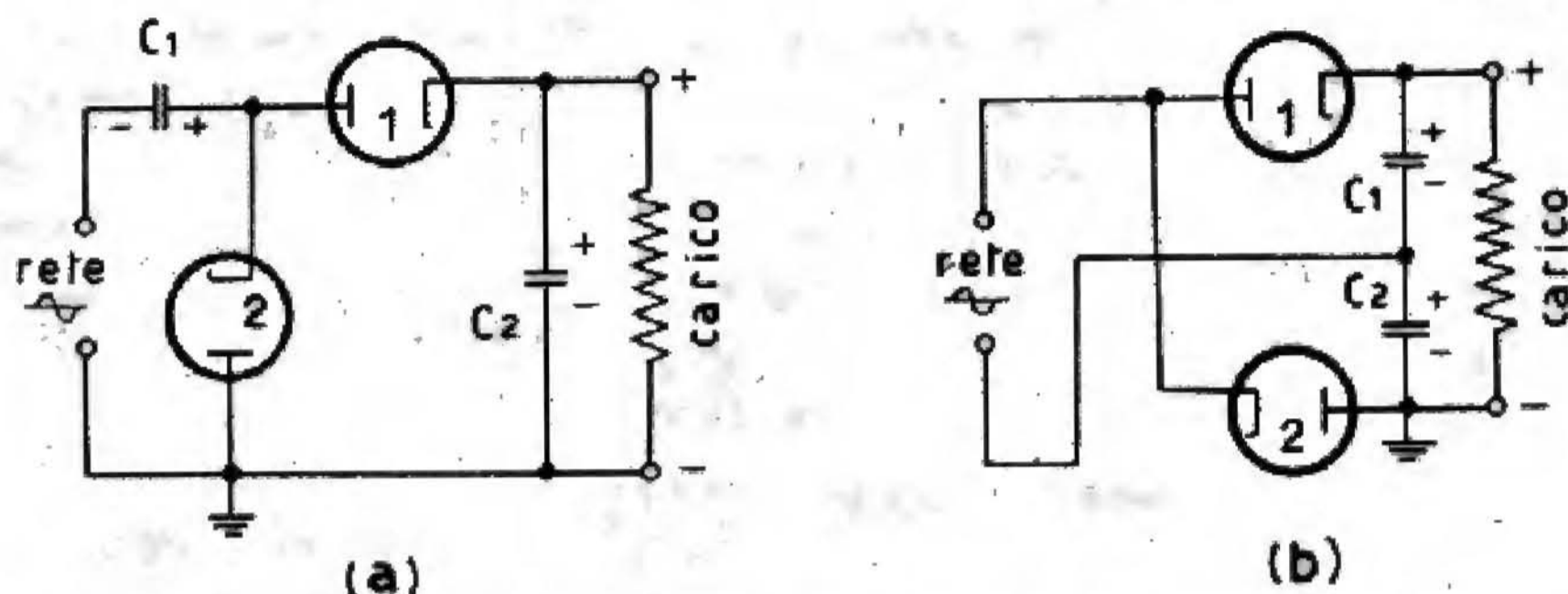


Fig. 119. - Duplicatori di tensione: (a) a mezz'onda; (b) a piena onda.

picco della rete meno la propria caduta interna. Nel semiperiodo successivo la polarità della rete si inverte e la tensione risultante dalla carica di C_1 si somma alla tensione di rete per caricare C_2 , attraverso il diodo 1 che nel frattempo si è messo a condurre, a circa due volte il picco della rete.

A causa delle cadute interne di tensione nei due diodi e in conseguenza del carico resistivo in parallelo all'uscita che tende a scaricare C_2 impedendogli di raggiungere la piena carica, la tensione c. c. d'uscita è qualche cosa meno del doppio della tensione picco della rete. Una maggiore resa si avrebbe se il carico resistivo fosse elevato, ossia se la corrente erogata fosse piccola.

Il condensatore C_1 deve avere una tensione di lavoro almeno pari ad 1,4 volte la tensione efficace d'ingresso. Il condensatore C_2 deve avere una tensione di lavoro almeno uguale a 2,8 volte la stessa tensione d'ingresso. La frequenza di ondulazione è quella della rete.

Il duplicatore a piena onda di fig. 119 b è più usato di quello a mezz'onda per la sua maggiore tensione di uscita, a parità di capacità dei condensatori impiegati. Il diodo 1 carica C_1 quando la sua placca diventa positiva rispetto al catodo, mentre l'altro diodo carica C_2 allorché la polarità della rete s'inverte. Ciascun condensatore è così

caricato separatamente alla stessa tensione c. c., ed entrambi si scaricano in serie attraverso il circuito di carico.

La frequenza di ondulazione con il duplicatore di tensione a piena onda è doppia della frequenza rete. La stabilità di tensione rispetto alla corrente di carico è piuttosto cattiva, ma migliora man mano che si aumentano le capacità C_1 e C_2 . La tensione di lavoro per entrambi i condensatori è 1,4 volte la tensione efficace di rete.

Il circuito di fig. 120 combina in serie l'uscita di un duplicatore a mezz'onda con l'uscita di un normale rettificatore a mezz'onda. Ne risulta così un *triplicatore di tensione* la cui frequenza di ondulazione è quella della rete. Le tensioni di lavoro dei condensatori sono le stesse che si userebbero per i circuiti singoli, cioè 1,4 volte la tensione di rete per C_1 e C_3 e 2,8 la tensione di rete per C_2 .

Nella fig. 121 sono riportati due circuiti di *quadruplicatore di tensione*. Il circuito (a) differisce dal circuito (b)

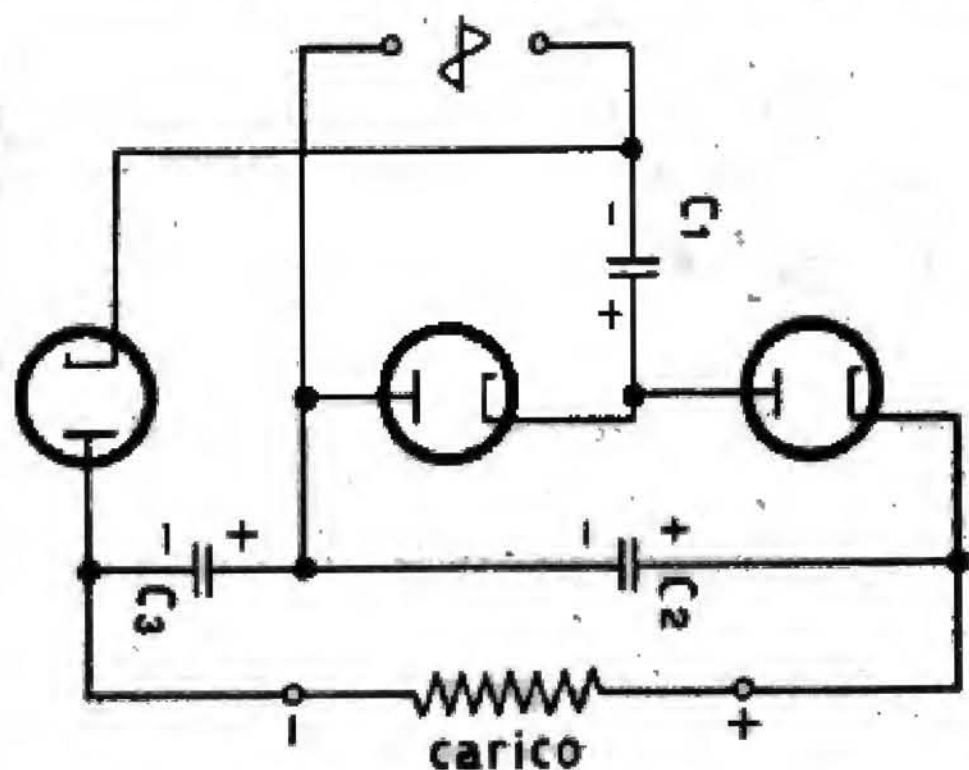


Fig. 120. - Triplicatori di tensione.

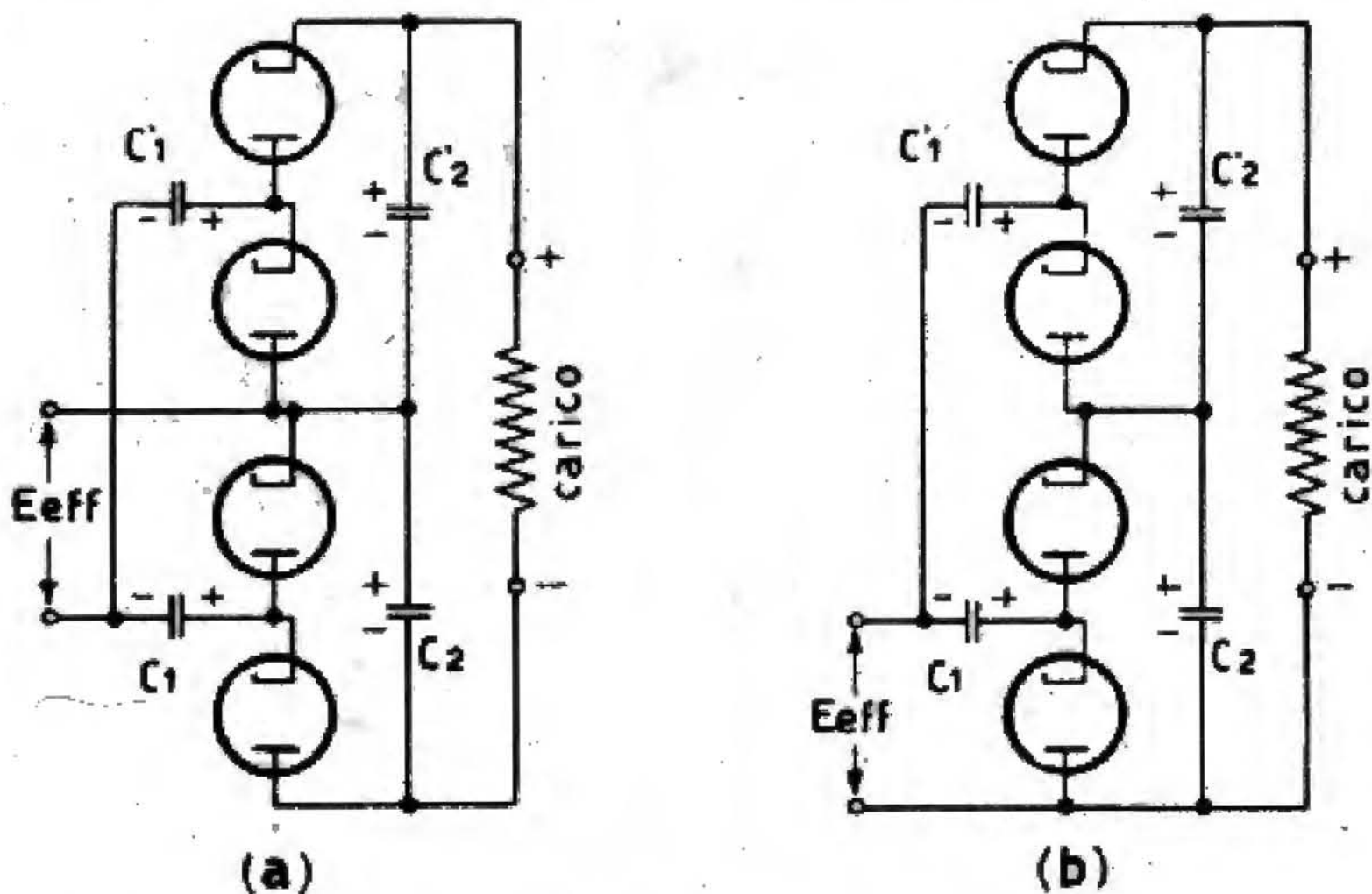


Fig. 121. - Quadruplicatori di tensione.

per il fatto che non ha un capo comune tra l'ingresso e l'uscita. Oltre a ciò, mentre nel primo collegamento si hanno per i condensatori $C_1 - C'_1$ e $C_2 - C'_2$ le stesse tensioni di lavoro previste dal circuito di fig. 119 a, nel secondo collegamento le tensioni di lavoro sono le seguenti:

$$\begin{array}{ll} 1,4 E_{\text{eff}} & \text{per } C_1 \\ 2,8 E_{\text{eff}} & \text{per } C_2 \text{ e } C'_2 \\ 4,2 E_{\text{eff}} & \text{per } C'_1. \end{array}$$

Il circuito 121 b è anche consigliabile per la maggior facilità che presenta all'aggiunta di altri diodi per un ulteriore aumento della tensione d'uscita.

100 Potenza assorbita nel trasformatore d'alimentazione.

La potenza utile di un qualsiasi avvolgimento secondario è il prodotto della tensione efficace, sotto carico, per la corrente efficace. La potenza totale di tutti i secondari è la somma delle potenze dei singoli secondari. Per un avvolgimento di accensione la corrente efficace è semplicemente quella assorbita dai filamenti delle valvole ad esso collegate. Per l'avvolgimento di placca la corrente non è sinusoidale, ed il suo valore efficace dipende dall'intensità della corrente continua erogata dal rettificatore, dal tipo di circuito rettificatore usato, e secondo che il primo elemento del filtro di livellamento sia un induttore (induttore di ingresso) o un condensatore (condensatore d'ingresso).

La tabella seguente dà i rapporti tra la corrente efficace, nell'avvolgimento di placca, e la corrente continua, per vari tipi di rettificatori. I fattori indicati per l'entrata capacitiva del filtro sono approssimativi, ma si possono considerare abbastanza accurati per la maggior parte dei trasformatori d'alimentazione.

Il fattore K è quello normalmente da usarsi per il computo della potenza secondaria. Il fattore K_1 serve invece a determinare la sezione del filo dell'avvolgimento. Per molti circuiti rettificatori i due fattori hanno lo stesso valore. La tensione secondaria da considerare è quella efficace ai capi dell'intero avvolgimento.

TABELLA VI - VALORI DEI COEFFICIENTI K E K₁

Tipo di circuito rettificatore	$K = \frac{I_{\text{eff}}}{I_{\text{cc}}}$	$K_1 = \frac{I_1}{I_{\text{cc}}}$
mezza onda - filtro con entrata a C	2	2
mezza onda - filtro con entrata a L	1,4	1,4
piena onda - filtro con entrata a C (a presa centrale)	0,707	1,1
piena onda - filtro con entrata a L (a presa centrale)	0,5	0,75
piena onda - filtro con entrata a C (a ponte)	1,5	1,5
piena onda - filtro con entrata a L (a ponte)	1	1
duplicatore di tensione - filtro con entrata a C	3	3

Quando un trasformatore fornisce solo la potenza di placca del rettificatore, esso ha un solo secondario ed il suo $\cos\phi$ primario è dell'ordine di $0,85 \div 0,9$. Quando la potenza secondaria è distribuita in parti più o meno uguali fra il secondario di placca e quelli per l'accensione di valvole, il $\cos\phi$ medio ha un valore di circa 0,93. Questi dati del fattore di potenza sono sufficientemente attendibili per carichi compresi fra 50 e 500 watt.

Esempi pratici:

a) Un rettificatore a piena onda è alimentato da un trasformatore con secondario a presa centrale, la cui tensione efficace (a carico) è di $400 + 400$ V. Supposto che il filtro abbia un condensatore all'ingresso e che la corrente c. c. di carico sia di 0,2 A, determinare la potenza secondaria. Determinare altresì il diametro del filo dell'avvolgimento secondario, ammettendo in esso una densità di corrente di $2\text{A}/\text{mm}^2$.

$$I_{\text{eff}} = K I_{\text{cc}} = 0,707 \times 0,2 = 0,14 \text{ A}$$

$$I_1 = K_1 I_{\text{cc}} = 1,1 \times 0,2 = 0,22 \text{ A}$$

$$P_s = 2 E_{\text{eff}} I_{\text{eff}} = 2 \times 400 \times 0,14 = 112 \text{ W}$$

$$\varnothing \text{ del filo} = 0,8 \sqrt{I_1} = 0,8 \sqrt{0,22} = 0,38 \text{ mm}$$

b) Per un caso analogo al precedente, ma con filtro ad entrata induttiva, calcolare la potenza secondaria e quella primaria, assieme alle correnti efficaci nei due avvolgimenti. Abbiassi una tensione di rete di 160 V, un fattore di potenza di 0,9 ed un rendimento di 0,87.

Avvolgimento secondario:

$$I_{\text{eff}} = K I_{\text{cc}} = 0,5 \times 0,2 = 0,1 \text{ A}$$

$$I_1 = K_1 I_{\text{cc}} = 0,75 \times 0,2 = 0,15 \text{ A}$$

$$P_s = 2 E_{\text{eff}} I_{\text{eff}} = 2 \times 400 \times 0,1 = 80 \text{ W}$$

$$\varnothing \text{ del filo} = 0,8 \sqrt{0,15} = 0,31 \text{ mm.}$$

Avvolgimento primario:

$$P_p = \frac{P_s}{\eta} = \frac{80}{0,87} = 92 \text{ W}$$

$$I_{\text{eff}} = \frac{P_p}{V_p \cos \varphi} = \frac{92}{160 \times 0,9} = 0,64 \text{ A}$$

$$\varnothing \text{ del filo} = 0,8 \sqrt{0,64} = 0,65 \text{ mm}$$

101 Corrente a vuoto di un trasformatore d'alimentazione.

Un dato molto importante per la verifica del progetto e della buona esecuzione di un trasformatore d'alimentazione è la corrente che questo assorbe dalla rete quando tutti i suoi secondari sono aperti, ossia quando essi non sono collegati al carico. Tale corrente è chiamata *corrente a vuoto*.

La corrente a vuoto è la somma vettoriale di due componenti, l'una reattiva dovuta all'induttanza del primario e l'altra attiva dovuta al carico residuo costituito dalle perdite del nucleo.

La componente reattiva, detta anche *corrente magnetizzante*, è ricavata dal rapporto tra la tensione primaria e la reattanza dell'avvolgimento primario. Per reti a 50 p/s, una induzione magnetica di 1 W/m² ed un buon tipo di lamierino al silicio, la reattanza del primario è facilmente calcolata mediante la formula:

$$2 \pi f L_p = \frac{11,8 N_p^2 S}{1000 l_f}$$

in cui N_p è il numero delle spire primarie, S è la sezione netta del nucleo in cm^2 , l_f è la lunghezza del circuito magnetico in cm. Per qualsiasi altra condizione del trasformatore, la corrente magnetizzante è espressa dalla relazione:

$$I_m = \frac{B_{\max} l_f}{1,777 N_p \mu_i}$$

ove μ_i è la permeabilità incrementale o c. a. (valore relativo) del lamierino, ricavata dalla curva di magnetizzazione del materiale di cui esso è costituito.

La componente attiva, generalmente trascurata perché alcune volte minore di quella magnetizzante, può essere ricavata dividendo la potenza di perdita del nucleo per la tensione primaria. Ricordiamo che la potenza di perdita è il prodotto della perdita unitaria per il peso del nucleo.

Se il lamierino del nucleo non è ben montato, oppure esistono spire in cortocircuito in qualcuno degli avvolgimenti, la corrente a vuoto di un trasformatore può salire a valori molto maggiori di quello calcolato. Piccole differenze dell'ordine di $10 \div 20\%$ sono attribuibili alla diversa qualità del lamierino rispetto a quella prevista. L'eccessivo valore della corrente a vuoto può in taluni casi essere la causa di un forte riscaldamento del nucleo.

102 Uso dei raddrizzatori metallici.

I raddrizzatori metallici vengono spesso preferiti ai diodi perché hanno un rendimento più elevato, sia per il fatto che non richiedono potenza di accensione, sia perché la loro caduta interna di tensione è minore. Un altro fattore che torna a vantaggio dei raddrizzatori metallici è la loro lunga durata. Caratteristiche negative sono invece il maggiore ingombro ed il loro più alto costo.

Il raddrizzatore metallico è un organo elettrico che, alla corrente che l'attraversa, presenta una resistenza molto bassa nel senso di conduzione ed una resistenza molto elevata nel senso opposto. Il rapporto tra i due valori di resistenza, per la massima corrente c. c. erogabile, è in alcuni tipi dell'ordine di alcune centinaia ed in alcuni altri dell'ordine di alcune migliaia.

Un raddrizzatore metallico è composto da uno o più rami, variamente collegati a seconda del circuito rettificatore previsto, ciascuno dei quali comprende un determinato numero di elementi disposti in serie. Ogni elemento o *piastra* sopporta una certa tensione c. a. massima, e può erogare una certa corrente c. c. massima al carico. La tensione normale del raddrizzatore, cioè quella indicata dal costruttore, è la tensione relativa ad uno dei suoi rami.

La tensione efficace per piastra nei raddrizzatori ad ossido di rame è solitamente compresa fra 6 ed 8 volt, ed in quelli al selenio fra 20 e 30 volt.

Nelle applicazioni radio i raddrizzatori al selenio sono da preferirsi a quelli ad ossido di rame perché molto più stabili e meno ingombranti a parità di potenza c. c. fornita da un intero complesso. Entrambi i tipi debbono lavorare in ambiente non riscaldato e debbono essere montati nella posizione che più si presta ad una facile circolazione d'aria. Appunto a scopo di raffreddamento, ciascun elemento è separato da quello successivo della serie da una aletta metallica, di forma rotonda o quadrata, l'area della quale è proporzionale alla corrente c. c. massima di carico. La posizione migliore è quella per cui le alette risultano verticali.

Come un comune diodo, il raddrizzatore metallico può rapidamente deteriorarsi se si supera la massima tensione inversa di picco da esso sopportabile. Tale tensione inversa è 1,4 volte la tensione nominale di ciascun ramo, e per un singolo elemento è 1,4 volte la tensione nominale dello stesso elemento. Per non incorrere nel pericolo di danneggiare il raddrizzatore, occorre attenersi ai seguenti punti:

1°) In un circuito rettificatore a mezz'onda si ha un solo ramo di elementi in serie. La massima tensione efficace applicabile è quella di un elemento moltiplicata per il numero degli elementi del ramo, quando non esiste filtro di livellamento o questo è ad ingresso induttivo; e metà del detto valore quando il raddrizzatore è immediatamente seguito da un condensatore.

2°) In un circuito di rettificatore a onda piena del tipo a presa centrale sul trasformatore, il raddrizzatore

comprende due rami collegati in opposizione. La massima tensione efficace che l'intero secondario del trasformatore può fornire è quella nominale del raddrizzatore, cioè quella relativa al numero di elementi di un solo ramo. Il filtro di livellamento, se c'è, può essere indifferentemente con o senza condensatore d'ingresso.

3°) In un rettificatore a onda piena del tipo a ponte, il raddrizzatore dispone di quattro rami collegati come i quattro diodi di fig. 110 c. La massima tensione efficace applicabile è quella nominale del raddrizzatore, cioè quella relativa al numero di elementi di uno dei suoi rami. Anche con questo circuito non ha importanza se il filtro abbia o no un condensatore all'ingresso.

Nella fig. 122 sono mostrati quattro esempi d'impiego dei raddrizzatori metallici. Per i circuiti (a) e (b) il nu-

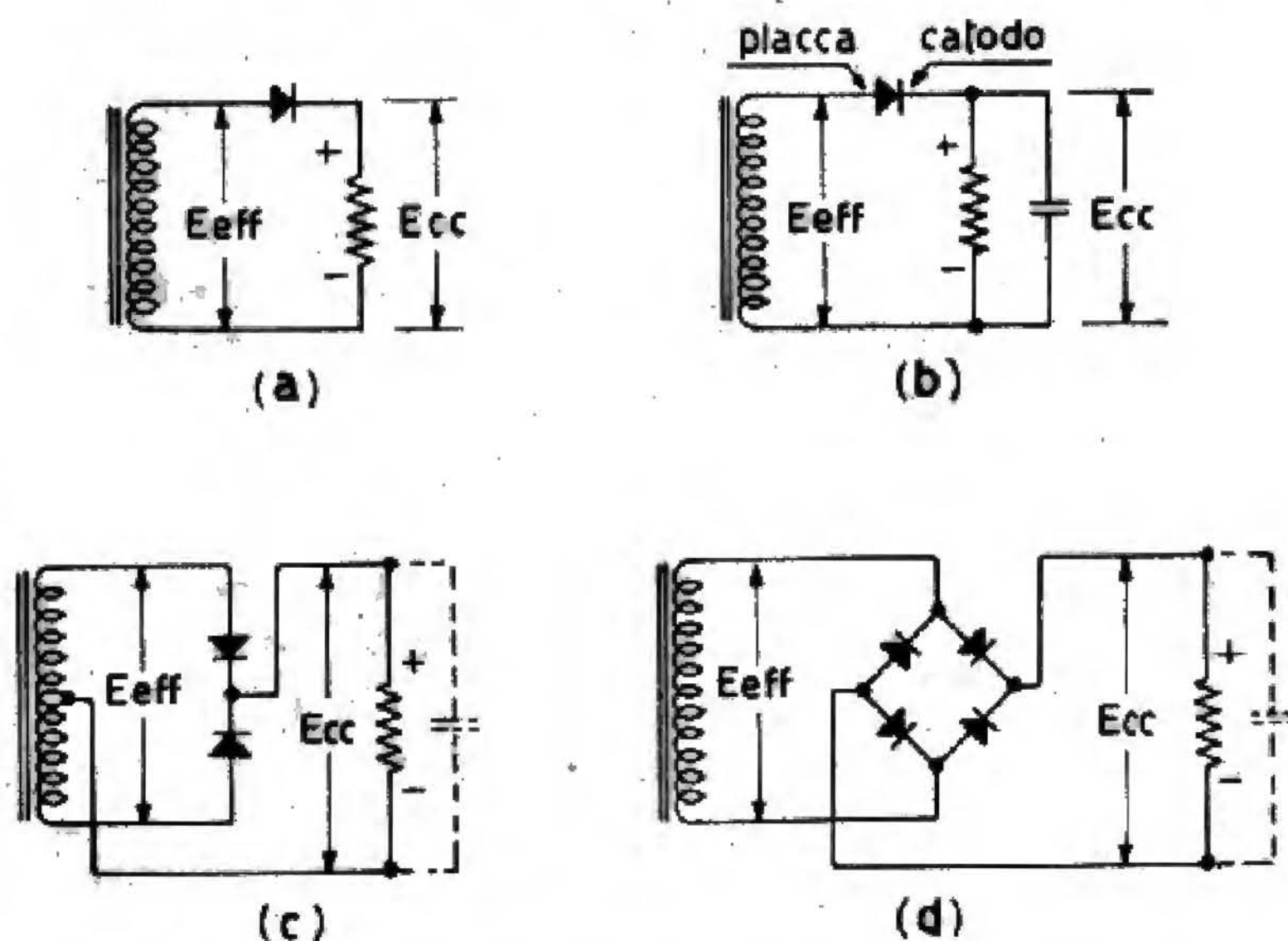


Fig. 122. - Circuiti rettificatori con raddrizzatori metallici.

mero minimo degli elementi necessari è circa uguale a $2,2 E_{cc}/E_0$, essendo E_{cc} la tensione rettificata ed E_0 la tensione nominale di un elemento. Per i circuiti (c) e (d) il numero degli elementi richiesti deve essere almeno uguale a $4,4 E_{cc}/E_0$, essendo gli stessi elementi suddivisi in due rami per il caso (c) ed in quattro rami per il caso (d).

Nelle applicazioni radio il circuito rettificatore più frequentemente adoperato è senz'altro quello a ponte. La tensione alternata E_{eff} è determinata in base ad E_{cc} , allo stesso modo che è stato spiegato per i rettificatori a valvola. La caduta interna di un raddrizzatore metallico al selenio è di circa 1,5 volt per elemento, con funzionamento a pieno carico. La caduta totale da considerare è quella relativa agli elementi conduttivi durante una sola semionda della corrente alternata.

103 Induttori per filtri di livellamento.

Gli induttori adoperati nei filtri di livellamento sono delle comuni bobine a nucleo di ferro, con un intraferro più o meno ampio a seconda dell'intensità della corrente c. c. che le attraversa. Oltre alla componente principale continua, la corrente che circola in una bobina di filtro contiene una componente alternativa il cui valore è determinato dall'ampiezza della tensione di ondulazione presente all'entrata del filtro. La componente c. a. è piccola quando subito dopo il rettificatore è posto un condensatore di grande capacità (filtri con entrata capacitiva), ma può essere rilevante se nel punto indicato non esiste alcun condensatore (filtri con entrata induttiva).

L'induttanza di una bobina per filtro con condensatore all'ingresso può essere calcolata con lo stesso procedimento spiegato al paragrafo 86, relativamente al primario di un trasformatore d'uscita B. F. L'induzione magnetica alternativa presente nel nucleo della bobina è dedotta dalla formula:

$$B_{\text{max}} = \frac{2250 V'_{\text{eff}}}{f' N S} \quad (\text{in } W_b/m^2)$$

in cui V'_{eff} è la tensione di ondulazione all'uscita del rettificatore, f' è la frequenza di ondulazione, N è il numero delle spire ed S è la sezione del nucleo in cm^2 .

Conosciuto il valore di B_{max} , il valore della corrente continua I_{cc} , mediante gli altri elementi noti del nucleo, il grafico di fig. 87 permette di ricavare rapidamente l'induttanza della bobina.

L'induttanza di una bobina per filtro senza condensatore all'ingresso è calcolata utilizzando la curva di magnetizzazione di fig. 17 e le curve di fig. 88. Dalla prima curva, mediante il procedimento grafico illustrato nella fig. 19, si ricava il campo magnetizzante H_0 effettivamente agente nel ferro. Con questo valore e con quello dell'induzione alternativa determinata dalla tensione di ondula-zione (formula precedente), le curve di fig. 88 permettono di stabilire il valore della permeabilità incrementale μ_1 . Applicando, quindi, la formula che dà l'induttanza di una bobina a nucleo magnetico con intraferro, si ha:

$$L = \frac{1.256 N^2 S}{\left(\frac{l_f}{\mu_1} + i\right) 10^8}$$

in cui N è il numero delle spire, S è la sezione del nucleo in cm^2 , l_f è la lunghezza del circuito magnetico in cm ., ed i è lo spessore dell'intraferro in cm .

Nella tabella VII sono riportati alcuni dati utili per la costruzione di bobine d'induttanza B. F. o di avvolgi-menti per trasformatori.

Esempi di calcolo:

a) *Induttore con piccolo campo alternativo.* - Si debba realizzare una bobina di filtro di 10 H, sapendo che il cir-cuito rettificatore nel quale essa dovrà essere inserita eroga una corrente c. c. di 50 mA. Il filtro di cui fa parte la bobina è del tipo ad ingresso capacitivo, e la tensione c. a. ai capi del primo condensatore di livellamento è di 15 V. La frequenza di ondulazione sia di 100 p/s.

Come prima approssimazione si scelga un nucleo avente una sezione di $20 \times 20 \text{ mm}^2$ ed una finestra di $10 \times 30 \text{ mm}^2$. Il cartoccio avrà una lunghezza di 29,5 mm. Per una corrente di 0,05 A il diametro del filo dell'avvolgimento deve essere di 0,18 mm. (tabella VII). La lunghezza di ciascuno strato dell'avvolgimento, per un margine di sicurezza di 2,5 mm. alle due estremità del cartoccio, è di $29,5 - 5 = 24,5 \text{ mm}$. Supponendo che il cartoccio abbia uno spessore di 1 mm. e che altri 1,5 mm. siano perduti tra la treccia del primo strato, l'isolamento esterno ed i giochi d'aria fra cartoccio-

TABELLA VII - DATI PER AVVOLGIMENTI DI BOBINE
E TRASFORMATORI

Diametro del filo nudo	Diametro del filo smaltato	Spire a cm	Carta fra- strati	Margini liberi del cartoccio	Resistenza per metro	Corrente ammissi- bile	Peso per metro
mm	mm		mm	mm		(= 2A/mm ²)	grammi
0,10	0,13	75	0,018	2	2,23	0,016	0,07
0,12	0,15	63	0,025	2	1,55	0,023	0,10
0,15	0,19	52,5	0,025	2,5	0,99	0,035	0,16
0,18	0,22	45	0,04	2,5	0,69	0,051	0,23
0,20	0,24	41,5	0,04	2,5	0,56	0,063	0,28
0,22	0,26	37,5	0,04	2,5	0,46	0,076	0,34
0,25	0,30	33	0,04	2,5	0,356	0,098	0,44
0,28	0,33	30	0,06	2,5	0,285	0,123	0,55
0,30	0,36	27,5	0,06	2,5	0,248	0,141	0,63
0,32	0,38	26	0,06	3	0,217	0,161	0,72
0,35	0,41	24,3	0,06	3	0,182	0,192	0,86
0,38	0,44	22,5	0,06	3	0,155	0,227	1,
0,40	0,46	21,5	0,06	3	0,139	0,251	1,12
0,42	0,48	20,6	0,06	3,5	0,126	0,277	1,24
0,45	0,51	19,5	0,06	3,5	0,110	0,318	1,42
0,50	0,57	17,5	0,06	3,5	0,089	0,393	1,75
0,55	0,62	16	0,1	4	0,074	0,475	2,12
0,60	0,67	14,5	0,1	4	0,062	0,565	2,52
0,65	0,72	13,5	0,1	4	0,053	0,664	2,96
0,70	0,77	13	0,1	4,5	0,046	0,770	3,43
0,75	0,82	12	0,1	4,5	0,040	0,884	3,94
0,80	0,88	11,3	0,1	4,5	0,035	1,00	4,48
0,90	0,99	10	0,15	5	0,028	1,27	5,65
1,00	1,10	9	0,15	5	0,022	1,57	7

nucleo e fra bobina-nucleo, la larghezza utile della finestra si riduce a 7,5 mm.

Dalla tabella VII si rileva che, per filo di 0,18 mm., lo spessore di uno strato tra filo e carta d'isolamento è di $0,22 + 0,04 = 0,26$ mm. Il numero di strati avvolgibili è perciò:

$$n = \frac{\text{larghezza utile finestra}}{\text{spessore di uno strato}} = \frac{7,5}{0,26} = 29 \text{ strati.}$$

Dalla stessa tabella si ottiene che le spire per cm. sono 45. Le spire per strato e quelle totali sono quindi:

$$N \text{ a strato} = \text{lunghezza utile strato} \times \text{spire/cm} = \\ = 2,45 \times 45 = 110 \text{ spire}$$

$$N \text{ totali} = \text{spire per strato} \times \text{numero strati} = \\ 110 \times 29 = 3190 \text{ spire.}$$

Si può ora procedere al calcolo dell'induttanza. Altri elementi noti del nucleo scelto sono la lunghezza del circuito magnetico l_f , che è di 12 cm., ed il volume del ferro V_f , che è di 48 cm³.

Per il caso attuale si ha un campo magnetizzante c. c.:

$$\frac{NI_{cc}}{l_f} = \frac{3190 \times 0,05}{12} = 13,3 \text{ Asp/cm}$$

ed un'induzione alternativa:

$$B_{\max} = \frac{2250 \times 15}{100 \times 3190 \times 4} = 0,0265 \text{ W}_b/\text{m}^2.$$

A questi due valori corrispondono nel grafico di fig. 87, un prodotto:

$$\frac{L I_{cc}^2}{V_f} \times 10^4 = 6,3$$

ed un rapporto intraferro/lunghezza circuito magnetico:

$$\frac{i}{l_f} \times 10^4 = 17.$$

L'intraferro da applicare al pacco lamellare del nucleo sarà quindi:

$$i = \frac{17 l_f}{10^4} = \frac{17 \times 12}{10^4} = 0,02 \text{ cm.}$$

Esso verrà realizzato, in pratica, interponendo fra gli « E » e gli « I » dei lamierini una striscia di cartoncino prespan dello spessore di 0,1 mm.

L'induttanza della bobina sperimentale risulta infine:

$$L = \frac{6,3 V_t}{I_{cc}^2 \times 10^4} = \frac{6,3 \times 48}{0,05^2 \times 10^4} = 12,1 \text{ Henry}$$

Questo valore è un po' superiore a quello richiesto, ma è preferibile che sia così perché in pratica, specialmente nei piccoli induttori, è piuttosto difficile ottenere che l'intraferro abbia l'esatta dimensione calcolata. L'errore che si commette, dovuto ad una non perfetta aderenza delle due parti del pacco lamellare, è d'altronde sempre tale da far diminuire l'induttanza della bobina.

b) *Induttore con rilevante campo alternativo.* - Si debba realizzare una bobina di 4,5 H, da utilizzare in un circuito rettificatore a piena onda con filtro ad entrata induttiva. La componente alternativa di tensione all'uscita del rettificatore, e praticamente presente ai capi dell'induttore, è di 150 V. La corrente c. c. erogata è di 0,15 A. La frequenza di ondulazione è di 100 p/s.

Come prima approssimazione si scelga un nucleo di ferro con una sezione netta di $25 \times 25 \text{ mm}^2$. Il lamierino abbia una finestra di $12,5 \times 35 \text{ mm}^2$, ed una lunghezza di circuito magnetico di 145 mm. Tenendo conto dello spazio perduto per i motivi accennati nell'esempio precedente, la larghezza utile della finestra e la lunghezza utile del cartoccio possono essere considerate rispettivamente di 10 e 29,5 mm.

Ad una corrente c. c. di 0,15 A corrisponde nella tabella VII un diametro di filo nudo di 0,3 mm. circa. Questo filo dà uno spessore per strato di $0,36 + 0,06 = 0,42 \text{ mm}$. Il numero degli strati avvolgibili è perciò:

$$n = \frac{\text{larghezza utile finestra}}{\text{spessore di uno strato}} = \frac{10}{0,42} = 24 \text{ strati.}$$

Dalla stessa tabella VII si rileva che le spire/cm. sono 27,5. Le spire per strato e quelle totali sono quindi:

$$\begin{aligned} N \text{ a strato} &= 2,95 \times 27,5 = 81 \text{ spire} \\ N \text{ totali} &= 81 \times 24 = 1994 \text{ spire} \end{aligned}$$

Si può ora procedere al calcolo dell'induttanza della bobina. Si stabilisca anzitutto un certo valore da dare all'intraferro: per il caso in questione esso può essere di 0,5 mm.

Con il diagramma di fig. 17 sottomano, si tracci sull'ascissa un punto M in corrispondenza ad una forza magnetizzante:

$$\frac{N I_{cc}}{l_f} = \frac{1944 \times 0,15}{14,5} \cong 20 \text{ Asp/cm}$$

e sull'ordinata un punto N in corrispondenza ad un'induzione nell'aria:

$$\begin{aligned} B_0 &= \frac{1,256 N I_{cc}}{i \text{ (in metri)} \times 10^6} = \frac{12,56 \times 1944 \times 0,15}{0,005 \times 10^6} \cong \\ &\cong 0,73 \text{ Wb/m}^2. \end{aligned}$$

Congiungendo M ed N con un segmento di retta, si interseca la curva di magnetizzazione in un punto avente per ascissa un valore di campo $H_f = 2,1 \text{ Asp/cm}$. Questo valore indica quante delle amperspire applicate vengono effettivamente utilizzate dal ferro (il resto delle amperspire è impiegato a vincere la riluttanza dello spazio d'aria). Sull'ordinata, in corrispondenza dello stesso punto d'intersezione, si legge il valore effettivo dell'induzione c. c. nel ferro, che è $B_f = 0,66 \text{ Wb/m}^2$.

Si calcoli ora l'induzione alternativa presente nel nucleo:

$$B_{\max} = \frac{2250 \times 150}{100 \times 1944 \times 6,25} \cong 0,28 \text{ Wb/m}^2.$$

L'induzione totale massima, data dalla somma delle due induzioni sovrapposte, non dovrebbe mai superare il valore di $1,2 \div 1,3 \text{ Wb/m}^2$. Nel caso attuale si ha:

$$B_f + B_{\max} = 0,66 + 0,28 = 0,94 \text{ Wb/m}^2.$$

Si ricavi, a questo punto, la permeabilità incrementale del nucleo di ferro per mezzo delle curve di fig. 88. Per $H_f = 2,1$ e $B_{\max} = 0,28$, si trova $\mu_i \cong 1000$. L'induttanza della bobina è infine:

$$L = \frac{1,256 \times 1944 \times 6,25}{\left(\frac{14,5}{1000} + 0,05\right) 10^8} = 4,6 \text{ Henry}$$

Questo valore è di poco superiore a quello desiderato, per cui i dati di progetto della bobina possono essere ritenuti senz'altro accettabili.

104 Risonanza in un filtro di livellamento.

Quando un circuito rettificatore è destinato ad alimentare un amplificatore di B. F., può capitare che alcuni componenti del filtro di livellamento risuonino alla più bassa frequenza a cui l'amplificatore deve funzionare. Ciò è assolutamente da evitarsi perché produce instabilità.

Se il filtro consta di una sola cellula con condensatore all'ingresso, la risonanza ha luogo tra l'induttanza della bobina e la capacità dei due condensatori considerati in serie. Questi organi devono essere dimensionati in modo che la loro frequenza di risonanza sia notevolmente più bassa della minima frequenza dell'amplificatore, o almeno uguale alla frequenza di ondolazione della corrente rettificata.

Se il filtro ha più di una cellula, la risonanza riguarda l'ultimo induttore ed i due condensatori, pure considerati in serie, che ad esso fanno capo.

Per entrambi i casi citati, fissando le capacità C_1 e C_2 in microfarad e la frequenza minima f_{\min} in p/s, la bobina interessata deve avere un valore:

$$L = \frac{25000 (C_1 + C_2)}{f_{\min}^2 C_1 C_2} \text{ (in henry) .}$$

Esempio pratico: Un amplificatore di alta fedeltà, che copre la banda $20 \div 15000$ p/s, deve essere alimentato da un rettificatore a piena onda con due cellule di filtro. Se i condensatori di livellamento hanno ciascuno la capacità

di $20 \mu\text{F}$, il secondo induttore di filtro deve avere almeno il valore:

$$L = \frac{25000 (20 + 20)}{20^2 \times 20 \times 20} = 6,25 \text{ Henry}$$

105 Filtri a resistenza-capacità.

Gli stadi di B. F. di un amplificatore si differenziano, oltre che per le valvole ed i circuiti impiegati, per il livello del segnale audio da essi uscente. Man mano che dall'ingresso si procede verso l'altoparlante, la tensione e la potenza del segnale aumentano.

In un amplificatore di B. F. l'efficienza di filtraggio dell'alimentazione di placca deve essere maggiore per gli stadi a basso livello che per quelli ad alto livello. Ciò significa che i primi stadi richiedono un minor contenuto di componente alternativa alla tensione continua di placca.

Se l'uscita dell'alimentatore anodico ha, per esempio, una ondulazione di $0,5\%$, per una tensione c. c. fornita di 250 V , la tensione c. a. presente è di $1,25 \text{ V}$. Questo valore è piuttosto piccolo, e quindi tollerabile, se lo si confronta con l'ampiezza del segnale audio sulla placca dello stadio finale dell'amplificatore, che può essere dell'ordine di $100 \div 200 \text{ V}$. La stessa tensione di ondulazione non è però più trascurabile quando si va a considerare l'ampiezza del segnale audio sulla placca del primo stadio, che può essere dell'ordine di qualche volt.

Invece di aumentare l'efficienza del filtraggio sulla totale uscita rettificata dall'alimentatore, si può aggiungere a quest'ultimo, ad uso esclusivo degli stadi a basso livello, una cellula filtro costituita da un resistore R e da un condensatore C , disposti come la fig. 123. L'attenuazione della

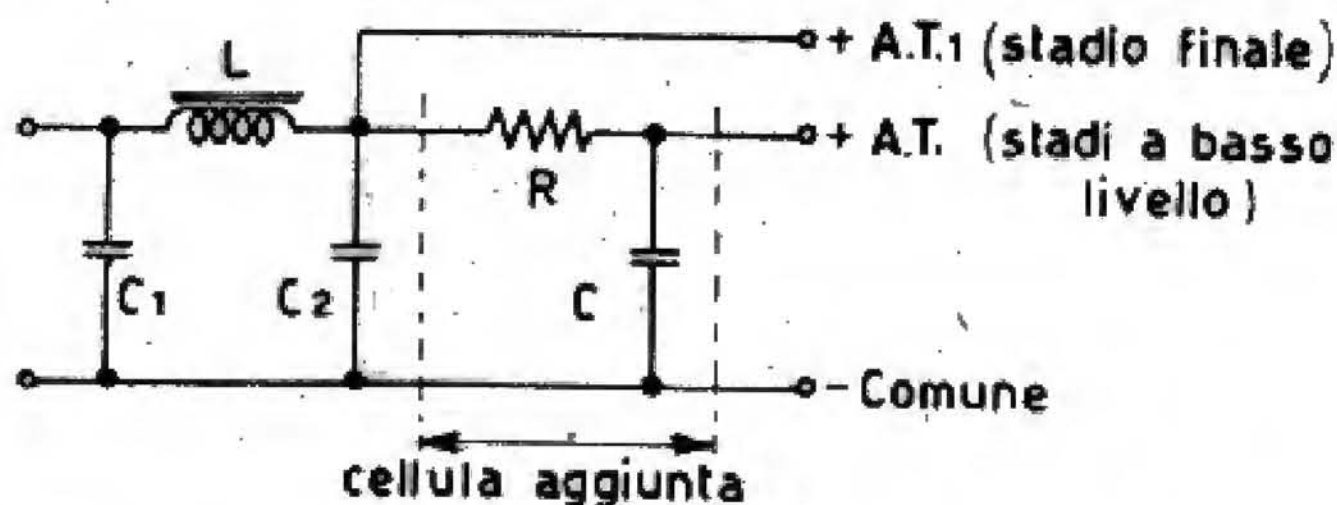


Fig. 123. - Cellula filtro R-C aggiunta ad un normale filtro di livellamento.

componente alternativa così ottenuta è praticamente proporzionale al rapporto tra la resistenza del primo elemento accennato e la reattanza del secondo per la frequenza di ondulazione. Questo sistema, naturalmente, comporta una certa riduzione della tensione continua, ma ciò non si oppone allo scopo almeno per quei casi in cui la tensione di placca richiesta sia notevolmente inferiore alla massima tensione fornita dall'alimentatore.

Un filtro a resistenza-capacità è tanto più conveniente quanto maggiore può essere il valore dell'elemento resistivo, ossia quanto minore è la corrente erogata attraverso esso. L'attenuazione α_0 data da una cellula R-C qualsiasi sulla componente alternativa presente al suo ingresso è espressa dalla relazione:

$$\alpha_0 = \frac{\omega R C}{10^6} - 1$$

dove ω è la pulsazione dell'ondulazione, C è la capacità di filtro in farad, R è la resistenza di filtro in ohm.

Esempio pratico: In un radio ricevitore lo stadio di prima amplificazione B. F. richiede una corrente di 0,5 mA alla tensione c. c. di 200 V. Il livello del segnale audio sulla placca è di 5 V. Lo stadio finale lavora alla tensione di 250 V con un carico placca di 5000 Ω , e fornisce all'altoparlante una potenza elettrica di 4 W. Realizzando l'alimentatore in modo che la componente alternativa all'uscita sia 100 volte inferiore alla tensione-segnale sulla placca dello stadio finale (requisito medio normalmente preteso), calcolare la cellula filtro R-C da aggiungere per mantenere lo stesso rapporto tra la tensione-segnale e la tensione di ondulazione sull'alimentazione anodica del primo stadio. La frequenza di ondulazione è di 100 p/s.

La tensione-segnale sulla placca dello stadio finale è:

$$V_{\text{segn.}} = \sqrt{4 \times 5000} = 141 \text{ V.}$$

Quindi la tensione di ondulazione sull'uscita dell'alimentatore può essere di 1,41 V. La tensione c. a. ammessa invece sull'alimentatore del primo stadio è di $5/100 = 0,05$ V. Occorrerà allora da parte della cellula aggiunta una attenuazione pari a $1,41/0,05 = 28,3$ da realizzarsi con un re-

sistore che provochi una caduta di tensione di $250 - 200 = 50 \text{ V}$ con una corrente c. c. di $0,5 \text{ mA}$.

I due elementi che dovranno comporre la cellula filtro avranno i valori:

$$R = \frac{50}{0,0005} = 100000 \Omega$$

$$C = \frac{(\alpha_0 + 1) 10^6}{\omega R} = \frac{29,3 \times 10^6}{628 \times 10000} \approx 0,47 \mu \text{ F}.$$

106 Divisori di tensione.

Per alimentare un elettrodo di valvola ad una tensione inferiore a quella massima disponibile sull'alimentatore, finora si è imparato ad applicare il metodo del resistore in serie. Tale metodo, però, ha l'inconveniente che se la corrente dell'elettrodo cambia di valore per qualsiasi motivo (invecchiamento di valvola, variazioni d'ampiezza del segnale, ecc.), anche la caduta di tensione ai capi del resistore viene variata e con essa cambia la tensione di lavoro dell'elettrodo.

Per diminuire l'inconveniente accennato, se ne è il caso, si ricorre ad un secondo resistore che viene posto in derivazione all'elettrodo alimentato, cioè fra esso e la massa. A questo secondo resistore si fa assorbire una corrente dello stesso ordine di grandezza, o poco più dell'elettrodo in questione. Il resistore in serie, naturalmente, va ridotto di valore ohmico, dovendo provvedere la stessa caduta di tensione con una corrente circolante maggiore. L'insieme dei due resistori è chiamato *divisore di tensione*.

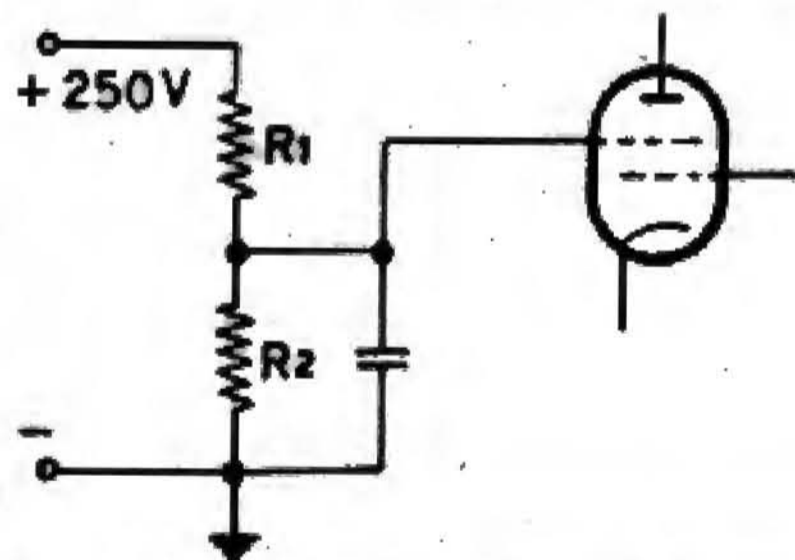


Fig. 124. - Divisore semplice di tensione.

Esempio di calcolo: sia da alimentare una griglia schermo di valvola, che assorbe 5 mA alla tensione di 180 V . La tensione dell'alimentatore è di 250 V . Si voglia effettua-

re la necessaria caduta di tensione mediante un divisore che per proprio conto assorbe una corrente di fondo di 10 mA.

I due resistori dovranno essere disposti come in fig. 124. Il resistore R_2 avrà un valore ohmico:

$$R_2 = \frac{180}{0,01} = 18000 \Omega$$

ed una potenza dissipabile uguale o maggiore di:

$$P_2 = 18000 \times 0,01^2 = 1,8 \text{ W}.$$

Il resistore R_1 essendo percorso sia dalla corrente di schermo che dalla corrente di R_2 , avrà un valore ohmico:

$$R_1 = \frac{250 - 180}{0,005 + 0,01} = \frac{70}{0,015} \approx 4700 \Omega$$

ed una potenza dissipabile uguale o maggiore di:

$$P_1 = 4700 \times 0,015^2 = 1,05 \text{ W}.$$

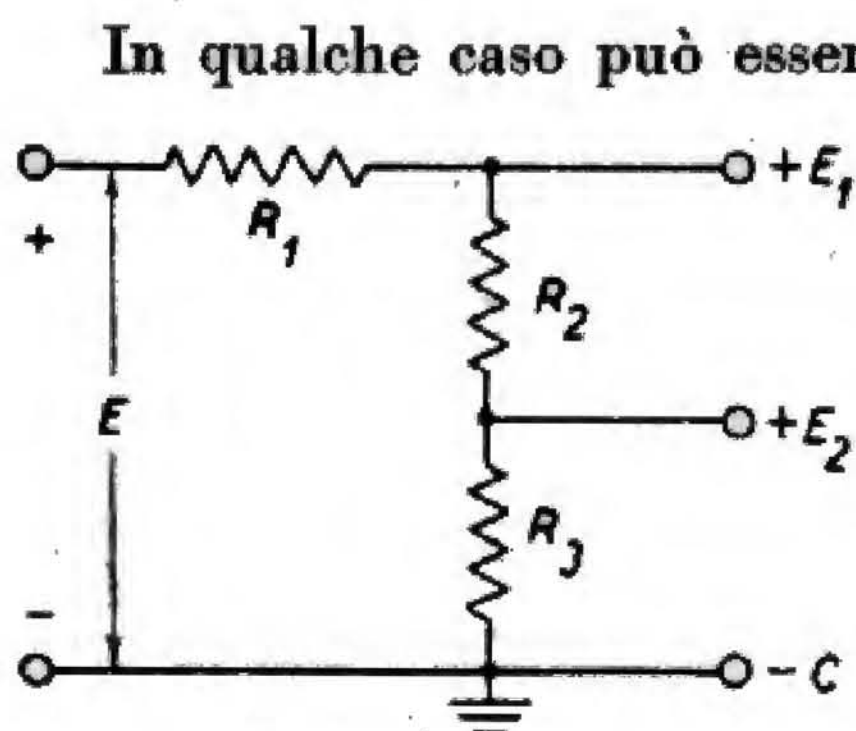


Fig. 125. - Divisore multiplo di tensione.

In qualche caso può essere utile ottenere due tensioni diversamente ridotte mediante un solo divisore di tensione. Il divisore in questo caso disporrà di tre resistori disposti come in fig. 125. Stabilita la corrente di fondo (I_3) del resistore verso massa e le correnti singole (I_1, I_2) richieste dai circuiti alimentati alle tensioni E_1 ed E_2 ,

il valore ohmico dei tre resistori è ricavato come segue:

$$R_3 = \frac{E_2}{I_3}$$

$$R_2 = \frac{E_1 - E_2}{I_3 + I_2}$$

$$R_1 = \frac{E - E_1}{I_3 + I_2 + I_1}$$

107 Stabilizzatori di tensione.

In alcune circostanze si rende necessario alimentare un elettrodo di valvola o un intero stadio (per esempio, lo stadio oscillatore di una supereterodina o lo stadio oscillatore pilota di un trasmettitore) con una tensione anodica che abbia un ottimo grado di stabilità al variare della corrente di carico o al variare della tensione di rete. In tali circostanze vengono adoperati particolari divisori di tensione, in cui il resistore verso massa è sostituito da uno a gas chiamato *regolatore o stabilizzatore di tensione*.

Uno stabilizzatore di tensione ha caratteristiche tali che la tensione ai suoi capi si mantiene pressoché costante nonostante il variare — entro limiti abbastanza ampi — della corrente che lo attraversa. Esistono tubi costruiti per tensioni stabilizzate di 75, 90, 105 o 150 volt, i quali assorbono una corrente massima di 40 mA.

In un tubo stabilizzatore di tensione la scarica attraverso il gas, con il conseguente fenomeno di ionizzazione e conduzione, ha inizio ad una tensione che è circa il 30% maggiore della tensione di lavoro. La tensione a monte del resistore di limitazione (R_1 in fig. 126) deve essere, quindi, almeno superiore del 30% alla tensione nominale dello stabilizzatore. A scarica avvenuta, la funzionalità del tubo

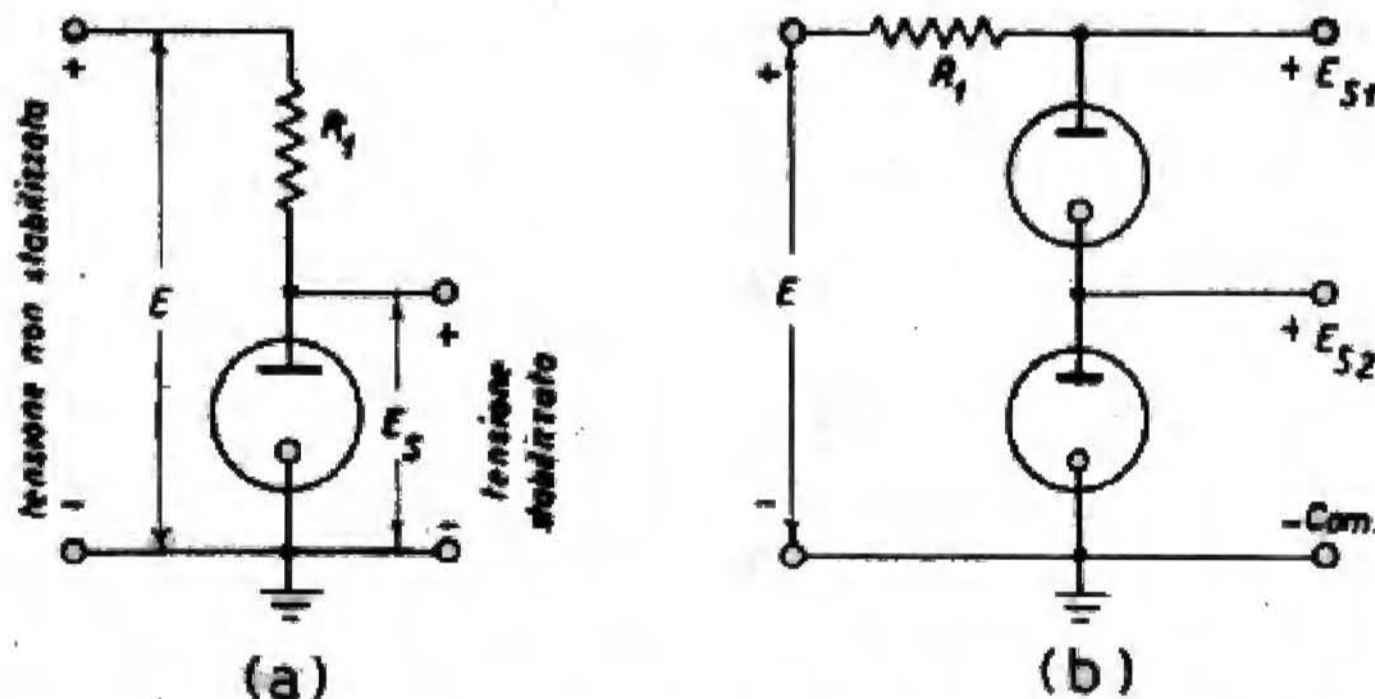


Fig. 126. - Circuiti stabilizzatori di tensione con tubi a gas.

si manifesta con una luminescenza di colore arancione o azzurro, a seconda del tipo di gas contenuto nel bulbo di vetro.

Riferendoci alla fig. 126 a, il funzionamento è il seguente: quando la tensione E varia per una causa qual-

siasi di una quantità ΔE , varie anche la corrente in R_1 e nello stabilizzatore. Dato che la tensione ai capi di quest'ultimo non può cambiare, la tensione ΔE andrà a sommarsi o a sottrarsi alla tensione pre-esistente su R_1 , producendo nel tubo una variazione di corrente pari a $\Delta E/R_1$.

Il carico utile è connesso in parallelo allo stabilizzatore. Esso non deve mai assorbire più di $30 \div 35$ mA, lasciando così al tubo un margine di corrente di almeno $10 \div 5$ mA. Il valore ottimo della corrente di carico, per il massimo sfruttamento delle proprietà stabilizzatrici della valvola, è metà della massima corrente di quest'ultima. Il valore più conveniente della tensione d'ingresso E è di 1,5 volte la tensione nominale E_s della valvola.

Il valore ohmico del resistore di limitazione, oltre che dalla caduta di tensione che deve provocare, dipende dall'entità della corrente media di carico. Se tale corrente è piccola, in confronto della massima corrente sopportabile dal tubo, si dimensiona R_1 in modo che esso provochi una caduta di tensione $E - E_s$ con una corrente uguale alla somma della corrente di carico più metà della corrente massima del tubo. Se la corrente media di carico è dello stesso ordine di grandezza della corrente massima del tubo divisa per due, si dimensiona R_1 per la stessa caduta di tensione e per una corrente uguale alla corrente massima del tubo.

La fig. 126 b mostra come due tubi possono essere usati in serie, sia per dare una tensione stabilizzata doppia della tensione nominale di ciascuno di essi, sia per dare due uscite stabilizzate. Il resistore di limitazione è calcolato come per il caso precedente, sostituendo la somma delle due tensioni alla tensione E_s . Dato che il tubo superiore è attraversato da maggior corrente di quello inferiore, il carico connesso alla tensione stabilizzata minore deve assorbire una debole corrente. La totale corrente assorbita dai carichi su entrambe le uscite non deve eccedere in ogni caso il valore di $30 \div 35$ mA.

La stabilità di tensione ottenibile con circuiti come quello di fig. 126 a è dell'ordine dell'1%. Se la corrente del carico varia di una quantità ΔI , la corrente nel tubo stabilizzatore varia, in senso inverso, di una stessa quantità ΔI .

108 Stabilizzazione elettronica di tensione.

Quando è necessario ottenere tensioni stabilizzate e correnti di carico maggiori di quelle che normali tubi a gas possono dare, si ricorre a speciali circuiti chiamati *stabilizzatori elettronici di tensione*. In questi circuiti vengono impiegati alcuni tubi a vuoto, assieme ad un tubo regolatore che ha la funzione di fornire una tensione fissa di riferimento. Un esempio del genere è illustrato nella fig. 127.

Il trasformatore, il tubo V_1 , i due condensatori C_1 , C_2 e l'induttore L_1 costituiscono un comune alimentatore.

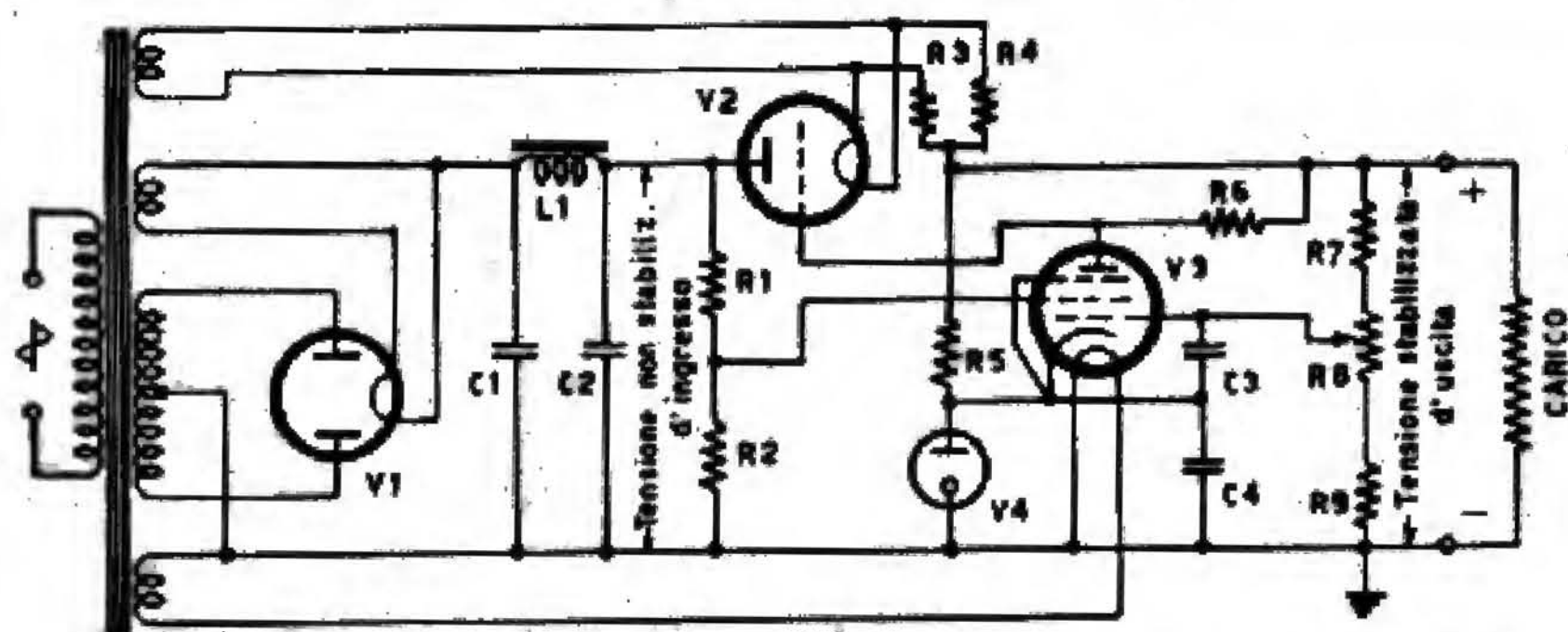


Fig. 127. - Alimentatore con stabilizzazione elettronica di tensione.

Il tubo V_3 , che è un amplificatore di tensione ad alto guadagno (usualmente un pentodo ad interdizione rapida), è connesso in modo che una piccola variazione della tensione di uscita causa una variazione nel potenziale di griglia e conseguentemente una variazione nella corrente di placca. Tale corrente scorre nel resistore R_6 , e la caduta di tensione sviluppata ai capi di questo è usata per polarizzare un altro tubo V_2 disposto in serie al circuito di carico. V_3 è detto *tubo di controllo*, V_2 è detto *tubo regolatore*. Il tubo regolatore funziona perciò come un resistore in serie automaticamente variabile: se la tensione d'uscita aumenta leggermente, la tensione di griglia della valvola di controllo diventa più positiva e fa aumentare la corrente anodica. A sua volta questa corrente produce una maggior caduta in R_6 , la griglia V_2 diventa più negativa (rispetto al proprio catodo, ossia rispetto al punto d'unione dei due resistori equilibratori R_3 , R_4), e quindi la resistenza in-

terna di V_2 aumenta obbligando la tensione d'uscita ad abbassarsi. Una diminuzione nella tensione d'uscita provoca l'azione inversa.

Il ritardo di tempo nel funzionamento del sistema è trascurabile. Se gli elementi del circuito sono appropriati, la tensione d'uscita è mantenuta costante entro una frazione dell'1% per una notevole variazione della corrente di carico e per un vasto campo della tensione d'uscita regolata per mezzo del potenziamento R_8 . La tensione d'ingresso, tenendo fissa la corrente di carico, può variare del 10 ÷ 15% per cause di rete senza alterare apprezzabilmente il valore della tensione stabilizzata d'uscita.

È essenziale in questi circuiti che nel catodo del tubo di controllo sia inserita una sorgente di tensione costante. In ogni istante la tensione che appare sulla griglia di tale tubo è la *differenza* tra quella tensione costante (negativa) e la tensione (positiva) presa dal divisore di tensione in parallelo all'uscita. Per rendere più efficace l'azione di controllo, il potenziale negativo non deve variare con la corrente di placca. Il tipo più soddisfacente di potenziale è quello ottenibile da una batteria di pile a secco di 45 ÷ 90 V; ma un tubo regolatore a gas può essere usato in luogo della batteria.

Nel circuito di fig. 127 il condensatore C_4 serve a prevenire un'oscillazione spuria che il tubo a gas può eventualmente generare a frequenza audio o maggiore. Allo stesso scopo concorre il condensatore C_3 posto fra la griglia ed il catodo del tubo di controllo. Il potenziometro R_8 è adoperato per regolare il potenziale di lavoro della valvola V_3 e nello stesso tempo per regolare il valore della tensione d'uscita entro i limiti ammessi.

La massima tensione d'uscita ottenibile è uguale alla tensione non stabilizzata d'ingresso meno la minima caduta attraverso il tubo regolatore. Questa caduta è dell'ordine di 50 ÷ 100 V con i tubi ordinariamente usati. La massima corrente è pure limitata dal tubo regolare. Essa è dell'ordine di 100 mA per un triodo del tipo 2A3. Due o più triodi regolatori possono essere collegati in parallelo, se si desidera una maggiore capacità di corrente di transito, senza che alcun cambiamento venga apportato al circuito stabilizzatore.

Al posto dei triodi, come tubi regolatori, possono essere impiegati dei pentodi di potenza o tetrodi a fascio. In questo caso la griglia schermo è connessa alla placca tramite un resistore di $100 \div 300$ ohm. Per tetrodi abbastanza comuni del tipo 6V6, 6L6 ed 807 i valori della corrente media di transito sono rispettivamente di 50, 80 e 90 mA.

Un alimentatore stabilizzato simile a quello di fig. 127, montato con due triodi regolatori in parallelo del tipo 6B4, 6A3 o 2A3, è in grado di fornire una corrente massima di 150 mA su un campo di tensione d'uscita di $150 \div 340$ V. La tensione d'ingresso non stabilizzata, cioè quella uscente dal filtro del rettificatore, deve essere di 430 V alla massima corrente. I resistori ed i condensatori della parte stabilizzatrice del circuito hanno i valori:

$$\begin{array}{ll}
 R_1 = 47 \text{ K } \Omega ; & 3 \text{ W} & R_7 = 180 \text{ K } \Omega ; & 0,5 \text{ W} \\
 R_2 = 24 \text{ K } \Omega ; & 2 \text{ W} & R_8 = 75 \text{ K } \Omega ; & 2 \text{ W} \\
 R_3 \text{ ed } R_4 = 22 \text{ } \Omega ; & 0,5 \text{ W cad.} & R_9 = 100 \text{ K } \Omega ; & 0,05 \text{ W} \\
 R_5 = 12 \text{ K } \Omega ; & 10 \text{ W} & C_3 = 0,1 \text{ } \mu\text{F} & ; 400 \text{ V}_L \\
 R_6 = 470 \text{ K } \Omega ; & 0,5 \text{ W} & C_4 = 0,1 \text{ } \mu\text{F} & ; 400 \text{ V}_L .
 \end{array}$$

Le valvole V_3 e V_4 sono rispettivamente una 6SJ7 oppure una 6AV6 ed una OC3 oppure una OB2.

Con un filtro composto da un'induttanza di 10H e da due capacità di $8 \mu\text{F}$ ciascuna, e con un tubo rettificatore del tipo 5U4, la tensione alternata per placca del trasformatore deve essere di 400 V.

Un circuito stabilizzatore particolarmente indicato per il caso di una tensione d'uscita di valore prefissato è quello di fig. 128. In esso, oltre ad un amplificatore di tensione a due stadi ottenuto per mezzo di un doppio triodo tipo 6SL7 o 6AX7, si fa uso di un doppio triodo regolatore tipo 6AS7, ad elevata corrente di transito e di uno speciale tubo a gas tipo 5651 costruito dalla casa R.C.A. In questo circuito una frazione della variazione di tensione d'uscita viene riportata sul catodo della seconda sezione triodica della valvola di controllo (quella a destra). La griglia di detta sezione è a potenziale costante rispetto a massa, ma sente le variazioni del potenziale catodico che le permettono di far variare la corrente di placca e modifi-

care così la caduta di tensione R_6 . La griglia della prima sezione triodica ha lo stesso potenziale della placca della sezione successiva, e segue quindi il variare di esso. Ne

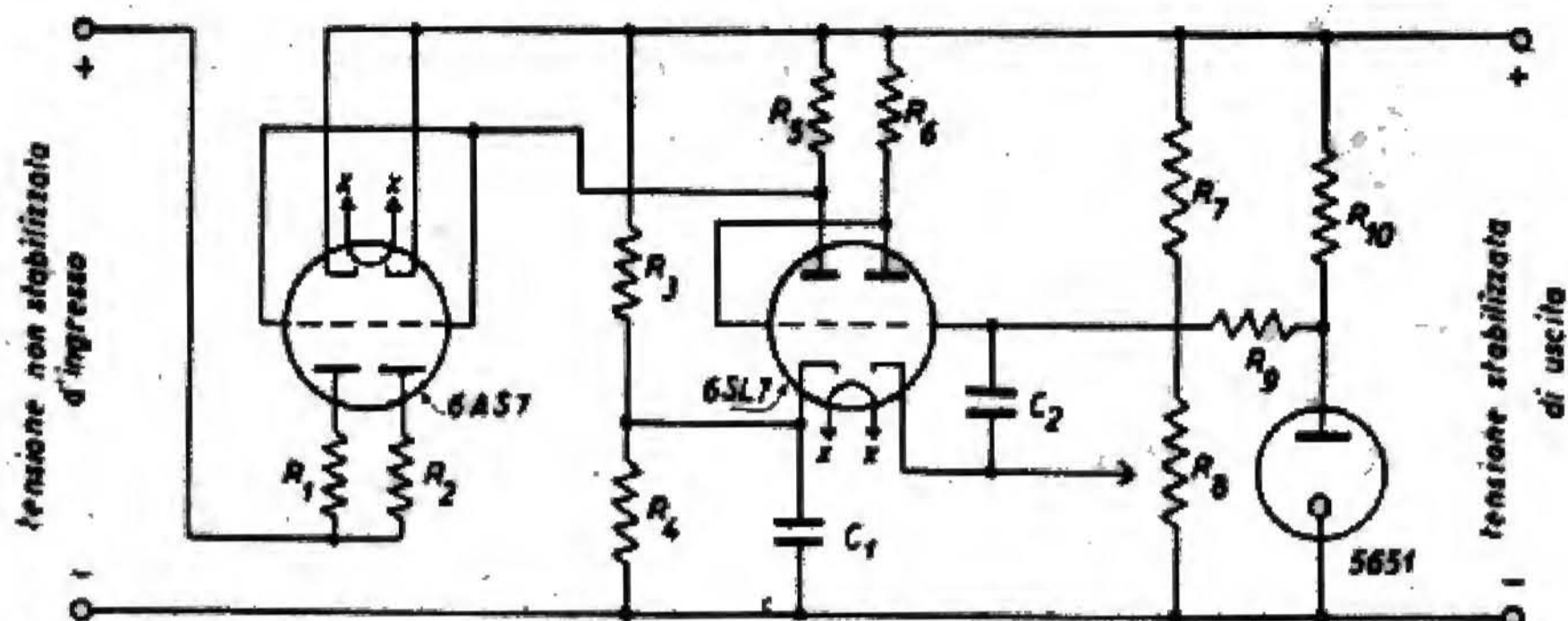


Fig. 128. - Stabilizzatore di tensione che usa uno speciale tubo a gas per dare una tensione d'uscita eccezionalmente stabile.

consegue una variazione nella corrente di placca del primo triodo che è molto più ampia, e di fase opposta, della variazione di corrente nella placca dell'altro triodo. Quest'ultima variazione viene utilizzata attraverso R_5 per controllare il potenziale di lavoro del tubo regolatore, e quindi per stabilizzare l'uscita.

La tensione non stabilizzata d'ingresso è di 375 V a zero corrente di carico, e di 325 V alla corrente di carico di 225 mA. La variazione della tensione d'uscita è minore di 0,1 V per una variazione di $\pm 10\%$ della tensione d'ingresso quando il circuito eroga la massima corrente. Allorché lo stabilizzatore elettronico è regolato per una uscita di 250 V, la variazione della tensione d'uscita è minore di 0,2 V su tutto il campo di corrente tra 0 e 225 mA.

I valori dei componenti del circuito sono:

$C_1 = 0,1 \mu\text{F} ; 400 \text{ V}_L$	$R_5 \text{ ed } R_6 = 0,47 \text{ M}\Omega ; 0,5 \text{ W}$
$C_2 = 0,01 \mu\text{F} ; 400 \text{ V}_L$	$R_7 = 12 \text{ K}\Omega ; 2 \text{ W}$
$R_1 \text{ ed } R_2 = 82 \Omega ; 2 \text{ W}$	$R_8 = 10 \text{ K}\Omega ; \text{ regol.}$
$R_3 = 12 \text{ K}\Omega ; 2 \text{ W}$	$R_9 = 0,22 \text{ M}\Omega ; 0,5 \text{ W}$
$R_4 = 15 \text{ K}\Omega ; 2 \text{ W}$	$R_{10} = 68 \text{ K}\Omega ; 1 \text{ W.}$

CAPITOLO VIII

IL RADIORICEVITORE COMPLETO

109 Ricevitori a cristallo.

Il più semplice tipo di ricevitore impiega un cristallo di galena come rivelatore. Un pezzetto del minerale è racchiuso in una custodia di vetro che ha ad una estremità un contatto mobile a *baffo di gatto* per la ricerca del punto sensibile. Questo cristallo, insieme ad un adatto circuito accordato e ad una cuffia telefonica, forma un soddisfacente dispositivo per la ricezione della stazione radioemittente locale, beninteso in cuffia.

I principali svantaggi del ricevitore a cristallo sono una cattiva sensibilità, una scarsa selettività ed una bassa uscita. Sostituendo il cristallo di galena con un cristallo fisso, al germanio, si elimina l'inconveniente della ricerca del punto sensibile. Il *transistor*, o cristallo a tre elementi di recente concezione, offre la possibilità di amplificare il segnale oltre a quella di rivelarlo. Un esempio di ricevitore a cristallo è stato già dato nella figura 45 b del paragrafo 57.

110 Ricevitori a reazione.

Maggiore sensibilità può essere ottenuta usando una valvola come rivelatore di placca o di griglia. Se al circuito è applicata la reazione, una ulteriore amplificazione si rende disponibile; il trasferimento del segnale dalla placca alla griglia deve essere fatto nella giusta relazione di fase affinché tale incremento di amplificazione sia possibile. Non si deve eccedere nell'uso della reazione altrimenti il circuito può *innescare*, ossia può mettersi a generare oscillazioni e rendere così inintelligibile la modulazione del segnale.

Anche per i segnali radiotelegrafici ad onda persistente continua, che richiedono invece la condizione di innesco, è bene non esagerare nella dose della reazione se si desidera dalla valvola la massima amplificazione. Qualsiasi dei circuiti dati nella fig. 79 del paragrafo 83, può servire come ricevitore a reazione, purché all'entrata venga collegata un'antenna ed all'uscita venga collegata una cuffia.

Quando il ricevitore a reazione lavora in prossimità del punto d'innesco, cioè alla massima sensibilità, la selettività è tale da tagliare seriamente le bande laterali del segnale modulato e produrre quindi distorsione nella parte audio; questo è generalmente il limite oltre cui non è più conveniente spingere la reazione.

Il ricevitore a reazione è poco adoperato perché l'antenna può facilmente irradiare quando il circuito si mette ad oscillare. Ciò procura interferenze agli altri ricevitori situati nelle vicinanze. Uno stadio R. F. tra l'antenna ed il rivelatore può essere d'aiuto per ridurre al minimo questo inconveniente.

III Ricevitori a stadi accordati su R.F.

I semplici ricevitori sopra descritti possono dare maggiore sensibilità, selettività e potenza d'uscita se sono preceduti e seguiti da stadi amplificatori. Uno o due stadi R. F. vengono comunemente usati prima del rivelatore, che è di solito del tipo a rivelazione di placca o del tipo a rivelazione di griglia di potenza. Uno o più stadi B. F. seguono il rivelatore, a seconda della potenza audio richiesta.

Tali ricevitori sono semplici da progettare e da costruire per le normali frequenze di radiodiffusione (onde lunghe e medie), ma presentano difficoltà alle più alte frequenze. Ciò è dovuto al pericolo di instabilità che risulta quando una forte amplificazione è disponibile alla frequenza del segnale-antenna. L'allineamento dei circuiti di sintonia diventa pure un problema man mano che la frequenza aumenta. In linea generale, il ricevitore a stadi accordati presenta l'inconveniente di avere una sensibilità ed una selettività che variano con la frequenza nel campo di sintonia.

Uno schema completo di ricevitore a stadi accordati è mostrato nella fig. 129. Il potenziometro R_1 serve a re-

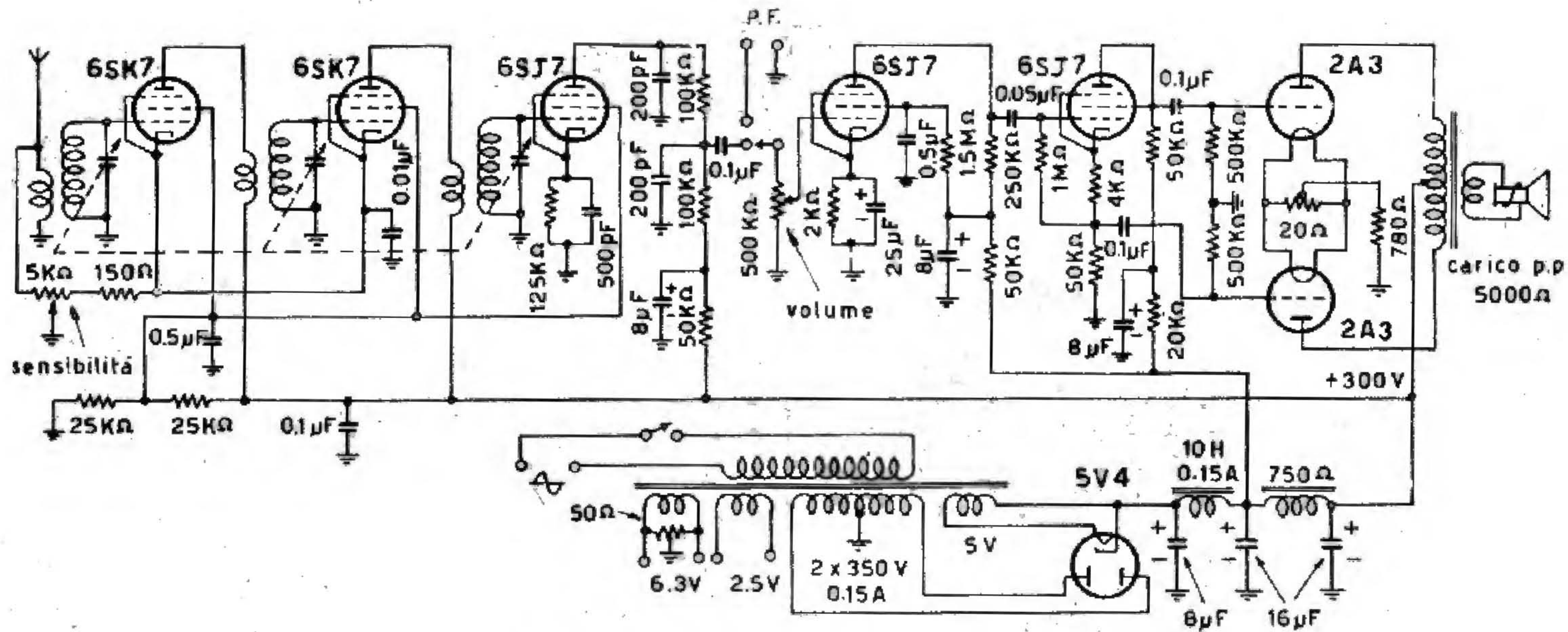


Fig. 129. - Ricevitore a stadi accordati su R.F.

golare la sensibilità dell'apparecchio, agendo sia come attenuatore del segnale d'antenna, sia come riduttore — per controreazione catodica — dell'amplificazione dei due stadi R. F. Le griglie schermo delle prime tre valvole hanno un unico divisore di tensione. Il terzo stadio è un rivelatore per caratteristica di placca. I due morsetti indicati con le lettere « P. F. » (presa fonografica) rappresentano l'ingresso del segnale proveniente da un complesso giradischi. Il commutatore in prossimità del potenziometro di volume (1° stadio B. F.) serve appunto a passare dalla posizione « radio » a quella « fono ». Lo stadio d'uscita è costituito da un push-pull di triodi del tipo 2A3; esso dà dieci watt di potenza ed è eccitato da un inversore elettronico di fase del tipo « phase splitter ». Il trasformatore d'uscita trasferisce tra placca e placca dello stadio finale un carico di 5000 ohm. L'alimentatore ha due cellule filtro, l'una comprendente un induttore di filtro vero e proprio e l'altra utilizzando la bobina di campo dell'altoparlante come secondo induttore. La bobina di campo ha una resistenza d'avvolgimento di 750 ohm.

L'inversore accennato, che utilizza un pentodo montato a triodo, ha il carico di placca distribuito in due resistori di uguale valore ohmico, uno inserito nel circuito di placca propriamente detto ed uno inserito tra la massa ed il catodo. La corrente anodica scorrendo in questo secondo resistore sviluppa ai suoi capi un segnale che ha la stessa ampiezza, e fase opposta, di quello sviluppato ai capi dell'altro resistore. Il resistore di griglia dello stadio è ritornato al catodo in un punto a cui corrisponde la giusta polarizzazione.

112 Ricevitori supereterodina.

Il ricevitore supereterodina, quando ha la forma classica illustrata nella fig. 130, presenta parecchi importanti vantaggi sugli altri tipi di ricevitori. Nel circuito supereterodina la frequenza del segnale in arrivo è convertita ad un valore più basso, noto come il valore della media frequenza. La maggior parte dell'amplificazione ha luogo, quindi, a questa nuova frequenza (uguale per tutti i segnali) prima che la rivelazione venga effettuata.

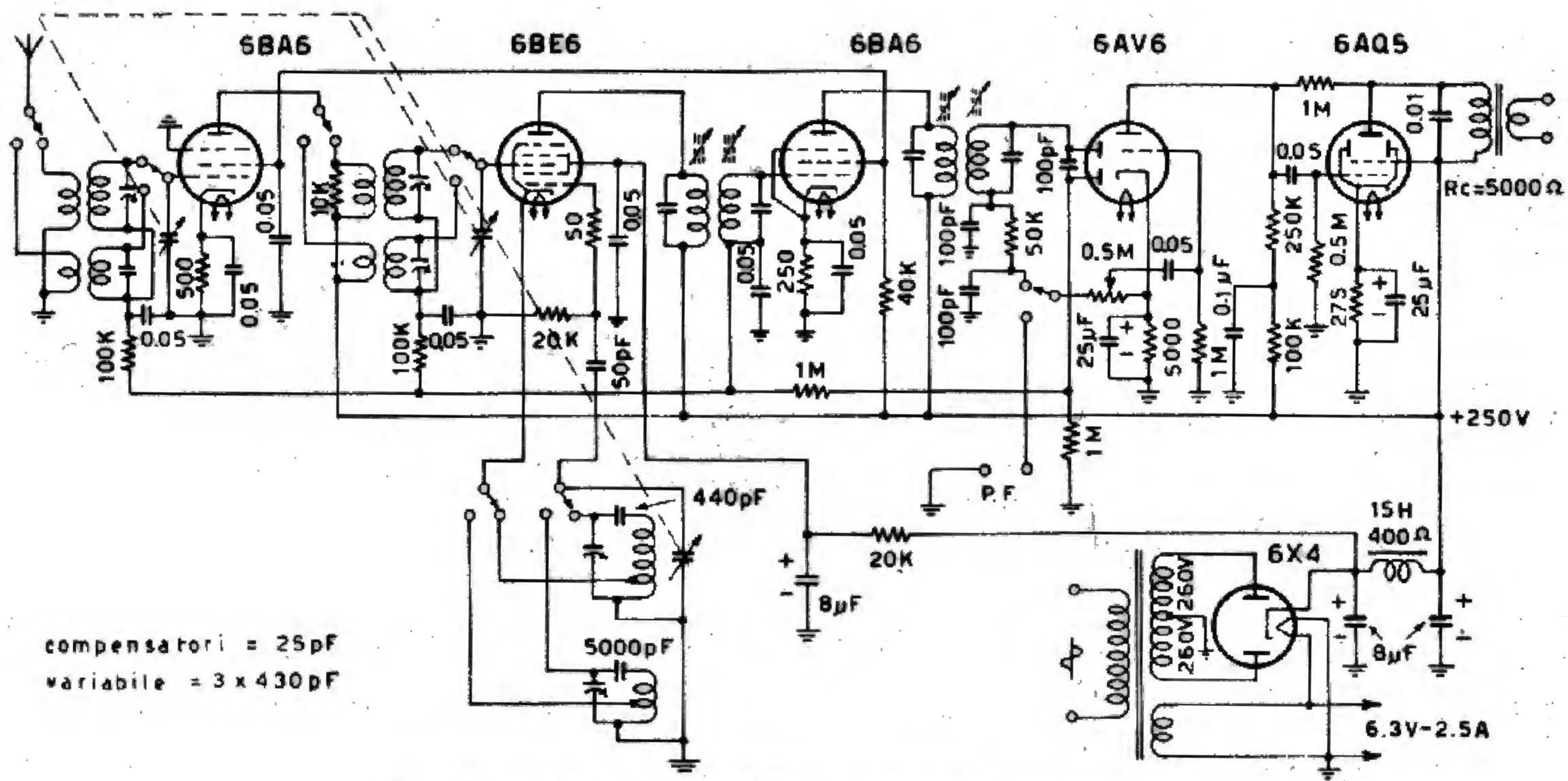


Fig. 130. - Tipico ricevitore supereterodina a due gamme d'onda.

Riferendoci alla parte più delicata del ricevitore, cioè a quella che comprende i circuiti accordati di R. F. e di F. I., possiamo dire che essa è composta dalle seguenti sezioni:

- a) preselettore o amplificatore R. F.;
- b) primo rivelatore o mescolatore;
- c) oscillatore;
- d) amplificatore F. I.;
- e) secondo rivelatore.

La sezione a), se esiste, può includere uno o più stadi (di solito uno). Le sue principali funzioni sono di migliorare il rapporto segnale-disturbo e di provvedere un sufficiente grado di selettività onde impedire la *ricezione multipla*. È così chiamata la ricezione di una stazione trasmittente che viene effettuata su due o più punti del quadrante di sintonia.

Il primo rivelatore riceve sia il segnale modulato proveniente dal preselettore che quello non modulato proveniente dall'oscillatore locale. Questi due segnali R. F. hanno fra loro una differenza costante di frequenza, che viene determinata da un adatto progetto dei circuiti sintonizzati del preselettore e dell'oscillatore. L'uscita del primo rivelatore è accordata a questa differenza di frequenza; come risultato si ha la soppressione sia della frequenza originale del segnale, sia di quella generata dalla somma di essa con la frequenza dell'oscillatore.

Vengono usati vari tipi di primo rivelatore, con prevalenza di quello in cui, essendo compresa la sezione oscillatrice, la funzione di convertitore è svolta da una valvola pentagriglia o da un triodo-esodo.

L'amplificatore a frequenza fissa, chiamato amplificatore F. I., consiste normalmente di un solo stadio, ossia di una valvola e due trasformatori F. I. Questi ultimi sono collocati uno all'ingresso ed uno all'uscita. Nei ricevitori a larga banda ed in quelli professionali è più facile trovare due o più stadi F. I. La frequenza intermedia generalmente adoperata è di 465 Kc/s. I vecchi ricevitori usavano una frequenza di 175 Kc/s, ma, con la comparsa dei nuclei magnetici a polvere di ferro e lo sviluppo dei tubi ad alta conduttanza mutua, decadde l'obiezione che prima precludeva l'uso di frequenze intermedie elevate.

Più alta è la frequenza intermedia, minore è il pericolo che il segnale desiderato venga ricevuto su due punti del quadrante di sintonia fra cui intercorre un intervallo di frequenza pari a due volte il valore della F. I. Facendo un esempio, con una frequenza intermedia di 465 Kc/s un segnale di onda media di 550 Kc/s (limite inferiore della gamma) può dare un secondo punto di ricezione quando l'accordo del ricevitore è portato su una frequenza di $550 + 930 = 1480$ Kc/s (limite superiore della gamma).

In un circuito supereterodina, dato che la maggior parte dell'amplificazione avviene alla frequenza intermedia, che è fissa, il guadagno totale non cambia apprezzabilmente con la frequenza del segnale. Similmente, la selettività rimane approssimativamente costante per il fatto che essa dipende principalmente dal valore della F. I.

Dall'amplificatore F. I. il segnale passa nello stadio del secondo rivelatore, dove la modulazione ad audio frequenza è separata dalla portante e quindi amplificata normalmente da un conveniente amplificatore B. F. Se il rivelatore è del tipo a diodo, come è il caso più frequente, la portante rettificata provvede una tensione c. c. che può essere adoperata per vari scopi di controllo. L'uso principale che si fa di essa è per il controllo automatico del volume o, più esattamente, pel guadagno del ricevitore. Nel circuito del c.a.v. la tensione negativa c. c., che aumenta col crescere del segnale, è applicata attraverso un'adatta rete di disaccoppiamento alle griglie delle valvole di R. F., di conversione e di F. I. Ciò riduce notevolmente l'inconveniente fastidioso conosciuto col nome di *fading* o affievolimento periodico del segnale dovuto a irregolarità di propagazione.

Sarà notato che una supereterodina contiene più circuiti sintonizzati di un ricevitore a stadi accordati senza conversione, ma una minor parte di tali circuiti è a sintonia continuamente variabile.

Riferendoci allo schema di fig. 130, le gamme di ricezione sono due: una di onda media ed una di onda corta. Il condensatore variabile è del tipo a sezioni intere ed uguali e la variazione di frequenza dell'oscillatore è ottenuta col sistema del correttore. Il commutatore di banda ha sei vie e due posizioni; esso permette la commutazione

di tre gruppi di bobine, ciascuno dei quali comprende due circuiti sintonizzati. La bobina d'accoppiamento del circuito d'onda media posto in griglia del convertitore ha in derivazione un resistore di 10000 ohm il cui scopo è di abbassare il Q del circuito onde prevenire un possibile innesco durante l'operazione di allineamento. I trasformatori di media frequenza sono del tipo a permeabilità variabile. Tra la placca della valvola finale e la placca della valvola precedente è posto un resistore di 1 M Ω , che ha lo scopo di controreazionare la sezione amplificatrice di B. F. del ricevitore ed ottenere così un miglioramento di responso del trasformatore d'uscita. Tutte le valvole impiegate sono del tipo miniatura. La valvola rettificatrice, disponendo di un catodo separato, fortemente isolato rispetto al filamento, è accesa insieme alle altre valvole mediante lo stesso avvolgimento del trasformatore di alimentazione. La potenza assorbita dalla rete è dell'ordine di 50 W.

113 **Messa a punto della parte A.F. di un radioricevitore.**

Per mettere a punto, o allineare, i circuiti di alta frequenza di un ricevitore occorrono alcuni strumenti di laboratorio che sono:

- un generatore di segnali campione;
- un'antenna fittizia;
- un misuratore d'uscita.

Il *generatore di segnali* è uno strumento capace di produrre segnali di alta frequenza simili a quelli irradiati dalle stazioni radiotrasmittenti. Mediante un commutatore di gamma ed una manopola di sintonia a forte demoltiplica, la quale ha il quadrante tarato in gradi o direttamente in Kc/s, esso può fornire qualsiasi frequenza in un campo relativamente vasto. Oltre ad un oscillatore R. F. di alta stabilità, il generatore comprende un oscillatore B. F. per la modulazione dei segnali ed un attenuatore resistivo per regolare gli stessi all'ampiezza desiderata. L'insieme è racchiuso e perfettamente schermato da una custodia metallica, sul fronte della quale sono riportati i comandi necessari ed i morsetti d'uscita.

Nella maggior parte dei generatori di segnali la modulazione della portata è effettuata alla frequenza fissa di

400 c/s, ed ha una profondità pure fissa del 30% (ampiezza del segnale modulante uguale a circa $1/3$ dell'ampiezza del segnale R. F.). L'attenuatore è provvisto di un commutatore a cinque scatti, per le grosse regolazioni, e di un potenziometro per la regolazione fine. L'ampiezza massima del segnale disponibile ai morsetti d'uscita è solitamente di 0,1 V. Mediante l'attenuatore esso può raggiungere un valore minimo di $1 \mu\text{V}$.

L'*antenna fittizia* è un dispositivo interposto fra il ricevitore ed il generatore di segnali durante le operazioni di allineamento. Essa, come fa comprendere il suo nome, sostituisce l'antenna vera impedendo che il circuito d'ingresso del ricevitore lavori in una diversa condizione di carico quando si trova collegato al generatore. L'antenna fittizia è generalmente costituita da un induttore, da un resistore e da due piccoli condensatori, i cui valori (per le onde medie) e la disposizione dei quali sono visibili nella fig. 131. Questi organi sono racchiusi in un piccolo involucro metallico di forma cilindrica che reca alle due estremità degli speciali connettori per l'ingresso e l'uscita. Un apposito cavo schermato congiunge il ricevitore con

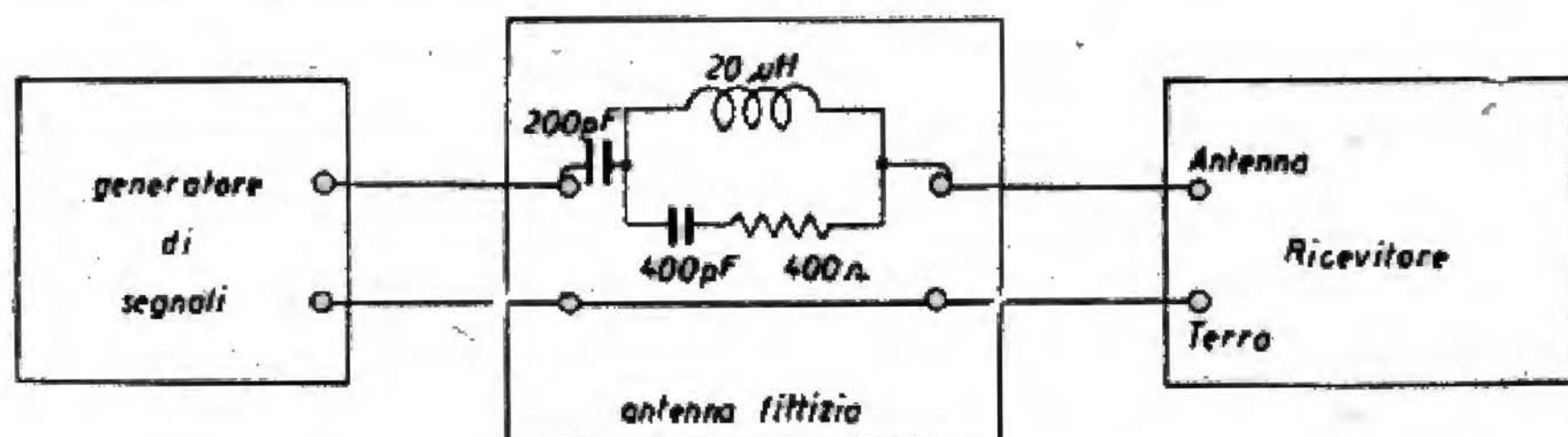


Fig. 131. - Antenna fittizia e modo di collegarla.

l'antenna fittizia, la quale è inserita dall'altra estremità direttamente nell'attacco appositamente previsto sul generatore.

Il *misuratore d'uscita* è di solito costituito da un semplice voltmetro c. a. del tipo a raddrizzatore. Esso ha una elevata resistenza interna ed ha portate di tensione variabili fra 1,5 e 300 V. Può essere collegato sia in parallelo alla bobina mobile dell'altoparlante del ricevitore (portata bassa), sia tra placca e massa della valvola finale (portata alta); in quest'ultimo caso un condensatore a carta di circa

0,5 F e di alto isolamento è interposto tra uno dei capi e la placca per eliminare la componente continua di tensione.

Il misuratore d'uscita serve sia ad effettuare misure di potenza, in funzione della tensione B. F. e dell'impedenza di carico, sia a ricavare delle semplici indicazioni di livello audio quando lo si adopera in congiunzione con un generatore di segnali per prove di allineamento o altre. Durante le prove di allineamento esso dà una lettura che continua ad aumentare man mano che la messa in passo dei circuiti accordati aumenta la sensibilità del ricevitore.

Qualche tipo di misuratore d'uscita è fatto in modo da dover essere inserito al posto dell'altoparlante. In questo caso esso dispone di un'impedenza d'ingresso variabile, che può essere adattata a qualsiasi valore richiesto come carico del trasformatore d'uscita del ricevitore. Lo strumento indicatore è connesso ad un apposito attenuatore tarato onde permettere letture dirette di potenza.

La messa a punto della parte R. F. di un ricevitore del tipo a stadi accordati è molto semplice. Prendendo ad esempio lo schema di fig. 129, essa si svolge nella maniera seguente:

a) Collegare il misuratore d'uscita allo stadio finale, tenendolo inizialmente sulla portata maggiore e girare al massimo sia il comando di sensibilità che quello di volume.

b) Collegare il generatore di segnali all'ingresso del ricevitore tramite l'antenna fittizia. Regolare il generatore stesso per una uscita modulata di circa 1000 μ V.

c) Ruotare alla massima capacità il condensatore variabile multiplo del ricevitore e ruotare i compensatori di taratura disposti in parallelo ad ogni sua sezione (o in prossimità delle bobine di sintonia), in modo che le loro lamine mobili siano per metà inserite.

d) Regolare la frequenza del generatore al valore indicato dalla scala parlante del ricevitore. Aumentare, se occorre, l'uscita del segnale sino ad udire il suono nell'altoparlante. La portata del misuratore d'uscita va ora regolata per una lettura agevole e corrispondente ad una potenza dell'ordine di 0,5 watt (la tensione da misurare è di circa 1,2 V su bobina mobile di 3 Ω , e di circa 25 V tra una placca e massa dello stadio finale).

e) Agire, mediante un cacciavite isolato a lama corta, sui nuclei delle bobine di sintonia in modo da portare al massimo l'uscita audio. Se si oltrepassa il fondo scala del misuratore, diminuire il segnale del generatore. L'ordine di regolazione dei nuclei è progressivo a partire dal terzo stadio e procedendo a ritroso verso il primo.

f) Ruotare il variabile multiplo per il minimo di capacità. Aumentare la frequenza del generatore fino a risentire il segnale modulato. Se non ci fosse coincidenza fra la nuova frequenza segnata dal generatore e quella indicata dalla scala parlante del ricevitore, adattare la frequenza del generatore alla scala ed aumentare l'ampiezza del segnale quel tanto che occorre perché sia avvertibile la modulazione. Regolare con il cacciavite isolato i tre compensatori, uno per volta, sempre cercando di portare al massimo l'indicazione del misuratore d'uscita.

g) Riportare il variabile di sintonia del ricevitore alla massima capacità, e la frequenza del generatore al valore minimo segnato dalla scala parlante. Ritoccare i nuclei delle bobine per la massima uscita. Riaprire completamente il variabile e, con il generatore accordato alla massima frequenza della scala, ritoccare le posizioni dei rotori dei compensatori accennati.

h) Se necessario, ripetere ancora una volta le operazioni di cui alla lettera precedente.

La messa a punto della parte alta frequenza di un ricevitore del tipo supereterodina è un po' più laboriosa di quella precedentemente descritta. Essa si divide in due parti distinte, l'una interessante i circuiti di F. I. e l'altra interessante i circuiti di R. F. Riferendosi allo schema di fig. 131, si procederà nel modo seguente:

a) Ruotare al massimo la manopola relativa al controllo manuale del volume.

b) Annullare l'azione del c.a.v. mettendo a massa, provvisoriamente, la placchetta del tubo 6AV6 che è connessa alle due resistenze di $1\text{ M}\Omega$.

c) Collegare l'altoparlante al secondario del trasformatore d'uscita, e disporre in parallelo alla bobina mobile il misuratore d'uscita commutato sulla portata di 1,5 V.

d) Sconnettere la griglia del tubo convertitore 6BE6, e fra essa e la massa collegare i terminali del cavetto schermato che fa capo al generatore di segnali. Durante questa fase delle operazioni di allineamento non si userà l'antenna fittizia.

e) Tenendo al minimo l'ampiezza del segnale uscente dal generatore, predisporre la frequenza di questo al valore di F. I. del ricevitore. Aumentare quindi il segnale fino a leggere circa 1 V sul misuratore d'uscita. L'altoparlante deve fornire un segnale acustico di 400 p/s puro ed armonioso, ossia esente da distorsione o fischi di natura reattiva.

f) Con il solito cacciavite a lama corta, regolare uno alla volta i nuclei delle bobine di F. I. dei due trasformatori intervalvolari. Si comincerà dal circuito accordato che è collegato al diodo del 2° rivelatore, e si procederà a ritroso verso il tubo di conversione. Ogni regolazione dovrà tendere a portare al massimo l'uscita audio letta sul misuratore. Diminuire l'ampiezza del segnale del generatore man mano che la sensibilità F. I. del ricevitore aumenta.

A scopo orientativo diciamo che la sensibilità F. I. di un ricevitore come quello in questione è di circa $50 \div 70 \mu\text{V}$ per una uscita B. F. di 50 mW misurata sul carico. Tale potenza è controllabile più facilmente disponendo il misuratore d'uscita tra placca e massa del tubo finale 6AQ5. La lettura di tensione corrispondente deve essere di circa 16 V.

Terminata la taratura dei circuiti F. I., si passerà ad allineare i circuiti di R. F. Si sconnetta il generatore di segnali e si ricollegli la griglia della valvola 6BE6 al punto da cui era stata staccata. Si colleghi al generatore, tramite l'antenna fittizia, all'ingresso d'antenna del ricevitore. Disponendo quest'ultimo di due gamme d'onda, si incomincerà ad allineare prima i circuiti relativi alle onde medie e poi quelli relativi alle onde corte. Diamo, per brevità, solo le operazioni di allineamento riguardanti la prima gamma menzionata. Per l'altra si procederà analogamente.

Le tre frequenze di allineamento si suppongono note, ma se ciò non fosse si potrà scegliere come frequenza centrale (Fi) la frequenza che è media aritmetica delle due

frequenze estreme del quadrante di sintonia, come frequenza laterale maggiore (F_1) quella corrispondente a 0,9 volte la frequenza massima dello stesso quadrante, e come frequenza laterale minore (F_2) quella corrispondente a 1,1 volte la frequenza minima. Le successive operazioni da farsi sono:

g) Disporre il generatore di segnali, iniziando con l'attenuatore regolato per una uscita di 200 μ V, alla minima frequenza della gamma di ricezione. Portare al massimo, mediante la manopola di sintonia, la capacità del variabile multiplo del ricevitore. Regolare il nucleo della bobina dell'oscillatore fino a sintonizzare perfettamente il segnale. Regolare i nuclei delle altre due bobine della stessa gamma per la massima uscita audio.

h) Portare l'accordo del ricevitore sull'estremità opposta della gamma e sintonizzare il generatore alla stessa frequenza. Regolare il compensatore dell'oscillatore fino ad udire il segnale; regolare successivamente gli altri due compensatori per la massima uscita audio.

i) Accordare sia il generatore che il ricevitore sulla frequenza di allineamento F_2 . Ritoccare prima il nucleo della bobina dell'oscillatore, per sintonizzare meglio il segnale, e poi i nuclei delle altre due bobine per la massima uscita.

l) Ritornare all'altra estremità della gamma ed accordare ricevitore e generatore alla frequenza di allineamento F_1 . Ritoccare prima il compensatore dell'oscillatore e poi i compensatori degli altri due circuiti R. F. per la massima uscita.

m) Ripetere una o due volte ancora le operazioni di cui alle due lettere precedenti.

n) Portare la frequenza del generatore al valore F_1 ed accordare il ricevitore sul segnale. Può darsi che su questo punto l'allineamento non sia perfetto. Per accertarsene si ruoti uno dei compensatori che riguardano il circuito d'antenna e quello intervalvolare. Se il segnale audio aumenta *chiudendo* il compensatore, vuol dire che il correttore dell'oscillatore deve essere diminuito di capacità; se il segnale audio aumenta *aprendo* il compensatore,

vuol dire che il correttore dell'oscillatore deve essere aumentato di capacità. Naturalmente, ad ogni ritocco della capacità del correttore occorre ripetere le operazioni di allineamento relative alle frequenze F_2 ed F_r .

La sensibilità R. F. di un ricevitore come quello di fig. 130 si aggira sui $2 \div 5 \mu\text{V}$ per una uscita audio di 50 mW . Mancando lo stadio amplificatore R. F., la sensibilità scende a $20 \div 50 \mu\text{V}$.

CAPITOLO IX.

STRUMENTI DI LABORATORIO

Tra i vari strumenti che si potrebbero elencare per la verifica, taratura e messa a punto di una qualsiasi apparecchiatura radio, o parte di essa, merita segnalare i seguenti:

- a) il misuratore universale, o *tester*;
- b) l'oscillatore modulato, o generatore di segnali campione;
- c) l'oscillatore di bassa frequenza;
- d) il misuratore d'uscita;
- e) il voltmetro a valvola;
- f) l'ondametro-oscillatore, o *grid-dip*;
- g) l'oscilloscopio od oscillografo a raggi catodici.

114 Il misuratore universale.

Lo strumento più adoperato dal radiotecnico è senza dubbio il *misuratore universale*. Esso consente misure di tensione, di corrente e di resistenza, su un vasto campo di valori. È costituito essenzialmente da un sensibilissimo indicatore di corrente c. c. (a bobina mobile), da alcuni resistori variamente disposti, da un commutatore rotativo a più posizioni, da un piccolo raddrizzatore metallico e da una batteria di pile a secco. La portata solita di fondo scala dell'indicatore è di 1 milliampere nei misuratori più economici e di 100 o 50 microampere in quelli di migliore qualità. La sensibilità dell'indicatore stabilisce generalmente la classe dello strumento, la quale è espressa con riferimento alla resistenza interna del voltmetro c. c. rea-

lizzato. Per una portata di 1 mA dell'indicatore, ad esempio, il misuratore viene chiamato a *1000 ohm per volt* ($1000 \Omega/V$); per quella di $50 \mu A$ lo strumento viene chiamato a *2000 ohm per volt*.

La sezione voltmetrica del misuratore universale comprende due parti distinte, di cui una riguarda misure di tensione c. c. e l'altra misure di tensione c. a. Per le misure di tensione c. c. l'indicatore è utilizzato alla sua portata originale, mentre per quelle di tensione c. a. generalmente tale portata viene aumentata mediante apposito resistore in shunt regolabile in sede di taratura.

Nella fig. 132 sono mostrati i due schemi di principio normalmente adottati per la sezione voltmetrica.

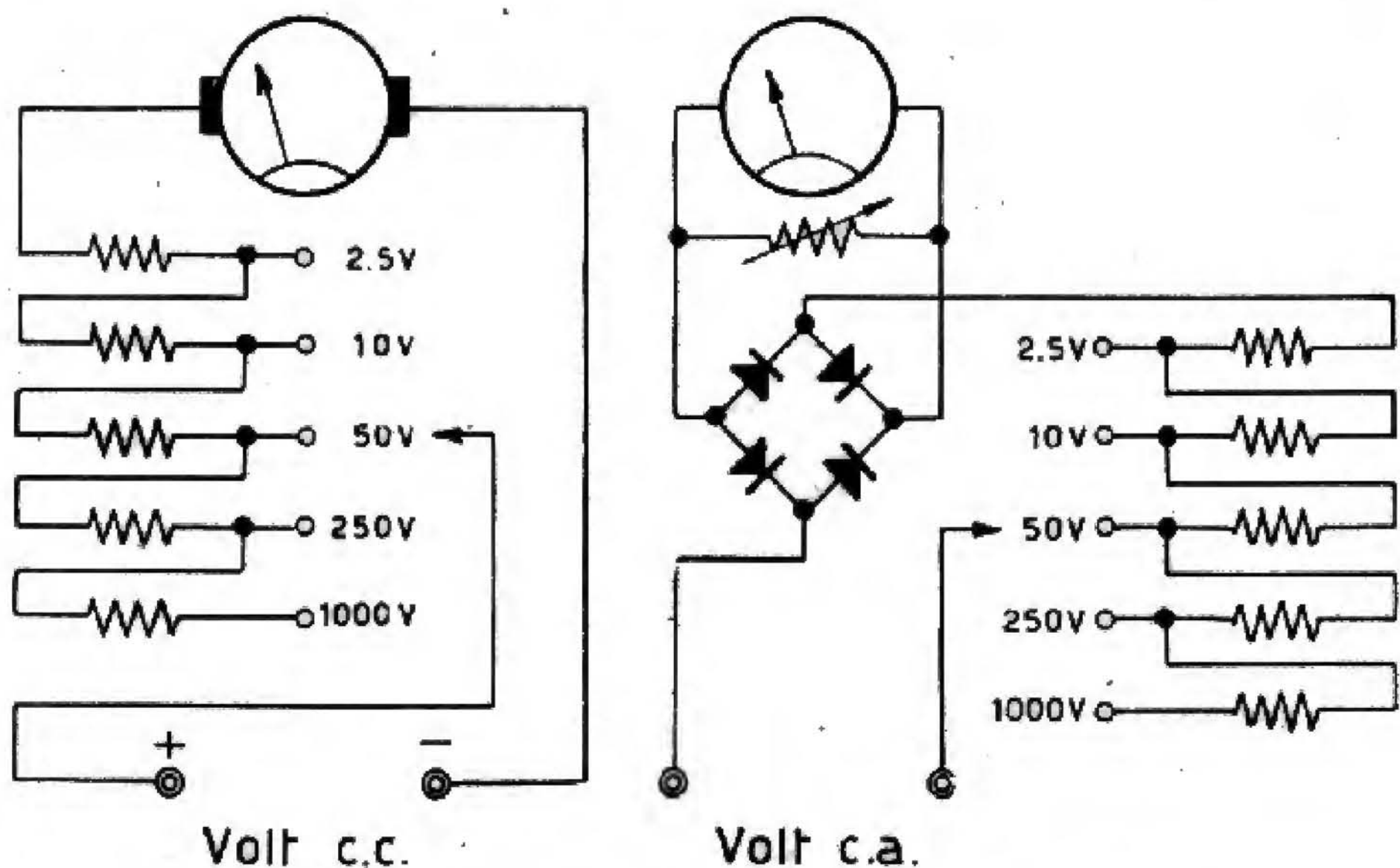


Fig. 132. - Sezioni voltmetriche di un misuratore universale.

Per un indicatore più sensibile di 1 mA fondo scala i resistori del ramo c. a. sono calcolati in base a $1000 \Omega/V$. Il raddrizzatore è del tipo ad ossido di rame, ed ha una capacità di corrente di almeno 1 milliampere.

La sezione amperometrica, solitamente realizzata per la sola c. c., consiste in un gruppo di resistori disposti tra un capo e l'altro dell'indicatore. Il commutatore varia il numero di questi resistori inclusi tra i termi-

nali di uscita. Si esercita in tal modo sull'indicatore, come si può vedere nella fig. 133, un'azione di shunt tanto più marcata quanto maggiore è l'intensità della corrente da misurare.

La sezione ohmmetrica comprende due o più portate di misura, le quali abbracciano complessivamente un campo

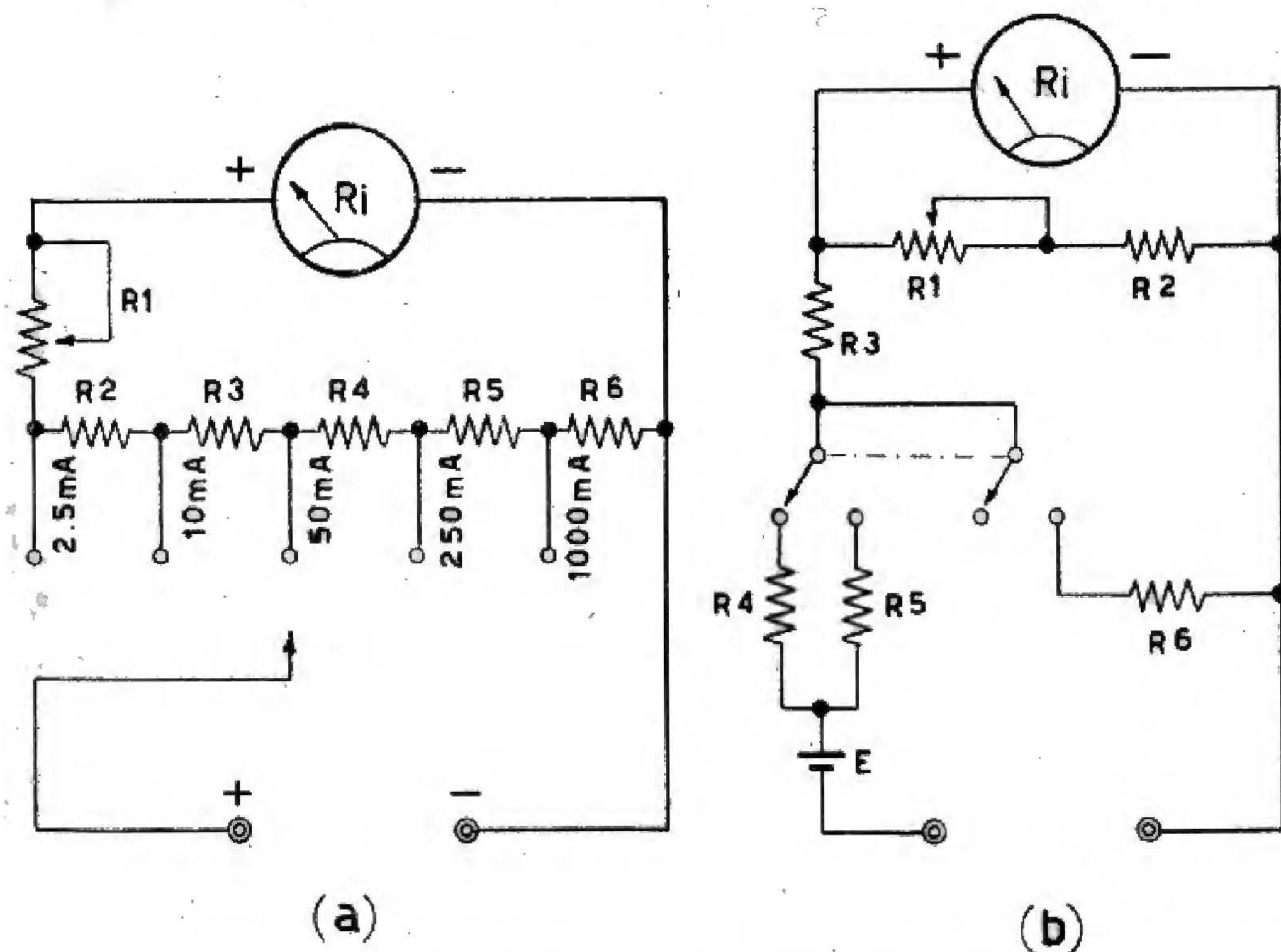


Fig. 133. - Sezioni amperometrica ed ohmmetrica di un tester.

che va da alcuni ohm ad alcuni megaohm. La possibilità di misurare resistenze di elevato valore ohmico è favorita da una maggiore sensibilità dell'indicatore di corrente e da una maggiore tensione della batteria. Nella fig. 133 (b) è dato lo schema di principio di un circuito ohmmetrico a due portate. Nella posizione indicata del commutatore si ha la portata maggiore, nell'altra posizione si ha la portata minore.

Il funzionamento della sezione ohmmetrica di un misuratore universale è abbastanza semplice. Riferendoci alla fig. 133 (b), si faccia in primo luogo il cortocircuito dei

terminali di uscita. Circolerà una corrente totale:

$$I_1 = \frac{E}{R_4 + R_3 + \frac{R_1(R_1 + R_2)}{(R_1 + R_1 + R_2)}} = \frac{E}{R_t}$$

essendo R_t la resistenza equivalente dell'intero circuito. La corrente parziale che attraversa l'indicatore dipende dall'azione di shunt di $R_1 + R_2$. Si regoli R_1 , che è variabile per compensare la diminuzione di tensione della batteria nel tempo, per il fondo scala dell'indicatore. Si tolga il cortocircuito e si disponga tra i terminali il resistore da misurare. La nuova corrente circolante sarà:

$$I_2 = \frac{E}{R_t + R_e}$$

ove R_e rappresenta il valore della resistenza in prova. Questa corrente è inferiore alla prima e precisamente tra le due esiste un rapporto

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_t + R_e}{R_t}$$

È ovvio che dalla lettura di corrente fatta sul quadrante dell'indicatore, conoscendo R_t , si può trovare R_e .

Generalmente la corrente massima dell'indicatore è $5/6$ della corrente I_1 ossia la corrente massima fornita dalla pila è 1,2 volte la corrente di fondo scala dell'indicatore. La tensione E della batteria, a seconda del costruttore e della portata voluta, varia tra 1,5 V e 15 V.

Nella seconda posizione del commutatore di fig. 133 (b) la porta ohmmetrica può essere 10 o 100 volte inferiore a quella della prima posizione. La corrente massima fornita dalla pila è invece 10 o 100 volte maggiore di quella precedente. La caduta di tensione attraverso R_e , che è una piccola frazione della tensione E , viene letta dall'indicatore che funziona da voltmetro mediante il resistore in serie R_3 . Qualsiasi resistore che venga posto fra i terminali di uscita farà diminuire la corrente in R_e e proporzionalmente quella nell'indicatore.

Il quadrante dello strumento di un misuratore universale reca solitamente tre scale graduate. Una di esse è

lineare e serve sia per le tensioni c. c. che per le correnti c. c. La seconda scala ha le divisioni leggermente ravvicinate all'inizio e serve per le tensioni c. a. La terza scala ha un andamento esponenziale, con lo zero all'estrema destra e con i valori rapidamente crescenti verso l'inizio corsa dell'indice. Questa ultima scala serve per la sezione ohmmetrica. Le letture di resistenza sono dirette per la portata più bassa; per le altre portate si applica il fattore di moltiplicazione indicato sull'apposito commutatore.

Nella fig. 134 è dato lo schema completo di un misuratore universale. Questo strumento ha una sensibilità di $10000 \Omega/V$ in c. c. ed una sensibilità di $1000 \Omega/V$ in c. a. Possiede due portate ohmmetriche, che rispettivamente permettono di misurare resistenze comprese fra 5Ω e $20 K \Omega$, e fra 500Ω e $2 M \Omega$. Le sezioni di commutazione A-B-C

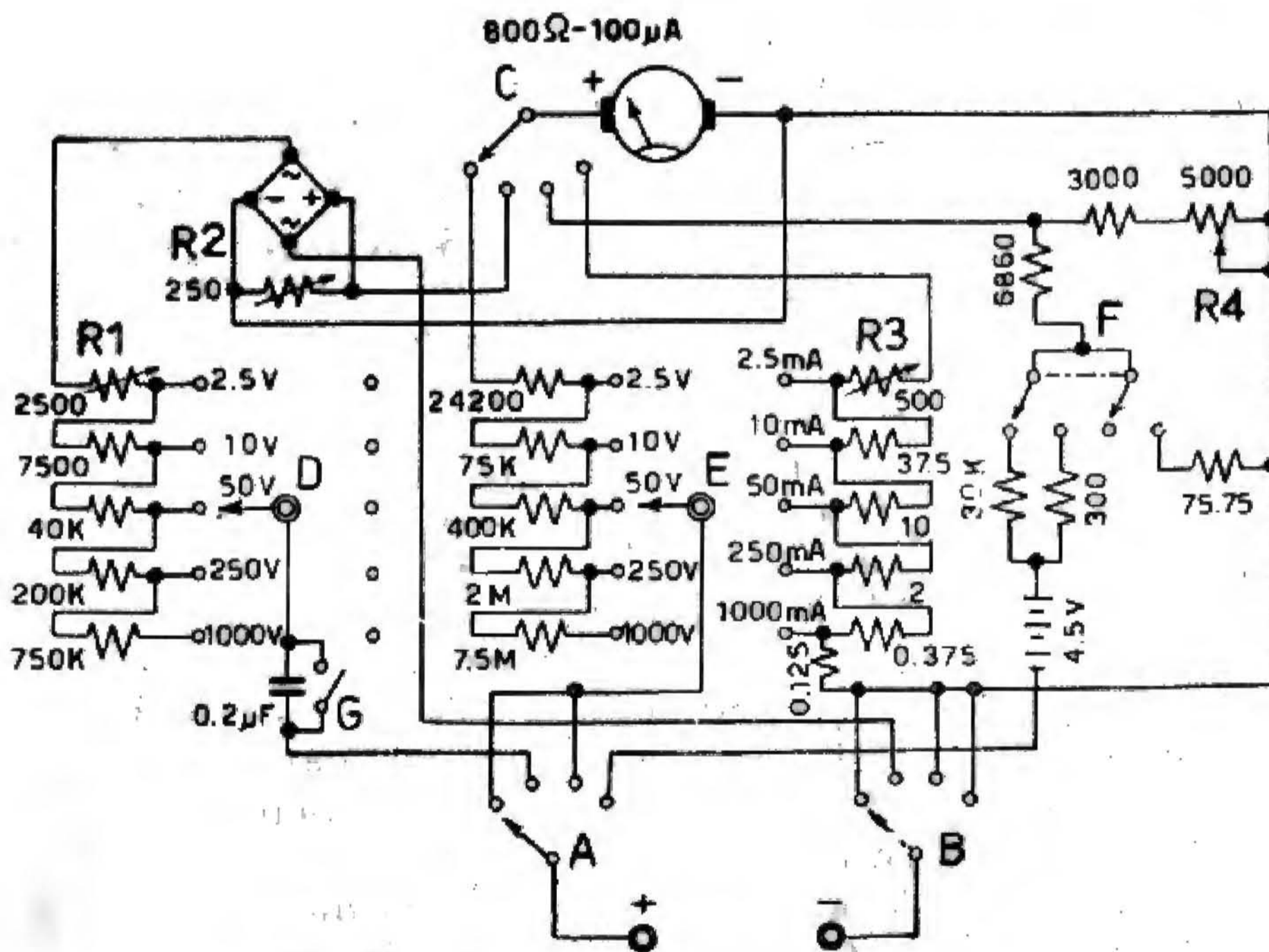


Fig. 134. - Schema di misuratore universale.

appartengono ad un unico commutatore rotativo, che ha il compito di selezionare il tipo di funzionamento richiesto. Le sezioni di commutazione D-E appartengono ad un secondo commutatore rotativo, che seleziona la portata di

misura. Il deviatore doppio F sceglie la portata ohmmetrica, ed infine l'interruttore G serve ad escludere un'eventuale componente continua presente sulla tensione c. a. da misurare.

Il resistore regolabile R_3 , che ha lo scopo di tarare la parte amperometrica del circuito, deve essere aggiustato in modo da presentare ai capi una resistenza di circa 400Ω . Se la resistenza interna dello strumento indicatore è diversa da quella indicata nello schema, il resistore R_3 deve essere diminuito o aumentato in modo che il suo valore, sommato con quello dell'indicatore, dia luogo ad una resistenza complessiva di 1200Ω .

Il resistore R_2 va aggiustato nel modo seguente: mettere il misuratore nella posizione *Volt c. a. - portata 250 V*; collegare i morsetti con una sorgente di tensione c. a. di valore equivalente; ruotare R_2 fino a mandare l'indice nell'indicatore a fondo scala.

Il resistore R_1 è variabile per compensare la resistenza interna del raddrizzatore ad ossido, che varia da tipo a tipo. Per tarare questo resistore occorre applicare all'entrata del tester una tensione c. a. di 2,5 volt. La regolazione di R_1 deve essere tale da inviare l'indice a fondo scala.

115 L'oscillatore modulato.

Un accenno di questo strumento e del suo uso è stato già fatto al paragrafo 113. Esso consta di un oscillatore R. F. di alta stabilità e di piccola potenza, di un oscillatore a frequenza audio, di un attenuatore tarato per regolare l'uscita al valore voluto e di una manopola fortemente demoltiplicata per la rotazione del condensatore variabile di sintonia. L'indice, comandato dalla manopola, scorre su un ampio quadrante tarato direttamente in chilocicli al secondo, Kc/s. L'intera gamma di frequenze abbracciata dall'oscillatore R. F. è suddivisa in 5 o 6 sottogamme, selezionate da un apposito commutatore. L'oscillatore audio fornisce un segnale sinusoidale a frequenza generalmente fissa di 400 c/s.

Le varie sezioni di cui si compone un generatore di segnali sono accuratamente schermate le une dalle altre onde evitare, specialmente alle più alte frequenze, che

parte dell'energia R. F. venga irradiata all'esterno e raggiunga così il ricevitore in prova per via diversa da quella dell'attenuatore e del cavo schermato di giunzione. Un involucro metallico a forte spessore racchiude l'intera apparecchiatura e completa la schermatura necessaria.

Negli oscillatori modulati di alta classe uno strumento indicatore è incorporato allo scopo di controllare sia l'ampiezza della portante, che deve essere mantenuta costante per qualsiasi frequenza, sia l'ampiezza del segnale di modulazione.

Diamo in fig. 135 un esempio tipico di oscillatore modulato. Le valvole V_1 e V_2 sono due triodi a riscaldamento indiretto, del tipo 6C5 o equivalente. La valvola V_3 è una 6X5. L'alimentatore sviluppa una tensione c. c. di poco superiore a 100 V all'uscita del filtro; il quale filtro è rea-

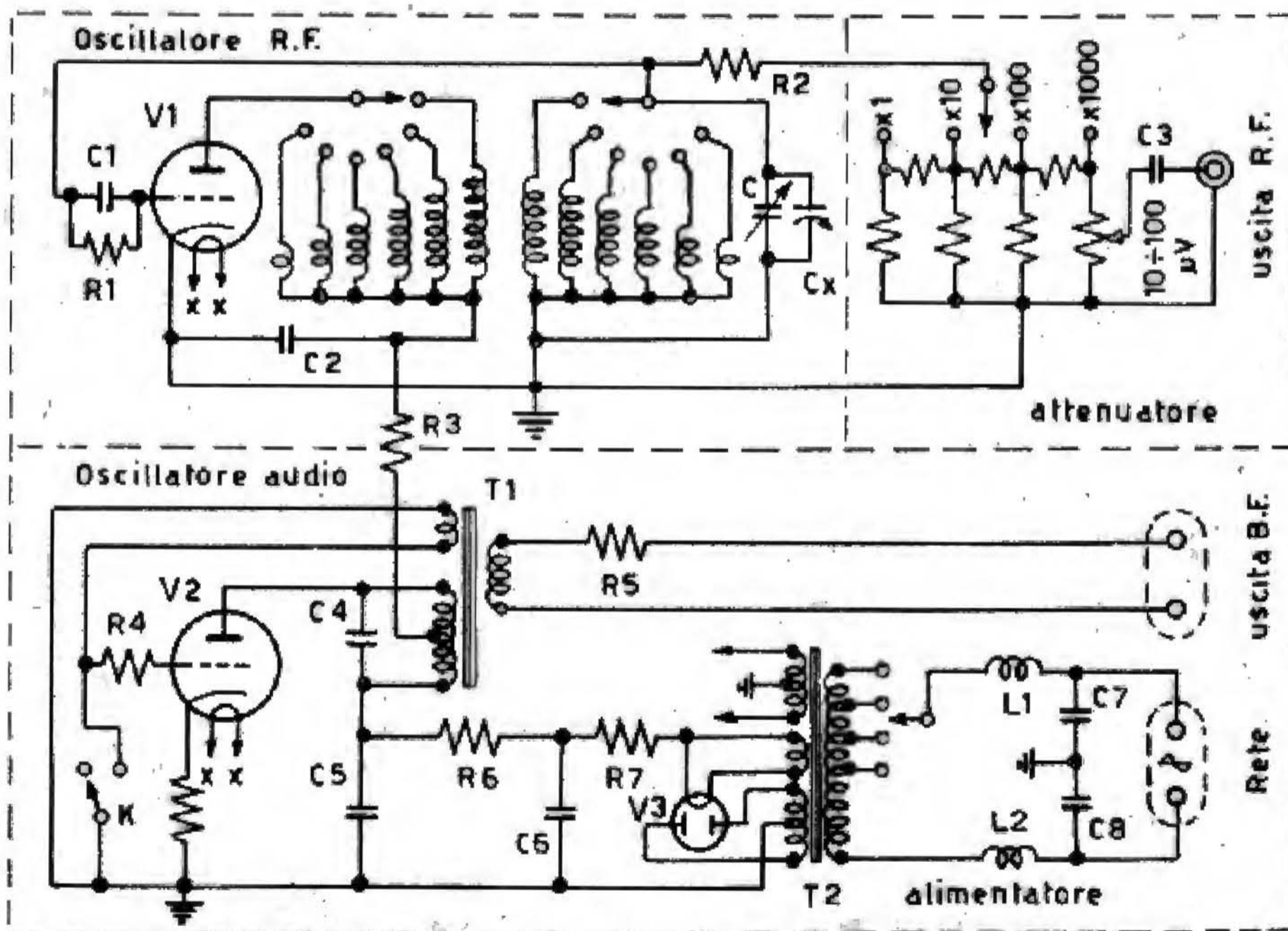


Fig. 135. - Esempio tipico di oscillatore modulato.

lizzato con due cellule a resistenza-capacità per il fatto che il consumo anodico dei due oscillatori è molto basso.

Il circuito V_1 , come si può notare, è quello classico dell'oscillatore Meissner. Sia la bobina di placca che la

bobina di griglia sono commutabili per passare da una gamma di lavoro all'altra. L'attenuatore è collegato direttamente al condensatore variabile di sintonia, ma l'azione di smorzamento che esso esercita sul circuito oscillante è limitata dal resistore R_2 che ha un valore ohmico piuttosto elevato. Il campo d'onda coperto va da 80 Kc/s a 30000 Kc/s.

Il circuito di V_2 genera un'oscillazione di B. F. a 400 c/s. Parte della tensione oscillante è in serie alla tensione anodica che alimenta V_1 attraverso R_3 . Ciò produce la modulazione d'ampiezza del segnale R. F. Il gruppo $R_3 C_2$ disaccoppia lo stadio R. F. da quello B. F. L'interruttore K cortocircuita l'avvolgimento di griglia di V_2 , impedendo così alla valvola di oscillare quando si desidera avere un segnale portante non modulato. Il trasformatore di modulazione T_1 è provvisto di un secondario supplementare per poter portare fuori dall'apparecchio l'oscillazione a 400 c/s. Ciò può servire sia per controllare la presenza del segnale modulante, sia per effettuare prove di B. F. Il resistore R_5 impedisce che una bassa impedenza dell'utilizzatore esterno provochi la interruzione delle oscillazioni a frequenza acustica.

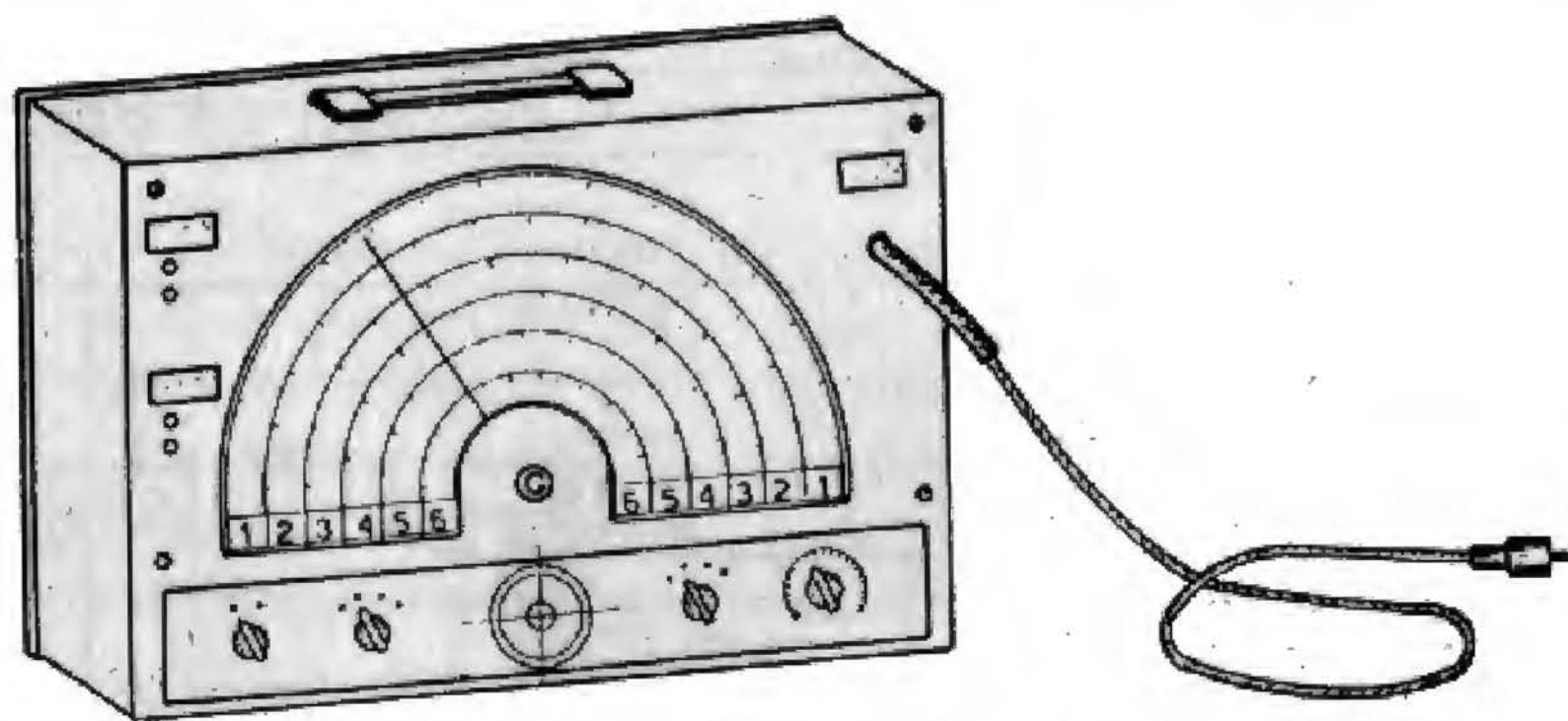


Fig. 136. - Tipo di oscillatore modulato.

Le due bobine L_1 e L_2 , assieme ai due condensatori C_7 e C_8 , costituiscono un complesso filtrante per evitare fughe di R. F. e corrispondente irradiazione del segnale modulato.

L'attenuatore, oltre all'elemento regolabile, ha quattro cellule resistive di attenuazione decimale. È così pos-

sibile ridurre l'ampiezza del segnale modulato a valore molto piccolo, come è richiesto durante alcune fasi delle operazioni di allineamento di un radiorecettore. Il livello massimo disponibile del segnale è di 0,1 volt.

Nella fig. 136 si può notare l'aspetto esteriore di un oscillatore modulato. La manopola centrale sposta l'indice sulla scala e contemporaneamente fa ruotare il condensatore variabile di sintonia dell'oscillatore R. F.

116 L'oscillatore di bassa frequenza.

L'oscillatore di bassa frequenza è uno strumento che permette prove di sensibilità e fedeltà su un amplificatore B. F. o sulla sezione B. F. di un radiorecettore. Può essere del tipo a *battimenti* o del tipo a *resistenza-capacità*. Le frequenze foniche generate sono di solito comprese fra 20 e 20.000 cicli al secondo, ma possono in taluni casi arrivare anche a 100.000 c/s o più. La forma d'onda è sinusoidale e l'ampiezza di uscita è di alcuni volt. Spesso un attenuatore incorporato, debitamente tarato, dà la possibilità di regolare il segnale uscente ad un valore predeterminato che facilita le prove da effettuare.

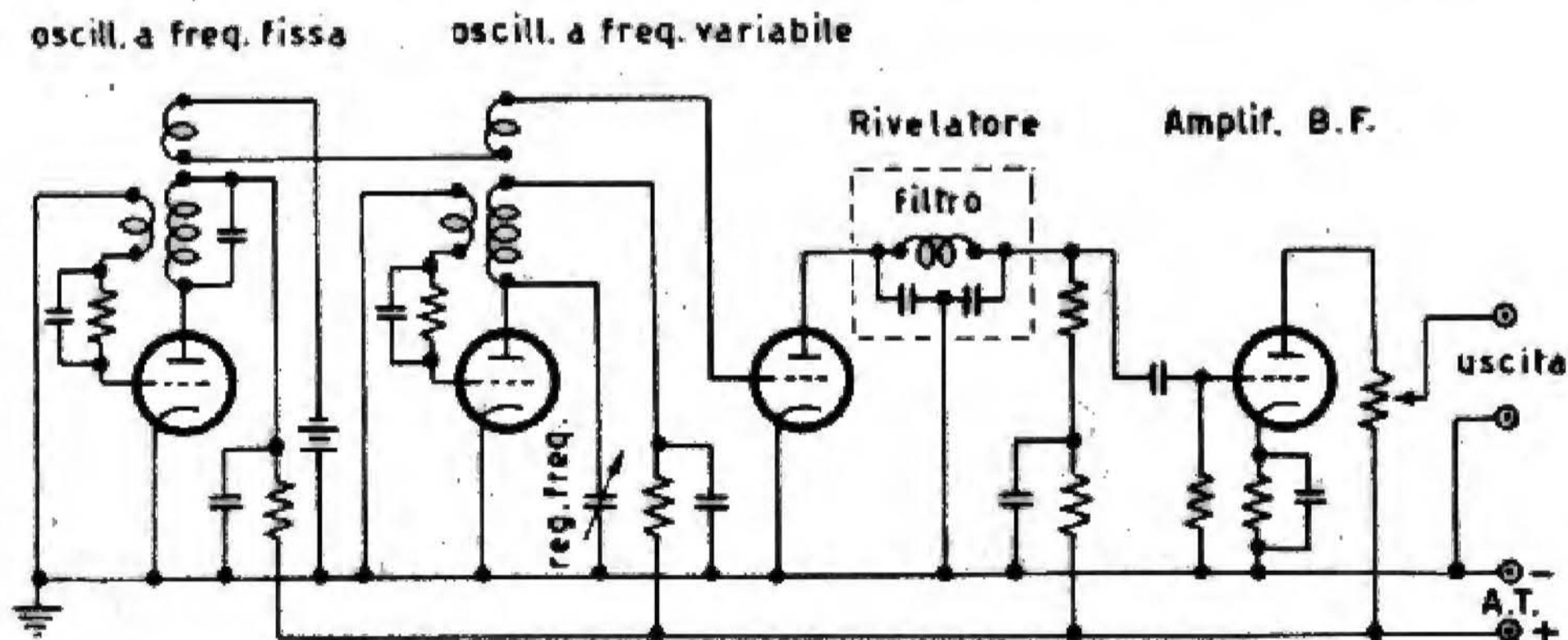


Fig. 137. - Veduta schematica di un oscillatore B.F. a battimenti.

Nella realizzazione più comune l'oscillatore di B. F., quando non è del tipo semplificato a poche frequenze fisse, utilizza il principio del battimento fra due frequenze elevate. I battimenti vengono ottenuti sovrapponendo due segnali a radiofrequenza. Detti segnali si trovano a frequen-

za molto vicina e variabile; essi sono generati da due valvole oscillatrici, di cui una lavora a frequenza fissa e l'altra lavora a frequenza variabile mediante un condensatore di accordo. La variazione della frequenza fonica all'uscita dello strumento è appunto ottenuta tramite la regolazione del condensatore variabile.

Quando le due frequenze sono molto prossime, ossia quando è richiesta una frequenza fonica molto bassa, i due oscillatori tendono ad assumere la stessa frequenza. Per evitare ciò occorre allora un particolare accorgimento, che consiste nell'includere un filtro di bassa frequenza nel circuito d'uscita della valvola sovrappositrice (vedi fig. 137).

La stabilità di frequenza di un generatore a battimenti è generalmente scarsa perché basta una piccolissima variazione di frequenza di uno degli oscillatori per determinare una notevole variazione della frequenza fonica. Anche la corretta forma sinusoidale all'uscita è difficile ad ottenersi con uno strumento di questo genere. Sotto i punti di vista della stabilità e del basso contenuto di armoniche sono senz'altro da preferirsi gli oscillatori ad R-C, che funzionano sulla base di altri principi di più recente applicazione.

La prova di fedeltà di un amplificatore di B. F. viene effettuata ponendo sull'uscita un carico resistivo equivalente alla impedenza media della bobina mobile dell'altoparlante, ed applicando all'ingresso il segnale proveniente da un generatore di frequenze foniche. Sullo stesso carico, ed in qualche caso sulla placca della valvola finale, si pone in parallelo un misuratore d'uscita (vedi paragrafo 117).

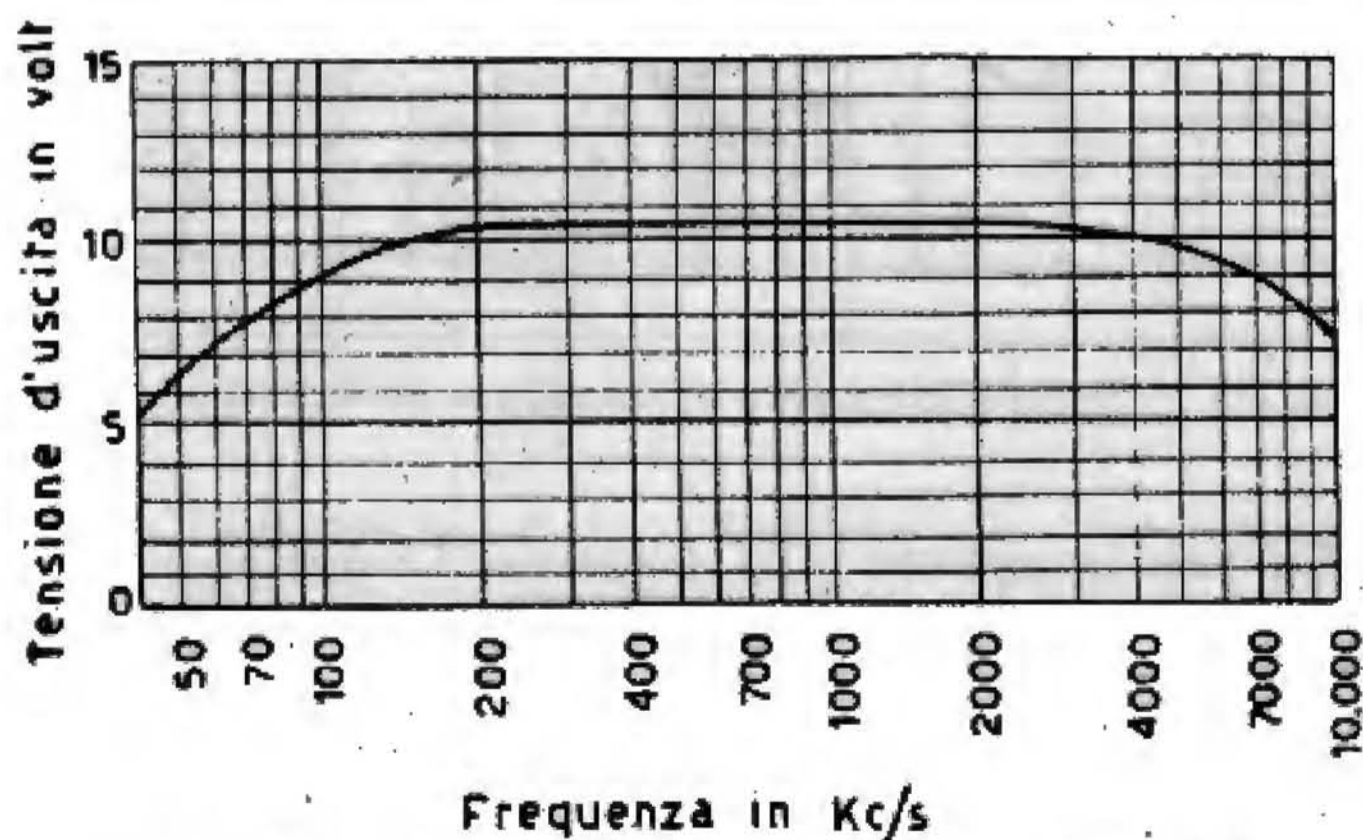


Fig. 138. - Curva di fedeltà di un amplificatore B.F.

Il segnale audio viene regolato inizialmente ad una frequenza di 400 c/s, e ad una ampiezza tale da sviluppare all'uscita dell'amplificatore una potenza che sia circa la metà, o meno, di quella massima ottenibile. Successivamente si fa variare la frequenza dell'oscillatore sopra e sotto il valore di 400 c/s, raggiungendo i limiti di 50 e 10000 c/s. L'ampiezza del segnale dell'oscillatore deve essere tenuta rigorosamente costante. Effettuate le letture d'uscita relativamente alle frequenze tipiche di 50, 70, 100, 200, 400, 1000, 2000, 4000, 7000, 10000 c/s, si traccia un grafico recante in ascisse i valori di frequenza ed in ordinate i valori di tensione misurati. La carta da adoperarsi deve essere simile a quella di fig. 138, ove è riportata una curva di fedeltà di un amplificatore di B. F. funzionante su carico di 15 Ω .

117 Il misuratore d'uscita.

Per il collaudo e la messa a punto dei radioricevitori è molto utile misurare la tensione del segnale alla uscita dello stadio finale, in modo da poter calcolare la potenza utile fornita ed il guadagno complessivo. Servono a ciò i *misuratori d'uscita*. Usati con i generatori di segnali, essi consentono la messa a punto degli amplificatori di B. F., l'allineamento dei vari circuiti di alta frequenza, il confronto fra valvole dello stesso tipo, ecc.

I misuratori d'uscita sono generalmente dei voltmetri per c. a. a sensibilità variabile, costituiti da un milliam-

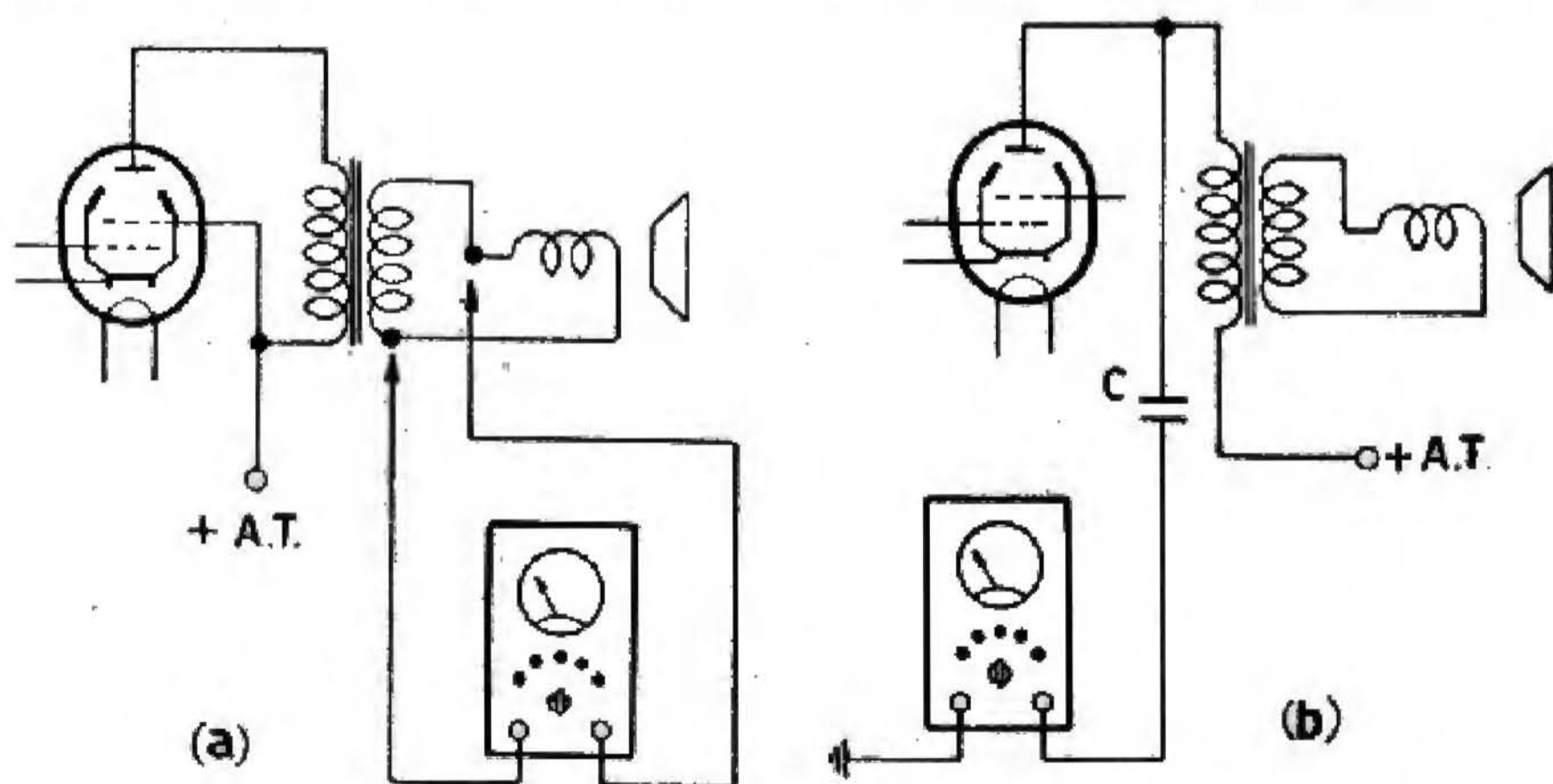


Fig. 139. - Voltmetro c.a. usato come misuratore d'uscita.

perometro a bobina mobile e da un raddrizzatore metallico. Il loro compito è infatti di misurare la tensione del segnale all'uscita di un amplificatore o ricevitore. Le portate dei voltmetri usati come misuratori d'uscita sono abitualmente di 1,5 - 6 - 15 - 60 - 150 e 300 volt.

La fig. 139 mostra come va inserito un voltmetro c. a. per la misura della tensione del segnale presente ai capi del secondario del trasformatore d'uscita. La bobina mobile può essere sostituita da un resistore equivalente, se ciò è ritenuto conveniente. La fig. 139 (b) indica come va usato lo strumento quando si vuole effettuare la misura d'uscita direttamente sulla placca dello stadio finale. Il condensatore C, che è di tipo a carta ed ha una capacità di $0,2 \div 0,5 \mu\text{F}$, deve essere di alto isolamento in relazione alla tensione anodica della valvola.

In fig. 140 è riportato lo schema completo di un misuratore d'uscita. Si tratta di un voltmetro per c. a. a cinque portate, scelte fra quelle più opportune al collaudo dei

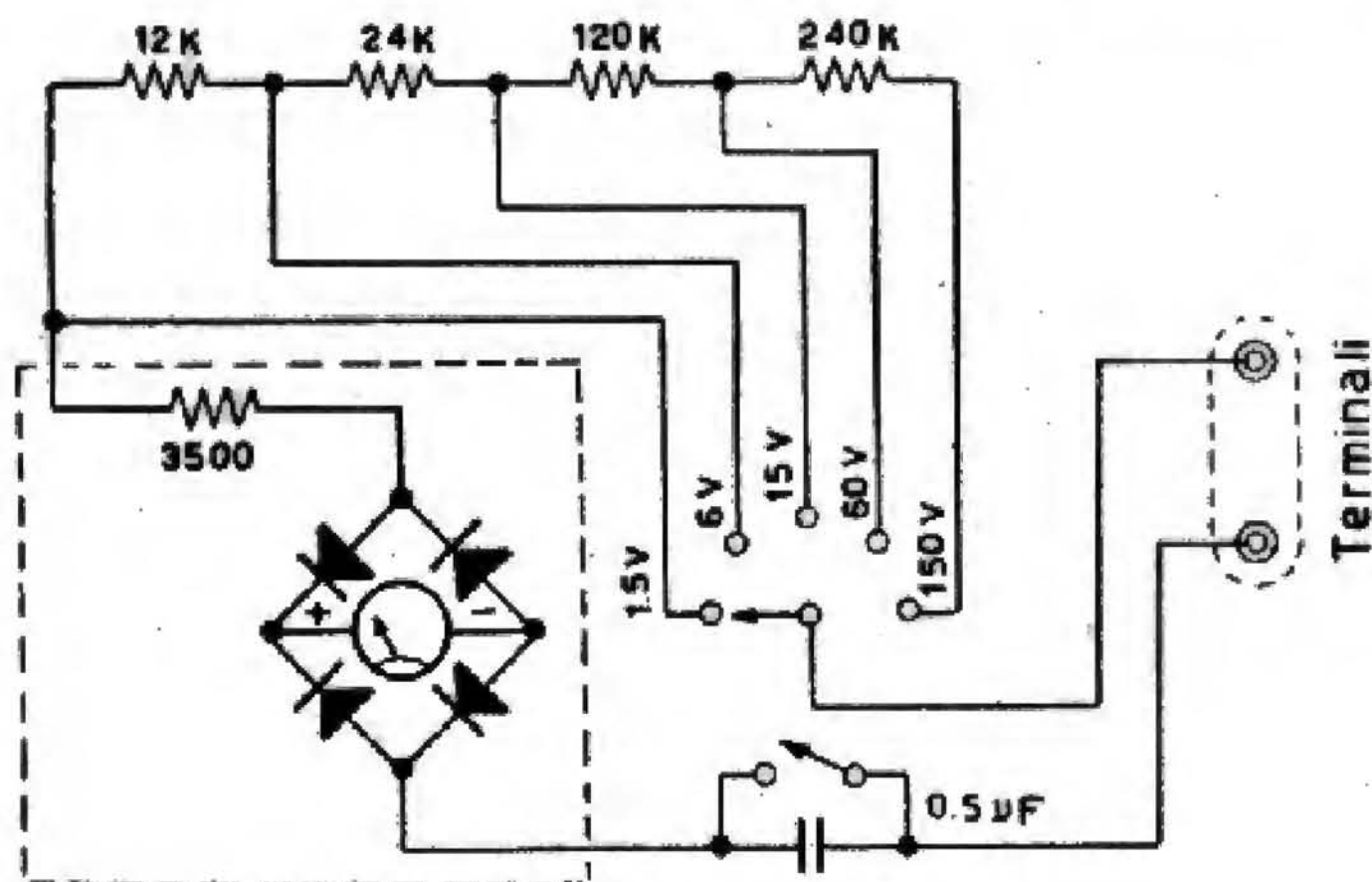


Fig. 140. - Schema di misuratore d'uscita.

radioricevitori. Esse hanno i valori di 1,5 - 6 - 15 - 60 e 150 volt. La resistenza del circuito è di $267 \Omega/\text{V}$, ossia 4000Ω totali per la portata minore e $400 \text{ K} \Omega$ totali per la portata maggiore. In serie ad uno dei terminali dello strumento è visibile un interruttore che permette di includere o meno il condensatore di blocco della componente continua.

Per quanto quasi tutti i misuratori d'uscita siano realizzati in modo analogo a quello illustrato nella fig. 140,

e quindi si prestino ad entrambi i modi d'impiego indicati in fig. 139, avvertiamo che esistono i modelli, detti a *impedenza costante*, che debbono invece essere adoperati esclusivamente in parallelo al secondario del trasformatore di uscita. Questi tipi di misuratori hanno la caratteristica di avere un'impedenza interna che si mantiene costante per

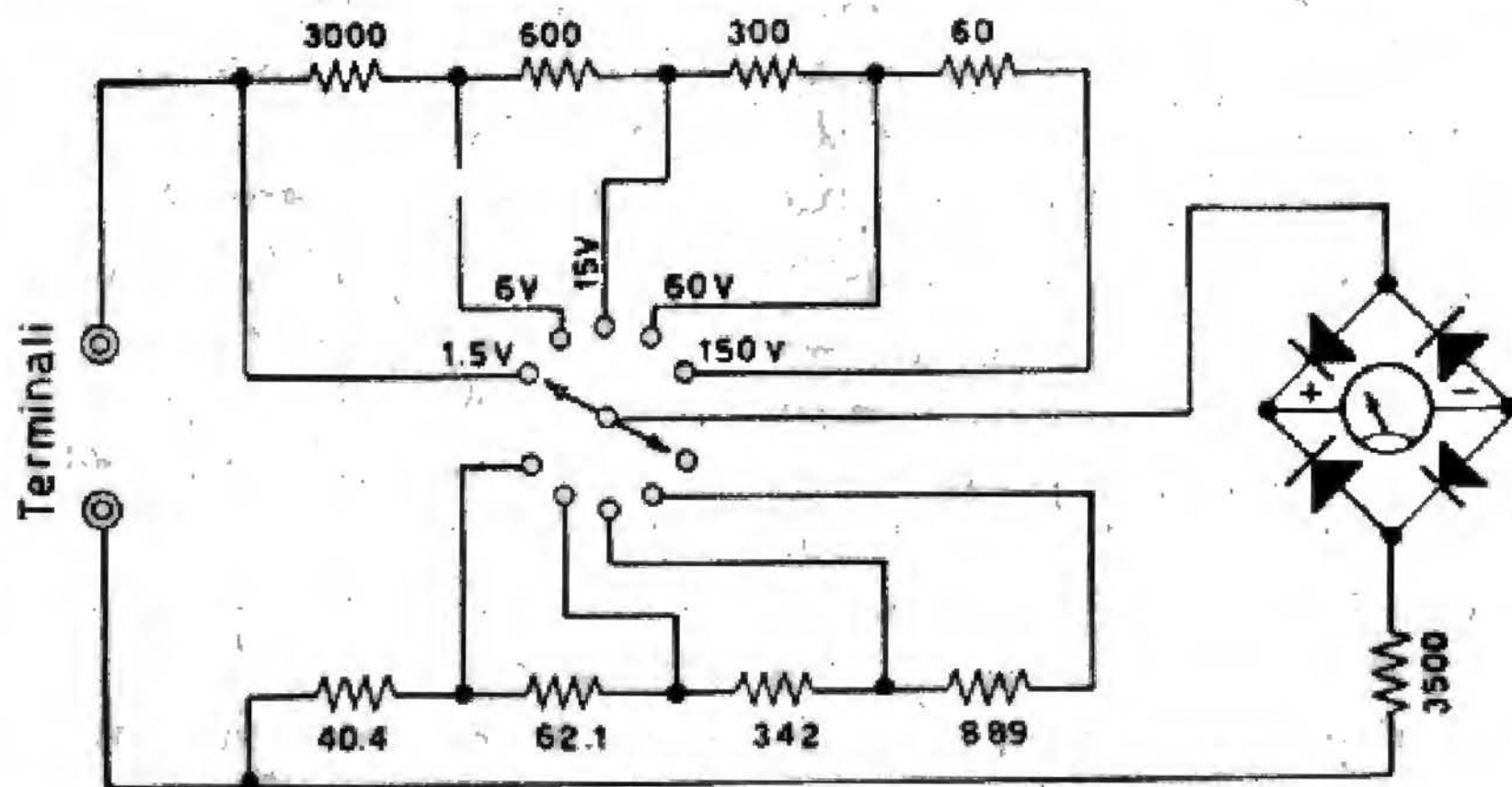


Fig. 141. - Esempio di misuratore d'uscita ad impedenza costante di 4.000 Ω .

tutte le portate di misura. Tale impedenza è generalmente di 4000 Ω , e si comprende come questo relativamente basso valore sia suscettibile di modificare la resistenza di carico della placca dello stadio in esame se il misuratore fosse posto in derivazione al primario del trasformatore d'uscita. In compenso, il misuratore ad impedenza costante è più preciso e non altera minimamente il carico secondario nel passare da una portata all'altra (fig. 141).

118 Il voltmetro a valvola.

Il voltmetro a valvola, detto anche *voltmetro elettronico*, è un voltmetro che presenta una resistenza interna praticamente infinita, anche per la misura di tensioni continue o alternate molto piccole. Da ciò deriva la sua utilità ovunque si tratti di misurare tensioni senza disturbare il circuito al quale viene applicato.

Oltre al requisito di altissima resistenza interna, il voltmetro a valvola è in grado di misurare tensioni alternate di qualsiasi frequenza, sia nel campo acustico che in

quello delle radiofrequenze. Adoperato per c. c., lo strumento in questione serve a misurare la tensione di autopolarizzazione sulla griglia di un oscillatore, a misurare la tensione c. c. sviluppata da un circuito regolatore automatico di sensibilità (c.a.v.), ed in genere per tutte quelle misure sugli elettrodi delle valvole ai quali le tensioni di lavoro vengono applicate attraverso resistori di altissimo valore ohmico. Adoperato per c. a., il voltmetro a valvola serve a misurare le tensioni oscillanti che sono presenti sia sulle griglie delle valvole, sia sulle placche delle medesime.

Al vantaggio della resistenza interna pressoché infinita, fanno riscontro alcuni svantaggi. Il voltmetro elettronico è uno strumento complesso e piuttosto delicato, che non conviene usare quando la misura può essere effettuata, senza grave errore, da un voltmetro normale. Nei confronti di quest'ultimo il voltmetro elettronico è assai meno preciso e non consente la misura diretta di tensioni molto elevate. Richiede infine un'alimentazione esterna che può essere fornita sia da batterie sia dalla tensione di rete.

Il voltmetro a valvola è costituito essenzialmente da una valvola rivelatrice per caratteristica di placca e da un milliamperometro. La tensione alternativa o continua applicata all'ingresso dello strumento determina una variazione della corrente di placca, che è indicata dal milliamperometro.

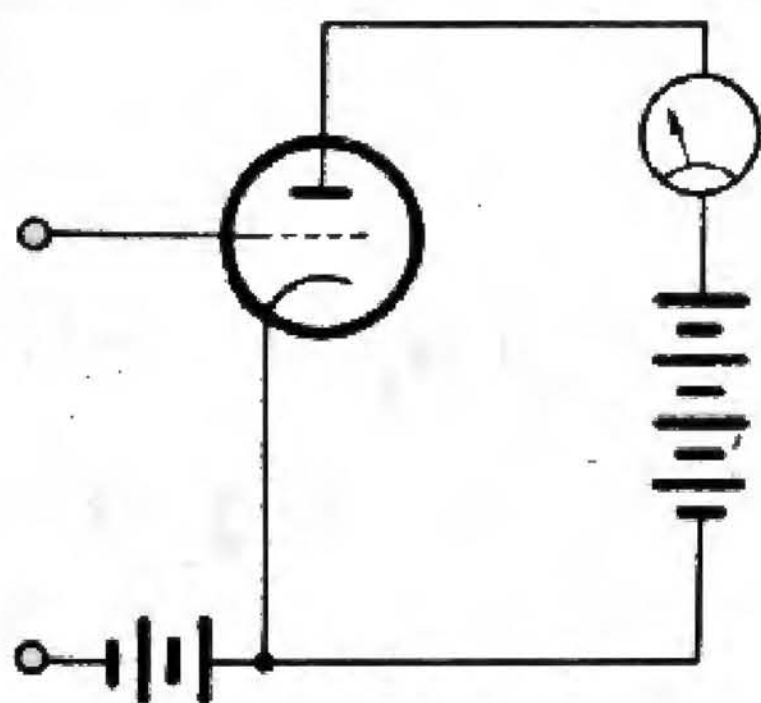


Fig. 142. - Principio di funzionamento del voltmetro a valvola.

Nel caso di tensione alternativa, la valvola provvede alla necessaria rettificazione. L'ampiezza della tensione misurabile è limitata dalla tensione negativa di polarizzazione della valvola stessa.

Lo schema più semplice di voltmetro a valvola è quello di fig. 142. Cortocircuitando i terminali d'ingresso, la tensione di griglia è sufficiente a rendere nulla la corrente di placca.

Togliendo il cortocircuito ed applicando ai morsetti una tensione qualsiasi, tale tensione riduce quella fissa di polarizzazione e causa una corrente di placca che fa deviare l'indice del-

l'indicatore. Se la tensione è continua, occorre collegare la sorgente di essa in modo che la polarità positiva raggiunga direttamente la griglia perché la misura sia possibile.

Gli schemi dei voltmetri a valvola sono molto numerosi. Fra essi è di particolare interesse quello di figura 143, detto di *riporto a zero*. Il principio di funzionamento è di regolare la tensione di polarizzazione, per mezzo del potenziometro, fino a ridurre a zero la corrente di placca in assenza del segnale. Applicando quest'ultimo all'ingresso, si determina nel circuito una certa corrente anodica che dovrà essere annullata mediante una seconda regolazione del potenziometro.

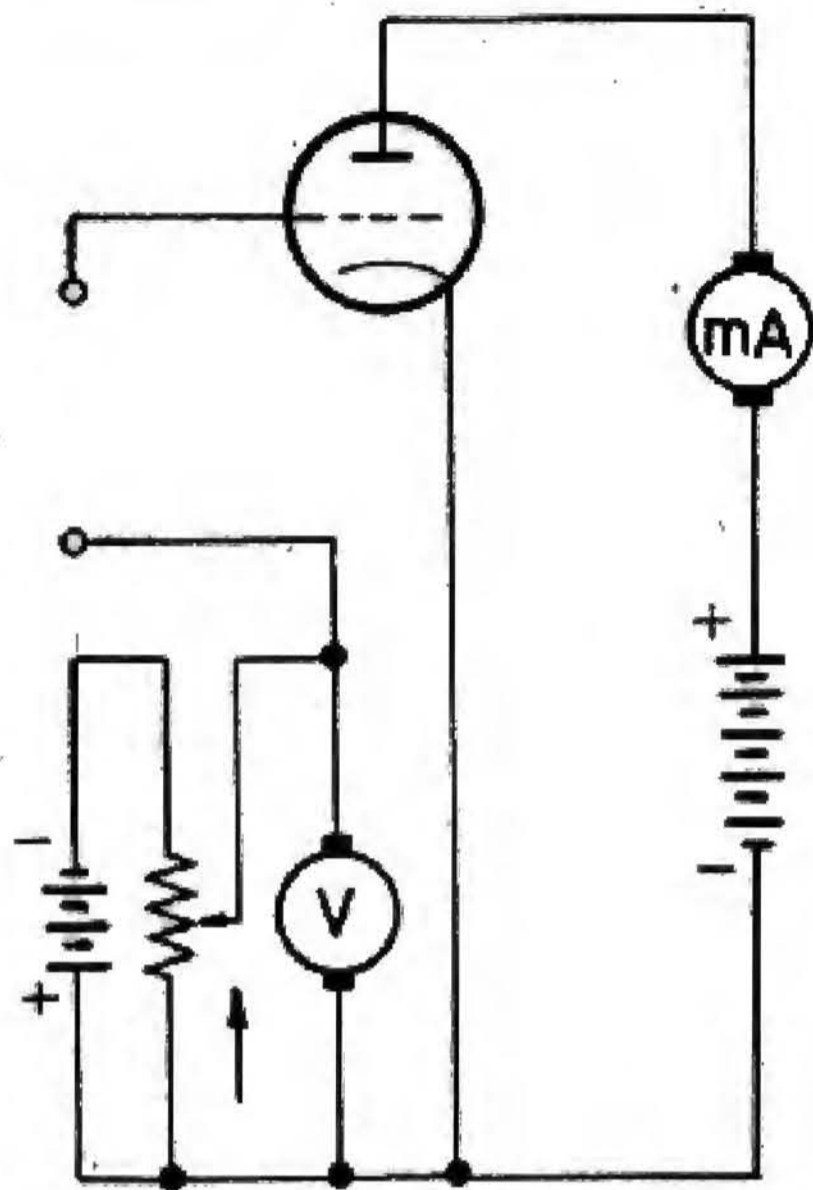


Fig. 143. - Voltmetro a valvola con riporto a zero.

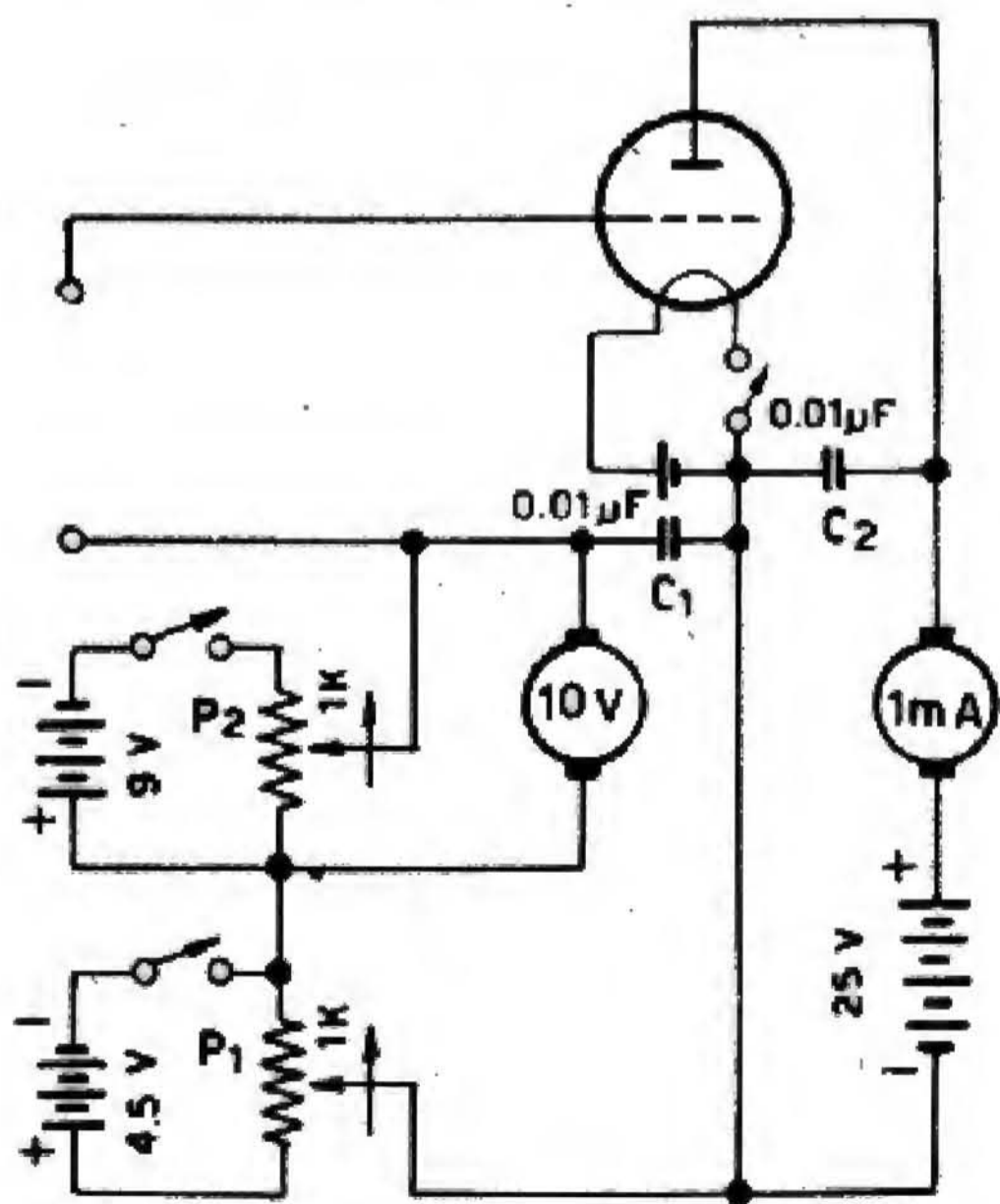


Fig. 144. - Schema pratico di voltmetro a valvola.

potenziometro. Facendo la differenza dei due valori di tensione letti sul voltmetro in corrispondenza alle due regolazioni accennate, si ottiene il valore di picco della tensione alternata applicata all'ingresso.

Una realizzazione più pratica del circuito precedente è offerta dallo schema di fig. 144, ove non è necessario alcun conteggio. Il potenziometro P_1 serve alla

prima regolazione di messa a zero, il potenziamento P_2 serve alla seconda. Naturalmente P_2 deve essere ruotato tutto in senso antiorario (senso inverso della freccia) prima di applicare il segnale. La lettura del voltmetro dà direttamente il valore di picco della tensione da misurare.

È consigliabile, per una maggiore precisione, di effettuare le regolazioni di P_1 e P_2 per uno stesso valore di corrente di placca che sia prossimo allo zero, ma sia ancora leggibile. La massima tensione misurabile è di 9 volt picco, ma questo valore può essere facilmente aumentato aggiungendo altri elementi alla batteria in parallelo a P_1 . I tre interruttori, che debbono rimanere aperti quando l'apparecchio non è funzionante, possono essere azionati contemporaneamente.

Un esempio di voltmetro a valvola realizzato con alimentazione in c. a. è quello di fig. 145. Esso consente tre portate di misura, che sono rispettivamente di 5 V, 15 V,

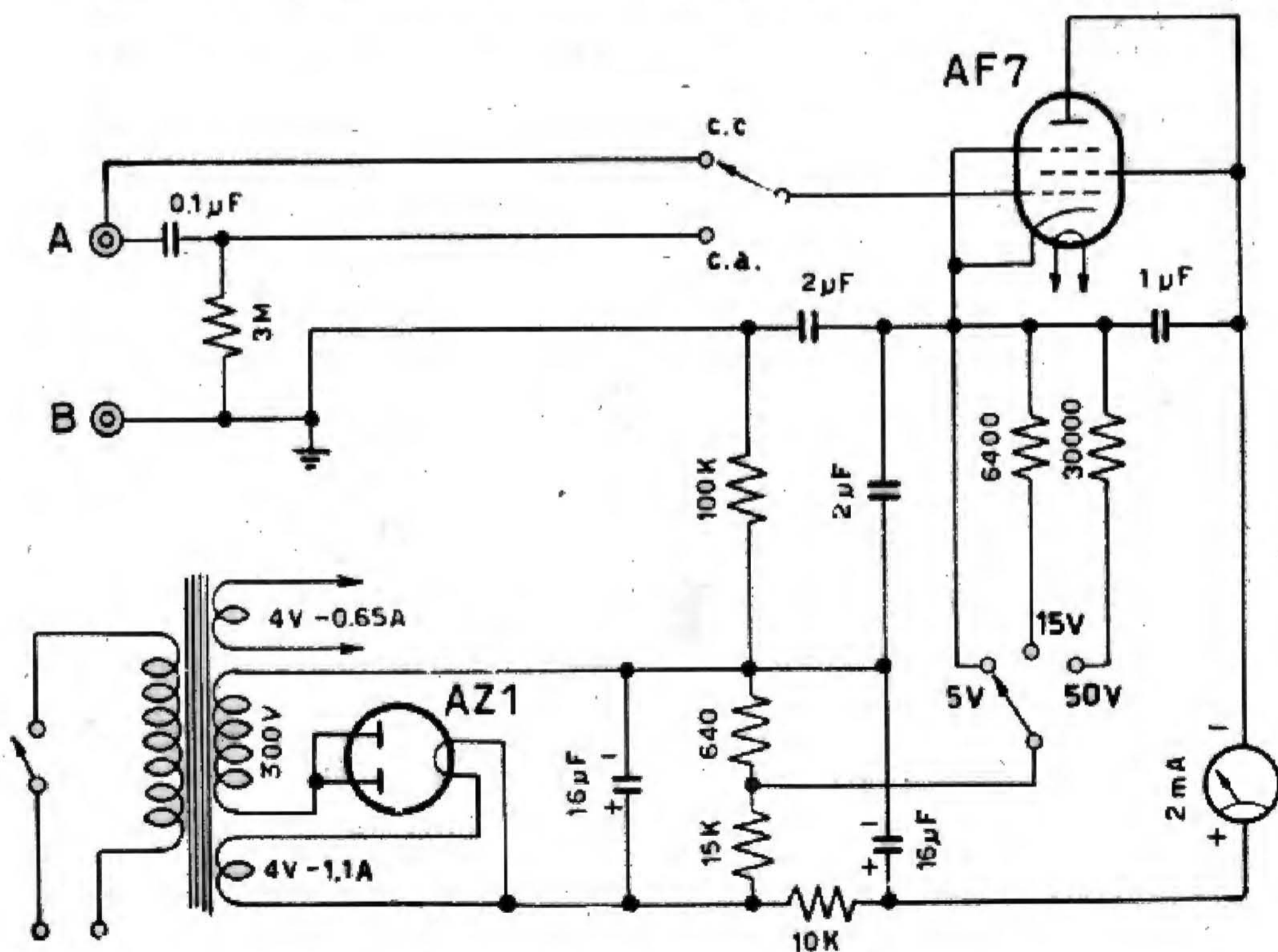


Fig. 145. - Voltmetro a valvola per c.c. e c.a.

e 50 V. Ha una impedenza d'ingresso sufficientemente elevata, ed utilizza uno strumento indicatore di 2 mA. La valvola è un pentodo Philips tipo AF7. Il negativo di griglia è costituito da una parte fissa, ricavata dall'alimentatore e da una parte autoregolabile ottenuta con resistori incorporati nel circuito di catodo. Quando si misurano tensioni continue, occorre ricordare che la polarità positiva deve concordare con il morsetto A e quella negativa con il morsetto B.

Molti voltmetri elettronici, fra cui il modello 726A della General Radio, funzionano secondo il principio illustrato nella fig. 146. Il diodo V_1 , che può essere anche un triodo collegato a diodo, è un tubo di piccolissime dimensioni, ed è montato in una minuscola custodia isolante

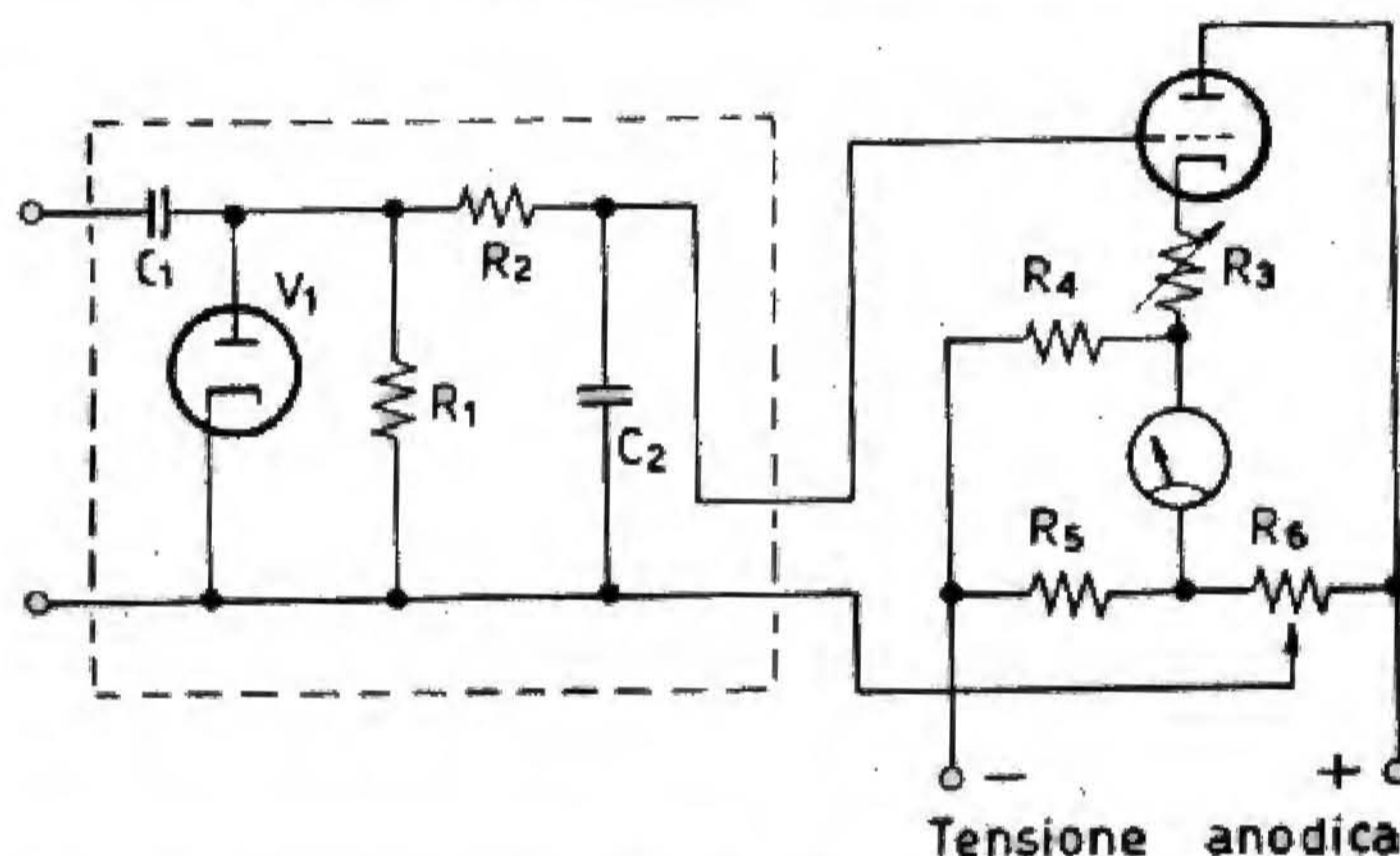


Fig. 146. - Schema semplificato di moderno voltmetro a valvola.

terminata da due contatti sporgenti. Tale custodia, qualche volta chiamata *testina R. F.*, è collegata al resto del circuito tramite un cavo schermato a quattro conduttori. I due contatti rappresentano i terminali d'ingresso dello strumento.

L'altro tubo funziona da amplificatore in c. c. con controreazione. La debolissima tensione c. c. sviluppata in R_1 dal segnale rettificato fa diminuire la corrente di placca della valvola e sbilancia così il circuito di azzeramento disposto nel suo circuito catodico. La variazione di corrente è letta dal microamperometro che ha il quadrante tarato in volt efficaci.

Lo strumento schematicamente indicato in fig. 146 dispone normalmente di cinque portate di tensione, secondo i valori di fondo scala di 1,5 - 5 - 15 - 50 e 150 volt.

La resistenza di autopolarizzazione R_3 stabilizza il guadagno dell'amplificatore, mantenendo costante la taratura e rendendo il circuito sostanzialmente indipendente da variazioni nelle caratteristiche delle valvole. La piccolissima capacità d'ingresso, derivante dal tubo V_1 e dal razionale montaggio nella custodia, permette di misurare tensioni alternate aventi frequenze fino a 100 Mc/s. Il potenziometro R_6 serve alla messa a zero dell'indicatore in assenza del segnale. Commutando la portata di misura si commutano automaticamente i resistori R_3 , R_5 ed R_6 . La sensibilità dell'indicatore di corrente è di 200 μ A fondo scala.

La tensione anodica e quella d'accensione sono ricavate da un piccolo alimentatore incorporato nell'apparecchio.

119 Il grid-dip.

Un semplice ed utilissimo strumento di laboratorio è l'*ondametro oscillatore*, altrimenti conosciuto con il nome di *grid-dip*. Essenzialmente esso è costituito, come si può vedere nell'esempio della fig. 147, da un triodo a basse capacità interelettrodiche (tipo a ghianda o subminiatura), montato in modo che possa funzionare sia da oscillatore Colpitts sia da rivelatore per caratteristica di griglia. Un

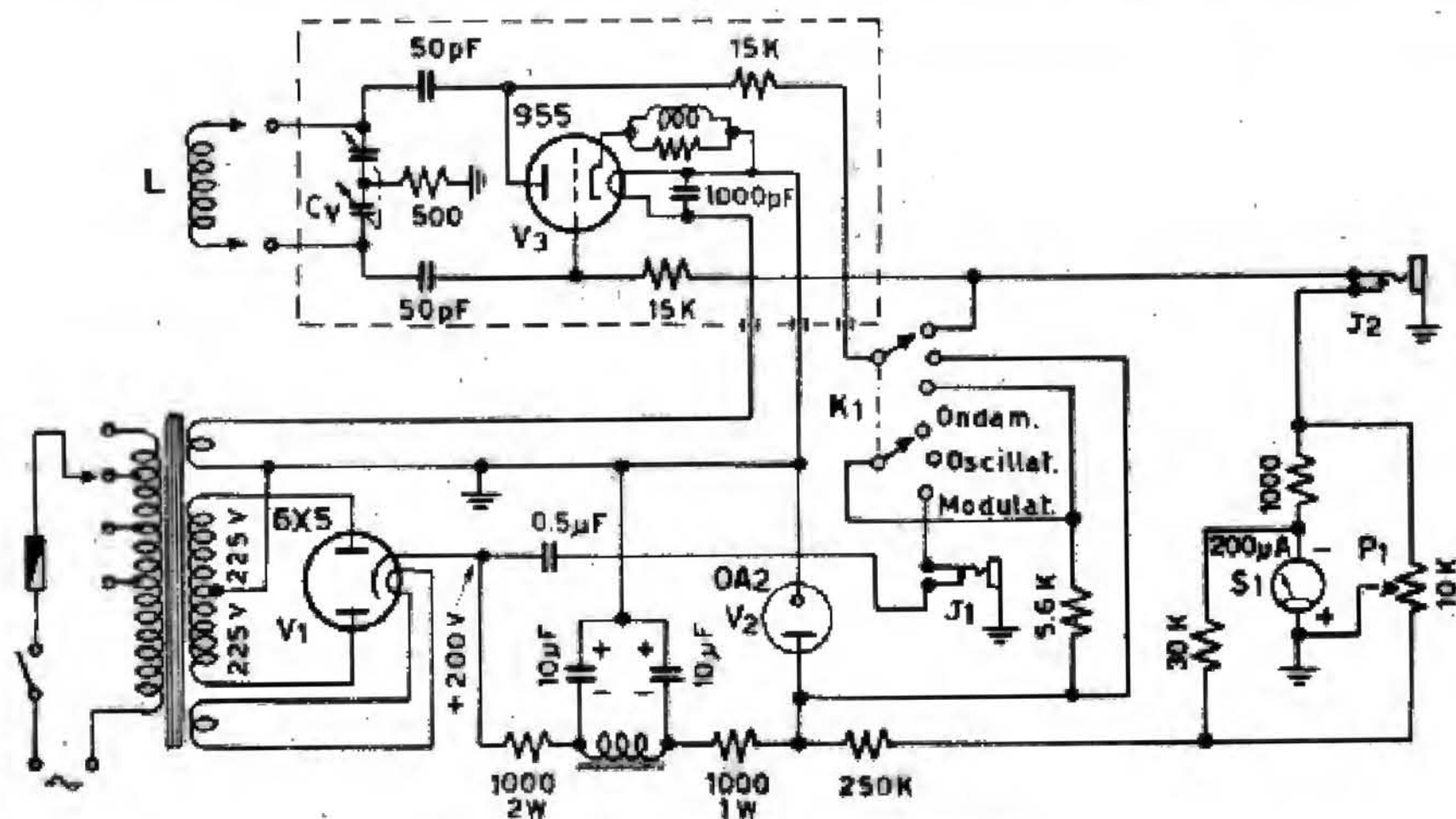


Fig. 147. - Circuito di grid-dip.

tubo rettificatore V_1 ed un tubo stabilizzatore V_2 forniscono la necessaria tensione anodica. Un sensibile indicatore di corrente ed alcuni organi accessori completano lo strumento.

Quando il commutatore K_1 è posto nella posizione *oscillatore*, la tensione c. c. viene applicata al tubo V_3 ed è quindi possibile ottenere l'innescò delle oscillazioni.

Il condensatore variabile doppio C_v e la bobina intercambiabile L permettono di regolare la frequenza al valore voluto. La corrente di griglia scorre attraverso il microamperometro S_1 , il quale ha un gioco di resistori collegato al polo positivo dell'alimentatore per contenere la deviazione dell'indice nel limite di scala.

Quando il commutatore K_1 è ruotato nella posizione *ondametro* (misuratore di lunghezza d'onda o di frequenza), il tubo V_3 cessa di oscillare. Avvicinando la bobina L ad un qualsiasi circuito oscillatore esterno, parte dell'energia R. F. viene captata ed inviata alla griglia del triodo. Dalla conseguente rivelazione nasce una debole corrente di griglia, la cui presenza è segnalata dal microamperometro. Il potenziometro P_1 va regolato in modo che la lettura sia massima. Per aumentare o diminuire altrimenti tale corrente, è necessario accoppiare adeguatamente la bobina L al circuito oscillatore in esame. Naturalmente si dovrà sempre agire sulla sintonia di C_v per portare alla risonanza la detta bobina.

Quando il commutatore K_1 viene spostato nella posizione *modulazione*, lo strumento funziona ancora da oscillatore, ma l'onda emessa è modulata. Infatti dal circuito dell'alimentatore è prelevata una tensione c. a. di circa 25 V (ondulazione presente sul catodo di V_1), che attraverso il condensatore da $0,5 \mu F$ raggiunge la placca del triodo. La necessaria impedenza di carico per la stessa placca è rappresentata dal resistore di $5,6 K\Omega$. Se invece di modulare con il doppio della frequenza rete si desidera modulare con qualsiasi segnale B. F. esterno, l'apposito jack J_1 serve allo scopo.

Oltre che come misuratore di frequenza, il grid-dip può essere utilizzato come controllo di modulazione. Rimanendo, infatti, nella posizione *ondametro*, è possibile inserire una cuffia telefonica nella presa a jack J_2 ed udire

così la modulazione di un eventuale trasmettitore. In tal caso, però, è consigliabile accoppiare molto lascamente la bobina L al circuito del trasmettitore, specialmente se la potenza di questo è notevole.

Un'importante applicazione del grid-dip è quella di utilizzare lo strumento come indicatore di risonanza di un circuito oscillante *freddo*, ossia privo di energia. Ciò è possibile sfruttando il principio dell'assorbimento che è il seguente: se un circuito di risonanza viene avvicinato ad un altro circuito che risuona sulla stessa frequenza ed è sede di oscillazioni, parte dell'energia del secondo circuito viene assorbita dal primo. Nella valvola che alimenta il secondo circuito si verifica, in conseguenza, una diminuzione della corrente di griglia.

Se in prossimità della bobina L del nostro strumento, commutato sulla posizione *oscillatore* è posta la bobina di un eventuale circuito accordato, la corrente di griglia del tubo V_3 subisce un guizzo all'indietro ogni qual volta la frequenza dello strumento coincide con quella del circuito esaminato. Tale guizzo, visibile sul microamperometro, è più o meno pronunciato a seconda del grado di accoppiamento fra le due bobine. Per una migliore valutazione della frequenza di risonanza è bene però ridurre al minimo l'ampiezza del guizzo.

Il grid-dip può essere utilmente impiegato per accordare i circuiti amplificatori di alta e media frequenza di un radioricevitore. Può servire altresì per controllare la

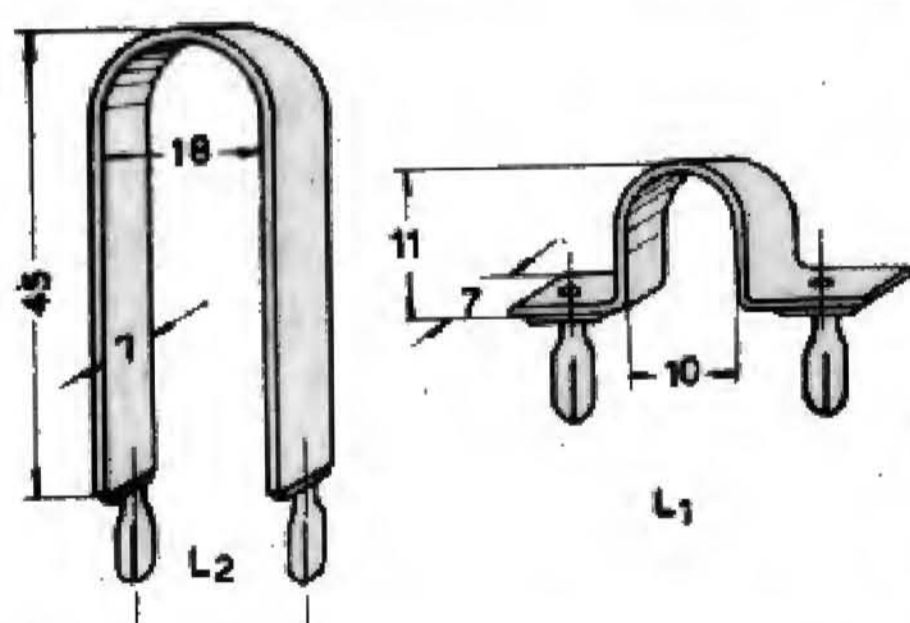


Fig. 148. - Bobine L_1 ed L_2 del grid-dip (misure in mm.).

gamma di frequenza coperta dall'oscillatore di conversione. Anche per la progettazione di piccoli trasmettitori il grid-dip è d'incomparabile aiuto nella rapida verifica delle condizioni di risonanza e di efficienza dei circuiti oscillanti di R. F.

Nella tabella VIII ed in fig. 148 diamo alcune indicazioni che possono servire alla realizzazione di una serie di bobine atta a coprire il campo di frequenza da

2 ÷ 400 Mc/s. Le bobine L_1 ed L_2 debbono essere costruite con piattina di rame argentato dello spessore di circa 1 mm. Le altre bobine sono cilindriche, ad uno strato, avvolte con comune filo smaltato. Il supporto di ciascuna bobina è provvisto di due spine a banana, distanziate di 20 mm. Le bobine L_3 ÷ L_7 debbono essere immerse in un bagno di trolitul o paraffina allo scopo di immobilizzarne le spire. Il condensatore variabile che accorda le bobine (C_v in fig. 147) ha due sezioni uguali, aventi ciascuna la capacità massima di 110 pF.

TABELLA VIII - DATI PER BOBINE DI SINTONIA
del circuito di fig. 147

L	frequenza in Mc/s	Ø filo in mm	Spire	Lunghezza avvolgimento in mm	Ø supporto in mm
L_3	45 ÷ 100	0,8	2,5	2,5	19,5
L_4	21 ÷ 46	0,8	8	8	19,5
L_5	10 ÷ 22	0,5	19	14,5	19,5
L_6	4,8 ÷ 11	0,3	38	14	19,5
L_7	2 ÷ 5	0,12	105	16,5	19,5

120 L'oscilloscopio.

L'*oscilloscopio* o *oscillografo*, è uno strumento atto principalmente a mostrare la forma d'onda di una tensione alternata o comunque variabile. Esso impiega alcuni tubi elettronici normali ed un tubo speciale chiamato *tubo a raggi catodici*. Il tubo a raggi catodici è simile ad una comune valvola radio, con la differenza che gli elettroni emessi dal catodo non vengono raccolti da una placca polarizzata positivamente, ma vanno a colpire uno schermo fluorescente producendo su di esso una traccia luminosa. Alcuni elementi del tubo, opportunamente disposti, concentrano il fascio di elettroni in modo da formare un sottile pennello che genera sullo schermo un punto visibile.

Oltre al catodo ed allo schermo, sono presenti nel tubo a raggi catodici i seguenti altri elettrodi:

a) due anodi cilindrici (A_1 ed A_2 in fig. 149), che si comportano come lenti di concentrazione del fascio elettronico. Tali anodi lavorano a tensioni positive diverse, il primo a tensione minore, il secondo a tensione maggiore.

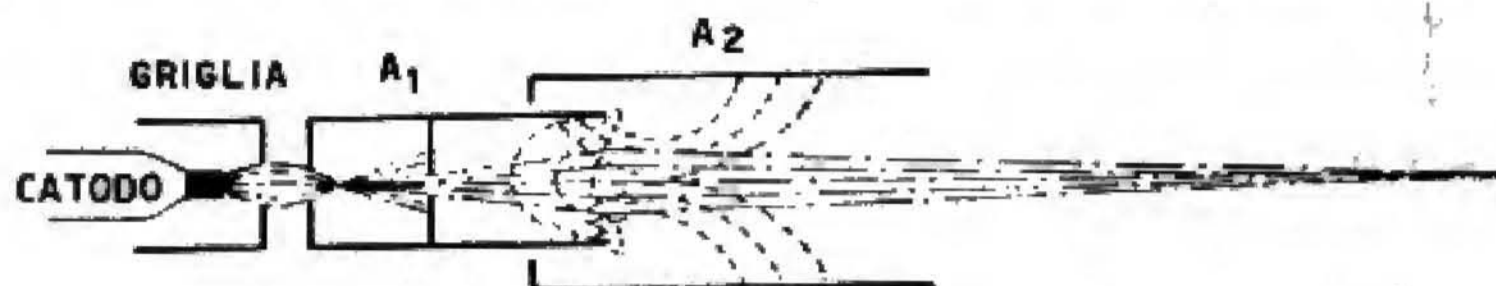


Fig. 149. - Azione degli anodi in un tubo a raggi catodici.

Variando la tensione del primo anodo, si può osservare che per un particolare valore di essa si ha una migliore concentrazione del pennello sullo schermo fluorescente e la traccia luminosa acquista contorni più nitidi e dimensioni più piccole: si dice che il pennello luminoso è *a fuoco*;

b) una griglia pure di forma cilindrica, la quale è disposta tra il catodo ed il primo anodo e serve a regolare l'intensità del punto luminoso, ossia l'intensità del pennello elettronico;

c) quattro *placchette di deflessione*, due delle quali disposte in posizione verticale e due in posizione orizzontale (vedi fig. 150). Esse consentono di mettere in rapido movimento il punto luminoso: la coppia verticale lo sposta in senso orizzontale, ossia da sinistra a destra e vice-

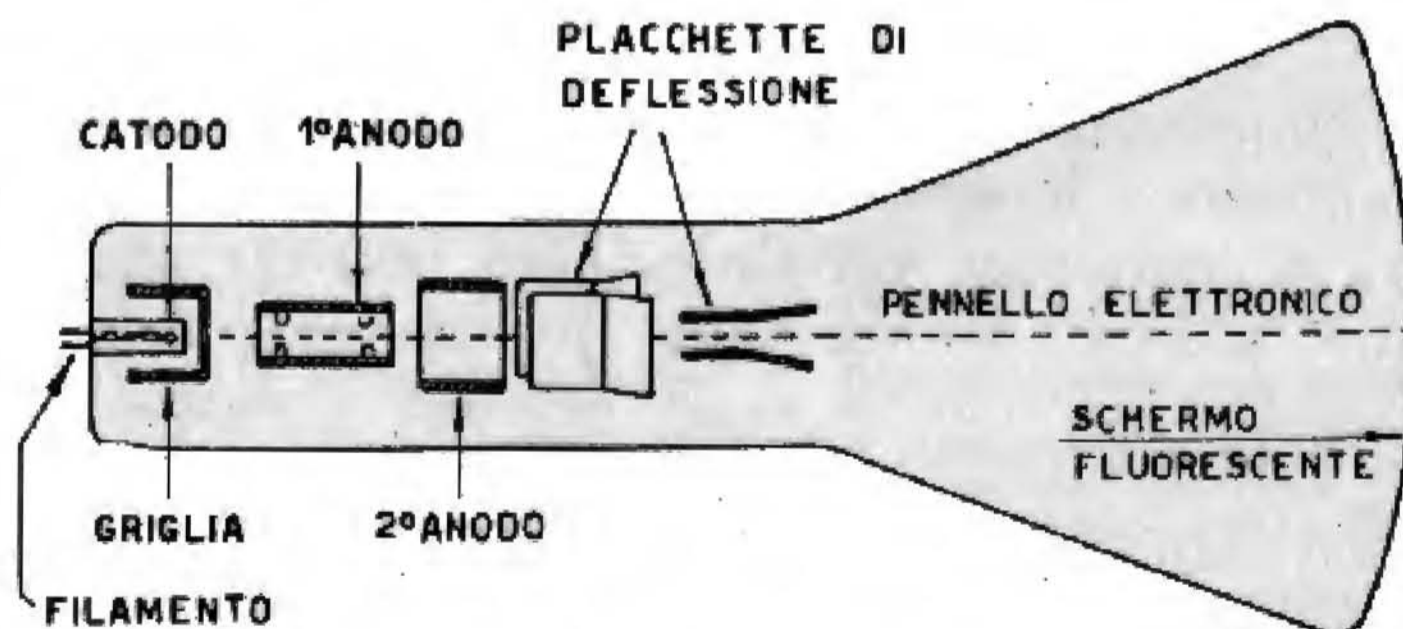


Fig. 150. - Disposizione degli elettrodi all'interno del tubo a raggi catodici.

versa; la coppia orizzontale lo sposta in senso verticale, ossia dall'alto al basso e viceversa. Mediante l'azione simultanea delle placchette si può costringere il punto lu-

minoso ad esplorare tutto lo schermo fluorescente, sviluppando tante righe orizzontali in modo da far apparire interamente illuminato il detto schermo (principio seguito dalla televisione). Ad una coppia di placchette vengono applicate apposite tensioni, dette a *dente di sega*, la cui forma è indicata nella fig. 151.

Le applicazioni del tubo a raggi catodici sono numerose, utilissime e molto pratiche. Oltre a far vedere la forma d'onda di

una tensione alternata, l'oscilloscopio è in grado di mostrare la curva caratteristica di una valvola, la curva di risonanza di uno stadio di alta o media frequenza, la curva di banda complessiva di un amplificatore per radiorecettore, ecc.

È bene forse avvertire che l'oscilloscopio è uno strumento che può essere adoperato convenientemente solo dal radiotecnico esperto, il quale conosce perfettamente ogni altra specie di strumento di laboratorio. Esso richiede spesso altre apparecchiature complesse e costose. Ne consegue che l'accennato strumento, pur essendo di grandissima utilità per un laboratorio attrezzato, offre scarso interesse al principiante od al radioriparatore di modesta attività.

Categorie di oscilloscopi e parti componenti. — A seconda del tubo a raggi catodici impiegato, gli oscilloscopi si possono dividere in tre grandi classi così chiamate:

1^a) *Oscilloscopi a tubo piccolo.* - Il diametro utile dello schermo circolare è di 3,5 cm. circa. Appartengono a questa specie gli oscilloscopi che usano il tubo RCA 913, di produzione americana, oppure il tubo Philips DG3/2, di produzione europea.

2^a) *Oscilloscopi a tubo medio.* - Il diametro utile dello schermo fluorescente è di 7 cm. circa. Appartengono a questa categoria gli oscilloscopi che usano il tubo RCA 906, oppure il tubo Philips DG7/2.

3^a) *Oscilloscopi a tubo grande.* - Il diametro utile dello schermo è di circa 12 cm. I tubi adoperati sono

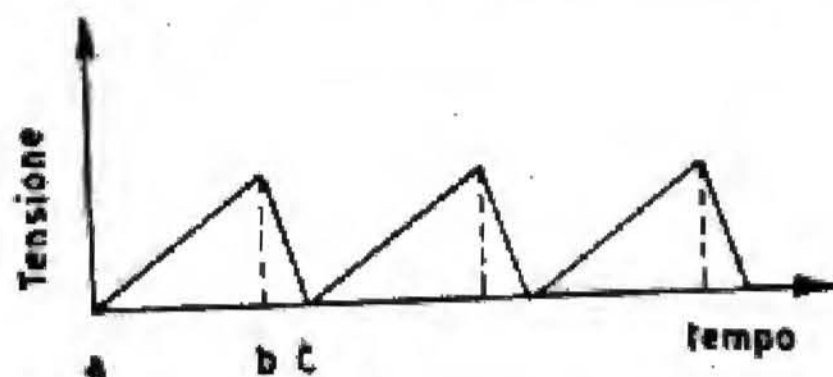


Fig. 151. - Diagramma di una tensione a dente di sega.

quelli americani RCA 912, RCA 5AP1, RCA 5BP1, oppure quelli europei equivalenti.

Fra la prima e la seconda categoria si inseriscono gli oscilloscopi che montano tubi da due pollici, ossia di circa 5 cm. di diametro (2AP1, 2BP1). Negli oscilloscopi di classe non è raro trovare tubi a raggi catodici di 7 pollici, ossia di circa 17 cm. di diametro (7JP1, 7VP1).

Qualsiasi oscillografo può venire suddiviso nelle cinque parti seguenti:

a) il tubo a raggi catodici per la visione dell'immagine;

b) il generatore di denti di sega, detto anche *oscillatore per la base tempi*. Serve per la definizione orizzontale e sposta con velocità uniforme il punto luminoso da sinistra a destra, con movimento ritmico;

c) l'amplificatore verticale, detto anche *amplificatore dell'asse y*. Serve ad amplificare il segnale che si vuole esaminare e che è destinato a spostare dall'alto al basso il punto luminoso. Tale segnale è applicato alle placchette per la deflessione verticale (da qui il nome di amplificatore verticale);

d) l'amplificatore orizzontale o *amplificatore dell'asse x*. È collegato alle placchette di deflessione orizzontale, ed amplifica il segnale a dente di sega oppure qualsiasi altro segnale con il quale si vuole effettuare, dall'esterno, lo spostamento orizzontale del punto luminoso;

e) l'alimentatore, che fornisce tutte le tensioni necessarie al funzionamento dello strumento.

Un oscilloscopio di tipo normale, che permette l'esame di fenomeni alternativi aventi frequenza fino a 100 Kc/s, comprende generalmente cinque valvole così distribuite:

1) un triodo a gas, detto *tiratron*, per il generatore di denti di sega. Si tratta per lo più di una valvola tipo RCA 884, RCA 885, oppure Philips EC 50;

2) un pentodo di amplificazione verticale. Sono di regola usate valvole del tipo normale 77, 6J7, AF7, oppure del tipo miniatura 6AV6, 6AG5, 6AK5;

3) un pentodo di amplificazione orizzontale. È usata generalmente una valvola dello stesso tipo di quella per l'amplificatore verticale;

4-5) due valvole rettificatrici per l'alimentazione anodica. Di solito vengono adoperate due 5Y3, di cui una in rettificazione a piena onda per l'alta tensione delle valvole amplificatrici e del tiratron, ed una in rettificazione a mezza onda per l'alta tensione del tubo a raggi catodici. In alcuni oscillografi l'alta tensione del secondo anodo del tubo raggiunge valori fra 1200 e 1500 volt; non è quindi più adatta la valvola rettificatrice 5Y3, che ha una tensione di picco inversa piuttosto modesta, e si troverà in suo luogo una valvola del tipo 2X2.

Produzione della traccia luminosa. — Se ad una coppia di placchette deviatrici di un tubo a raggi catodici viene applicata una tensione alternata, si determina sullo schermo fluorescente una traccia luminosa lineare in conseguenza del moto rapido di avanti e indietro del pennello elettronico. L'azione sul pennello è di natura elettrostatica. Il campo elettrico alternativo che si stabilisce fra le due placchette di deflessione fa deviare il pennello e con esso il punto luminoso, ora in un senso ora nell'altro. Se il moto è sufficientemente rapido, cioè se la frequenza del segnale è abbastanza elevata, per il fenomeno di persistenza delle immagini, si ha l'impressione di vedere sullo schermo una traccia continua. Se si sostituisce la tensione c. a. con una tensione c. c., si vedrebbe il punto luminoso spostarsi soltanto dal centro verso l'alto o verso il basso, oppure dal centro verso sinistra o verso destra, a seconda della coppia di placchette usata. L'inversione della polarità provocherebbe l'inversione dello spostamento.

Un segnale alternativo applicato alle placchette disposte verticalmente produce sullo schermo una riga orizzontale. Un segnale dello stesso genere applicato alle placchette disposte orizzontalmente produce sullo schermo una riga verticale.

Supponiamo ora di far agire, contemporaneamente, entrambi le coppie di placchette. Ad una coppia (di solito a quella che provoca lo spostamento verticale) applichiamo un segnale a denté di sega. Il primo segnale pro-

durrà un movimento sinusoidale tendente a spostare il punto luminoso dall'alto verso il basso e viceversa; il secondo segnale produrrà un movimento uniforme e ritmico tendente a spostare il punto luminoso da sinistra a destra e viceversa. Se le frequenze dei due segnali coincidono, ossia se la durata di una sinusoide corrisponde alla durata di un dente di sega, la combinazione dei due moti farà apparire sullo schermo una curva che è l'esatta riproduzione della forma d'onda del segnale sinusoidale. La tensione a dente di sega, infatti, ha la caratteristica di aumentare linearmente nel tempo e quindi dà luogo ad un moto uniforme del punto luminoso che permette alla sinusoide del segnale in esame di svilupparsi orizzontalmente senza deformazioni. Durante il tempo di ritorno del dente (tratto b-c di fig. 151) il punto luminoso si riporta rapidamente all'estremità sinistra della traccia, per dar luogo ad una seconda sinusoide che si sovrappone alla prima, e così via.

Se il periodo del dente di sega è maggiore di quello dell'altro segnale, per esempio, di due o tre volte, appaiono sullo schermo due o tre sinusoidi eguali, ciascuna delle quali rappresenta la forma d'onda del segnale applicato alle placchette di deflessione verticale. Se il dente di sega prodotto dall'oscillatore dell'asse tempi dell'oscillografo non ha una forma perfettamente triangolare, le varie sinusoidi possono assumere un diverso sviluppo orizzontale, apparendo ove più compresse ove più dilatate.

Se il segnale applicato all'asse y non è sinusoidale, la sua forma è comunque visibile sullo schermo per un processo analogo a quello testé descritto.

Sincronizzazione dell'immagine. — Perché l'immagine della forma d'onda di un determinato segnale sia facilmente analizzabile, occorre che essa sia ben ferma sullo schermo fluorescente. Per ottenere questo, non basta che la frequenza del dente di sega corrisponda esattamente alla frequenza del segnale o ad un suo sottomultiplo. È necessario anche che la fase dei due segnali di deflessione sia eguale: ciò significa che il segnale da esaminare, considerato in un ciclo completo, abbia inizio nello stesso istante in cui comincia a nascere uno dei denti di sega. L'operazione che porta la coincidenza di fase fra i due segnali è chiamata *sincronizzazione*. Essa è ottenuta applicando

alla griglia del tiratron una piccola frazione del segnale di deflessione verticale.

Quando non esiste sincronizzazione, oppure questa è insufficiente, si nota un certo scorrimento dell'immagine verso destra o verso sinistra. Il sincronismo qualche volta è anche effettuato tramite una sorgente esterna che sia in qualche modo legata al segnale da esaminare.

Comandi dell'oscilloscopio. — Qualsiasi oscilloscopio è dotato di una serie di comandi esterni per effettuare le varie regolazioni necessarie al funzionamento dello strumento. Tali comandi sono generalmente i seguenti:

a) *Comando di messa a fuoco.* - È costituito da un potenziometro con il quale è possibile variare la tensione del primo anodo del tubo a raggi catodici. Da questa regolazione dipende la dimensione del punto luminoso, ossia la nitidezza dell'immagine.

b) *Comando di luminosità.* - È costituito da un resistore variabile che regola la tensione negativa della griglia, ed in conseguenza l'intensità del pennello catodico.

c) *Comando di spostamento verticale.* - Anche qui si tratta di un potenziometro. Con esso si varia la tensione di polarizzazione (tensione base c. c.) applicata alla coppia di placchette orizzontali, causando uno spostamento verticale dell'immagine sullo schermo del tubo.

d) *Comando di spostamento orizzontale.* - È un comando simile a quello precedente, con la differenza che interessa l'altra coppia di placchette e permette lo spostamento in senso orizzontale dell'immagine.

e) *Comando di amplificazione verticale.* - Serve a regolare l'ampiezza del segnale da esaminare all'ingresso dell'amplificatore dell'asse Y, onde ottenere sullo schermo una traccia sufficientemente sviluppata in altezza per una comoda osservazione.

f) *Comando di amplificazione orizzontale.* - Serve a regolare l'ampiezza della tensione a dente di sega che viene inviata alle placchette verticali per una conveniente estensione orizzontale dell'immagine.

g) *Comando di campo di frequenza.* - Si tratta di un commutatore rotante per la inserzione di capacità di diverso valore nel circuito del generatore di denti di sega. Le gamme di frequenza sono di solito 5 o 6, e vanno generalmente da una frequenza minima di 15 p/s ad una frequenza massima di 30000 p/s.

h) *Comando fine di frequenza.* - È un potenziometro per mezzo del quale si varia in modo continuo la frequenza dell'oscillazione a dente di sega, onde ottenere qualsiasi valore nel campo anzidetto.

i) *Comando di sincronismo.* - È costituito da un potenziometro con cui è possibile regolare la ampiezza del segnale di sincronizzazione, che, come è stato spiegato, può essere una frazione del segnale da esaminare oppure un segnale esterno.

Oltre ai comandi, esistono sul pannello frontale dell'oscilloscopio due morsetti per l'ingresso del segnale di deflessione verticale, due morsetti per un eventuale segnale esterno di de-

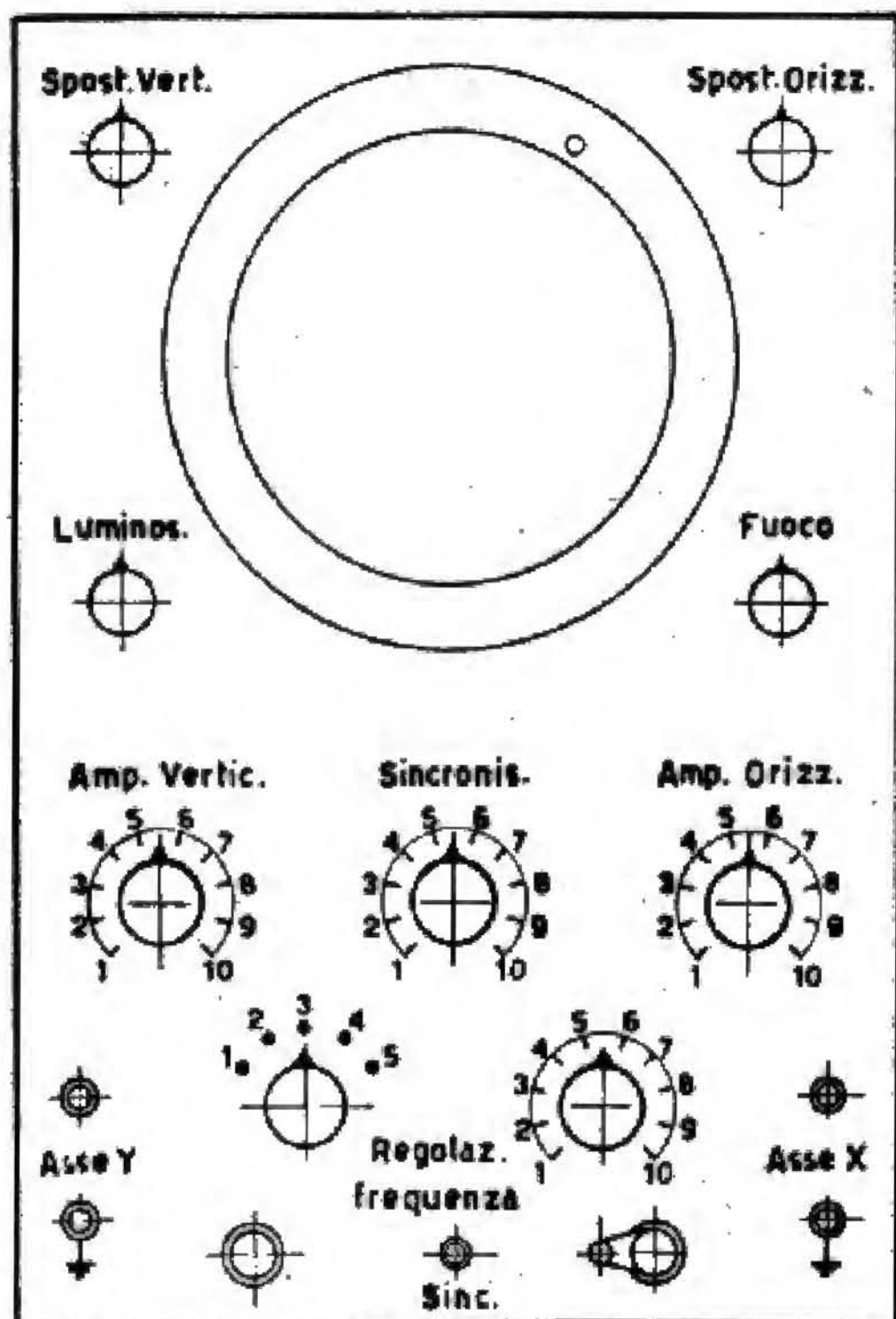


Fig. 152. - Aspetto frontale di un oscilloscopio con schermo da 5 pollici.

flessione orizzontale, un morsetto per l'entrata del sincronismo esterno, una lampadina spia e l'interruttore di rete (fig. 152).

Uso dell'oscilloscopio per l'allineamento dei radioricevitori. - Una delle applicazioni più importanti dell'oscillografo è quella che permette di vedere sullo schermo fluo-

rescente la curva di risonanza di uno stadio amplificatore di media frequenza, oppure la curva di responso complessivo di più stadi in cascata. Non si tratta in tal caso di esaminare la forma d'onda di una tensione alternata, bensì di controllare la curva di variazione della tensione d'uscita di un amplificatore in relazione ad una data banda di frequenza.

Supponiamo di collegare all'ingresso dello stadio F. I. di un radiorecettore un generatore di segnali campione. L'uscita dello stesso stadio sia collegata ai morsetti dell'asse Y dell'oscillografo. Per poter vedere la curva di risonanza occorre variare la frequenza del generatore in modo da coprire una banda di frequenza di 15 o 20 Kc/s intorno al valore della F. I. Se tale frequenza intermedia è, per esempio, di 450 Kc/s, la frequenza del generatore deve variare fra 440 e 460 Kc/s. La detta variazione deve avvenire in modo continuo dal valore minore a quello maggiore, e viceversa.

Non basta spostare manualmente il comando di sintonia del generatore, poiché il movimento sarebbe troppo lento; occorre effettuare spostamenti rapidi da un estremo all'altro della banda di frequenza con un ritmo di almeno 30 o 50 volte al minuto secondo. Se non si agisce in questo modo non si ottiene la persistenza dell'immagine, con il risultato di non rendere visibile la curva di risonanza.

Per fare in modo che il generatore non fornisca una frequenza fissa ma fornisca tutta una banda di frequenze, si può connettere in parallelo al suo condensatore variabile un piccolo compensatore ad aria di circa $20 \div 25$ pF (dalla capacità dipende l'ampiezza della banda), e far ruotare le lamine mobili dello stesso, in modo costante, mediante un motorino elettrico. Si può raggiungere lo stesso scopo attraverso dispositivi elettronici nei quali speciali circuiti producono automaticamente la variazione di frequenza necessaria. Un generatore particolarmente adatto per questo genere di prove è il cosiddetto *generatore sweep*.

È possibile ottenere la curva di risonanza complessiva del ricevitore in esame applicando la banda di frequenze all'ingresso d'antenna; l'oscillografo può venire collegato

al resistore di carico del diodo rivelatore. La fig. 153 mostra alcune curve di risonanza come sono viste sullo schermo. In tal modo si può constatare se la curva è regolare

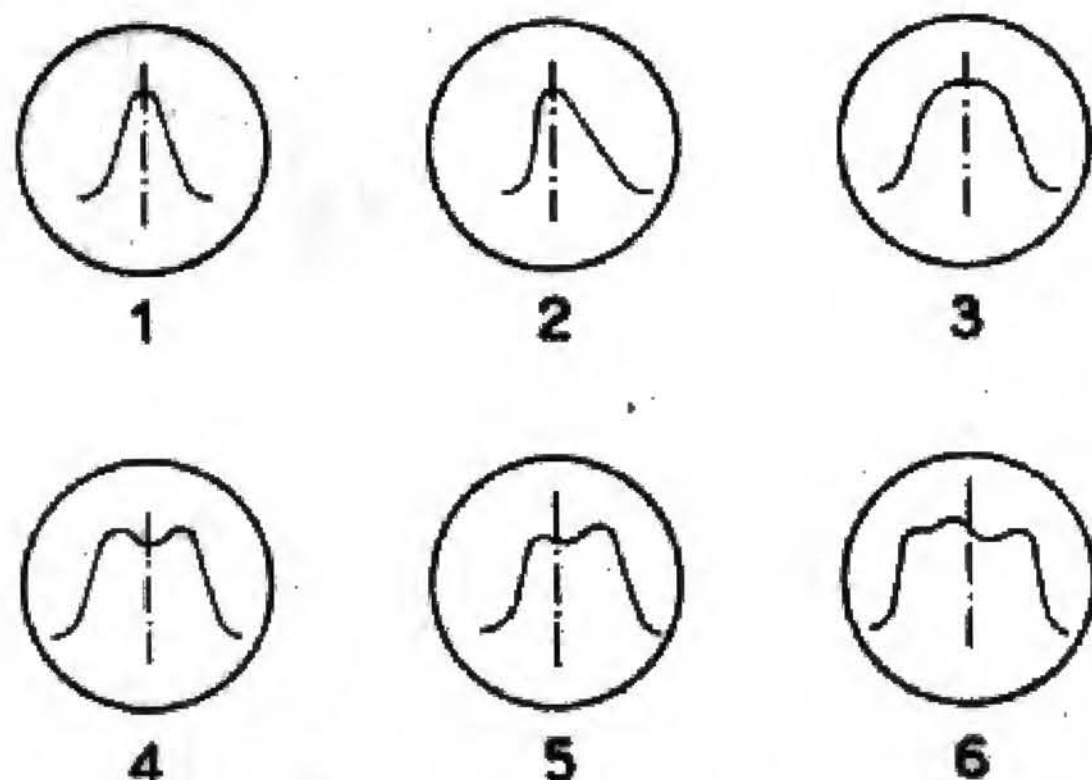


Fig. 153. - Curve di risonanza di stadi F.I. come appaiono sullo schermo oscillografico.

da entrambi i lati o se vi è qualche anomalia.

Con l'oscillografo è possibile effettuare allineamenti e tarature praticamente perfetti. Nelle fabbriche di radioricevitori la curva media di risonanza di una determinata serie è tracciata su una lastra traspa-

rente, che viene applicata davanti allo schermo del tubo e serve di confronto. Durante il controllo viene osservata la curva di ciascun apparecchio, e quindi vengono effettuate le opportune regolazioni d'allineamento affinché tutte le curve corrispondano a quella stabilita.

Messa a punto di amplificatori B. F. — La messa a punto, mediante oscillografo, degli amplificatori a bassa frequenza è molto più semplice. È sufficiente, nella maggior parte dei casi, disporre di un generatore di frequenze foniche che dia segnali sinusoidali con basso contenuto di armoniche. Il generatore viene applicato all'entrata dell'amplificatore, e l'ampiezza del segnale di prova è regolata al valore con il quale mediamente lo stesso amplificatore deve funzionare. Esaminata la forma d'onda del segnale d'entrata, si sposta l'oscillografo sul carico d'uscita al fine di controllare la forma del segnale amplificato. La messa a punto consiste nel far in modo che la forma d'onda all'uscita corrisponda il più possibile alla forma d'onda all'entrata.

La frequenza dell'oscillatore a denti di sega dell'oscillografo deve essere aggiustata in modo che l'immagine presenti due o tre sinusoidi. I comandi degli amplificatori

X ed Y vanno regolati fino ad ottenere una immagine sufficientemente ampia. Se le sinusoidi risultano leggermente schiacciate sui picchi inferiori o superiori, è evidente che la polarizzazione dello stadio amplificatore esaminato non è corretta: lo schiacciamento superiore indica polarizzazione insufficiente; lo schiacciamento inferiore è sintomo di polarizzazione eccessiva. Lo schiacciamento simmetrico sopra e sotto indica che la polarizzazione è corretta, ma la ampiezza del segnale in griglia è eccessiva. Irregolarità delle sinusoidi sotto forma di alterazione dell'inclinazione dei tratti discendenti sono sicuri indizi di distorsione prodotta dal trasformatore d'uscita. Ciò avviene particolarmente alle frequenze più elevate.

La presenza di forte ronzio di rete, qualora si lavori con un carico fittizio al posto dell'altoparlante, è constatabile facilmente aumentando il numero delle sinusoidi sullo schermo dell'oscillografo: se la creste di tali sinusoidi, invece di essere allineate secondo una retta, seguono un andamento curviforme, vuol dire che sovrapposto al segnale utile c'è un segnale a frequenza di rete o a frequenza doppia della rete. Portando al valore di 50 p/s la frequenza dell'asse tempi dell'oscillografo, si possono distinguere questi due casi nel modo seguente:

a) se la traccia ondulata secondo cui sono allineate le creste delle sinusoidi del segnale è una sola lunga sinusoidale, vuol dire che c'è insufficiente schermaggio in qualche parte dell'amplificatore;

b) se la traccia anzidetta comporta due lunghe sinusoidi, vuol dire che l'alimentazione anodica dell'amplificatore non è abbastanza filtrata.

Nella fig. 154 è dato lo schema completo di un normale oscillografo a cinque valvole. Esso impiega un tubo a raggi catodici del tipo RCA 3AP1 (tre pollici di diametro), due raddrizzatrici di corrente del tipo 5Y3, due amplificatrici di tensione del tipo 6SJ7 ed un tiratron del tipo 884. Il carico di placca delle valvole amplificatrici, una delle quali è utilizzata per il segnale verticale ed una per quello orizzontale, è costituito da un resistore di 0,25 M Ω in serie ad un induttore di alcune decine di millihenry; questa combinazione permette di estendere la

parte piatta della curva di responso fino alle frequenze audio più elevate.

Sul circuito di griglia del tiratron si nota il commutatore per il passaggio dal sincronismo interno a quello esterno. Sull'amplificatore orizzontale si nota un altro commutatore, che serve per passare dall'uso del segnale a dente di sega, di produzione interna, all'uso di un qualsiasi altro segnale di produzione esterna.

Il potenziometro di $15\text{ K}\Omega$ sulla griglia della valvola a gas regola il sincronismo, quello di $4\text{ M}\Omega$ sulla placca della stessa valvola regola la frequenza delle oscillazioni a dente di sega. I due potenziometri di $4\text{ M}\Omega$ in prossimità delle placchette di deflessione servono ad effettuare gli spostamenti verticale ed orizzontale, ossia praticamente il centraggio dell'immagine.

I due potenziometri di $0,5\text{ M}\Omega$ e di $0,2\text{ M}\Omega$ che si trovano nel circuito di placca di una delle raddrizzatrici corrispondono rispettivamente ai comandi del fuoco e della intensità. Il primo infatti regola la tensione dell'anodo 1, che è positiva rispetto al punto a cui è collegato il catodo, il secondo regola la tensione di griglia, che è negativa rispetto allo stesso punto del catodo.

L'alta tensione per il tubo a raggi catodici è prodotta in un modo non troppo convenzionale: la valvola rettificatrice V_1 è collegata in posizione invertita rispetto al solito (e ciò per ottenere una tensione negativa rispetto a massa) e la relativa tensione alternativa di alimentazione è ottenuta utilizzando in parte l'avvolgimento dell'altra rettificatrice V_2 .

I due condensatori di filtro di $0,5\text{ F}$ posti sul circuito di V_1 sono del tipo di carta-olio ed hanno una tensione di isolamento di 1000 V_L .

CAPITOLO X.

LA RIPARAZIONE DEL RADIORICEVITORE

121 Cause più comuni dei guasti.

Qualsiasi apparecchio ricevente, dopo un periodo più o meno lungo di uso, può manifestare disordini o guasti da non permettere alcuna ricezione, oppure può dare solo ricezioni distorte o, comunque, difettose e inaccettabili.

Al disfunzionamento totale o parziale del radioricevitore concorrono parecchie cause, fra le quali l'invecchiamento dei tubi elettronici, il deterioramento dei condensatori elettrolitici, l'interruzione di resistori soggetti ad elevato carico di corrente, la inefficienza di condensatori a carta per sopravvenute scariche interne, eccetera. Guasti meno frequenti, ma sempre possibili, sono quelli dovuti all'interruzione di una bobina di alta o media frequenza, delle bobine di campo dell'altoparlante, dell'induttore di filtro del primario del trasformatore d'uscita.

Gli apparecchi alimentati in c. a. sono anche soggetti al guasto del trasformatore principale di alimentazione, il quale per ragioni di umidità o surriscaldamento (eccesso momentaneo di carico) può perdere il normale isolamento e conseguentemente bruciarsi. Bastano a volte poche spire in cortocircuito per determinare la bruciatura del trasformatore collegato alla rete.

Nella maggior parte dei casi i guasti sono *semplici*, ossia sono localizzati in un solo componente dell'apparecchio ricevitore; quest'ultimo diventa difettoso o va fuori uso per motivi naturali come l'umidità, l'invecchiamento, la corrosione o altro. In altri casi la semplice sostituzione del « componente » rimette in efficienza immediata il radioricevitore.

Può avvenire però, e non è raro, che un certo organo del ricevitore si guasti in conseguenza del deterioramento di un altro organo a cui esso è collegato. Nella indagine

di riparazione non ci si dovrà pertanto limitare alla identificazione del componente avariato, ma occorrerà ricercare la causa prima che ha determinato l'avaria. Ciò vale particolarmente per la sostituzione dei tubi elettronici che appaiono a prima vista *bruciati* (filamento interrotto).

122 Come si effettua la ricerca del guasto.

Si è accennato che le cause di avaria di un radioricevitore sono molteplici. Talvolta il guasto si presenta in modo evidente; tal'altra non vi è traccia esteriore di esso. In ogni caso, dopo le necessarie sostituzioni, è opportuno effettuare il controllo della sezione alimentatrice ed il controllo dei circuiti di alimentazione anodica di tutti gli stadi.

I condensatori elettrolitici si debbono sempre cambiare se presentano rigonfiature o traccia di fuoriuscita di liquido. Anche i condensatori tubolari a carta debbono essere sostituiti se presentano perdite di cera o di sostanza immobilizzante.

Il procedimento che consigliamo per l'ubicazione dei guasti è il seguente:

a) Controllare che il cambio-tensioni dell'apparecchio in riparazione si trovi nella giusta posizione per il valore della tensione di rete disponibile. Collegare la spina del cordone di alimentazione alla rete e chiudere l'interruttore principale.

b) Controllare che tutte le valvole risultino accese, ed osservare se qualcuna di esse emette dei bagliori sospetti o presenta arrossamento interno della placca o di qualche griglia. L'osservazione va particolarmente diretta sul tubo rettificatore e su quello di potenza. Se il primo rimane spento, emette dei bagliori o mostra l'arrossamento delle placche; disinserire allora e subito l'apparecchio dalla rete e ricercare nella sezione alimentatrice il motivo; in genere è un cortocircuito, che dà origine all'inconveniente. L'arrossamento della griglia schermo nel tubo di potenza è sintomo d'interruzione dell'alimentazione di placca. Verificare la continuità dell'avvolgimento primario del trasformatore d'uscita.

c) Supposto che tutto sia in ordine per quanto riguarda il capoverso precedente, inserire l'antenna e portare a metà corsa il potenziometro del volume. La ricezione può essere assente, debole o distorta. Se è assente, ma si avverte un leggero ronzio nell'altoparlante, ciò può significare che il guasto risiede nella parte A. F. del ricevitore.

Per accertarsi che il funzionamento della sezione B. F. e della sezione alimentatrice sia regolare, mettere il commutatore di gamma d'onda nella posizione « fono » e toccare con un cacciavite o altro oggetto metallico il terminale non a massa della piastrina d'ingresso del rivelatore fonografico. Si dovrà notare un forte ronzio nell'altoparlante. Se la valvola preamplificatrice di B. F. (che generalmente svolge anche la funzione di 2^a rivelatrice) è del tipo con griglia riportata in testa al bulbo, il toccare con un cacciavite la detta griglia equivale all'operazione sulla presa fono.

d) Lasciando il commutatore di gamma nella posizione « onde medie », spingere un primo grossolano esame ai circuiti di media frequenza. Toccando brevemente, sempre con il cacciavite, la griglia della valvola amplificatrice a F. I., si dovranno sentire dei notevoli *toc-toc* nell'altoparlante. Questi rumori dovranno aumentare d'intensità toccando allo stesso modo la griglia della valvola convertitrice. Quanto detto non è molto significativo, naturalmente, ma nella maggior parte dei casi può fornire un utile indizio circa l'efficienza dello stadio F. I.

e) Dopo aver svolto le operazioni preliminari di cui alle lettere b), c) e d), togliere il ricevitore dal mobile e disporlo convenientemente su un banco di lavoro bene illuminato.

Se le prove precedenti sulla B. F. hanno dato esito negativo, ispezionare, mediante un misuratore universale, l'altoparlante in tutte le sue parti. Si dovrà controllare la continuità della bobina mobile e, se c'è, quella della bobina di campo. Quest'ultima deve avere una resistenza di circa 1000 Ω , se è collegata in serie all'alimentazione anodica, e di circa 10000 Ω se è collegata in parallelo.

Con lo stesso misuratore universale, ad apparecchio acceso, verificare tutte le tensioni di filamento e di anodica direttamente sugli zoccoli delle valvole. Per la raddriz-

zatrice si avrà l'avvertenza di misurare le tensioni c. a. di accensione e di placca togliendo la valvola dalla sua sede.

Procedendo dallo stadio rettificatore, il controllo delle tensioni c. c. deve svolgersi nel seguente ordine (puntale negativo del tester a massa):

1) *Stadio di potenza.* - La tensione di placca deve essere di circa 250 V, quella di griglia schermo di circa 240 V, e quella di catodo da 6 a 18 volt a seconda del tubo impiegato. Ad apparecchio spento, verificare che il resistore di catodo non sia interrotto ed abbia il giusto valore resistivo.

2) *Stadio di preamplificazione B. F.* - La tensione di placca deve essere di circa $120 \div 150$ V, quella di catodo di circa 1,5 V. Il resistore sul catodo ha generalmente il valore di $2500 \div 4000$ Ω . Adoperare per la placca la massima portata di tensione del tester, il quale deve possedere una sensibilità di almeno 10 K Ω /V.

3) *Stadio F. I.* - Le tensioni di placca e schermo debbono avere rispettivamente i valori di circa 240 e 100 V. In alcuni apparecchi la tensione di schermo della valvola in questione ha un valore di $70 \div 80$ V. Sul catodo, qualora sia usato il sistema di polarizzazione automatica, si dovrà trovare una tensione positiva di $2 \div 3$ V. Il corrispondente valore del resistore di catodo è di $200 \div 300$ Ω .

4) *Stadio convertitore.* - Le tensioni di placca, schermo e catodo della valvola di conversione hanno valori simili a quelli della valvola F. I. In più c'è l'anodo della sezione oscillatrice, o griglia anodica in caso di eptodo (pentagriglia), che ha solitamente un valore di circa 140 V. La griglia della stessa sezione oscillatrice ha una polarizzazione leggermente negativa rispetto al catodo; la presenza di tale polarizzazione è controllabile predisponendo il tester sulla portata di 10 V e collocandone i terminali in derivazione al resistore (50 K Ω) posto fra la stessa griglia ed il catodo.

5) *Stadio amplificatore R. F.* - Se tale stadio esiste, le tensioni di lavoro della valvola relativa sono generalmente identiche a quelle della valvola F. I.

Se il guasto risiede in un organo secondario, quale, per esempio, un resistore di caduta di potenziale o un condensatore di fuga, esso deve senz'altro emergere dall'esame delle tensioni c. c. Dallo stesso esame si può stabilire se la causa del disfunzionamento sia dovuta all'esaurimento di un tubo, all'interruzione di una bobina di filtro o a quella di un avvolgimento di trasformatore F. I.

f) Supposto che tutto sia regolare in ciò che riguarda il funzionamento statico dei tubi, la causa del guasto può ancora risiedere negli organi di accoppiamento fra stadio e stadio. Si procederà allora per gradi, incominciando ad analizzare prima il funzionamento dinamico della parte B. F., poi quello della parte F. I., ed infine quello della parte R. F. (stadio convertitore ed antenna).

L'esame della sezione B. F. si fa in due tempi, mediante un generatore di segnali elettroacustici che fornisca ai morsetti una tensione di circa 1 V. alla frequenza di circa 400 c/s. Applicando il segnale tra griglia e massa della valvola di potenza, dopo aver sconnesso il condensatore d'accoppiamento che unisce tale griglia alla placca della valvola precedente, si dovrà avvertire un forte suono nell'altoparlante. Se ciò avviene, lo stadio di uscita è fuori causa e la prova dovrà essere ripetuta applicando lo stesso segnale tra griglia e massa della valvola preamplificatrice. Si può all'uopo utilizzare la presa fono del ricevitore. Il potenziometro di volume sarà tenuto inizialmente a zero e poi sarà ruotato lentamente verso il massimo della corsa. Il condensatore staccato precedentemente deve essere rimesso a posto.

Avvertendo un funzionamento irregolare o nullo dell'altoparlante, provare fra l'altro a cambiare il condensatore d'accoppiamento ed i resistori di griglia delle due valvole.

La parte F. I. del radioricevitore viene provata utilizzando un normale oscillatore modulato e tenendo il potenziometro di volume regolato al massimo. Lo strumento sarà fatto funzionare su una frequenza uguale a quella della F. I., e l'attenuatore sarà regolato per una uscita di circa 100 mV. Il segnale verrà applicato prima direttamente sul secondario dell'ultimo trasformatore di media frequenza, poi attraverso un condensatore di 0,1 μ F, 500 V

sul primario dello stesso. Non avvertendo nessun suono nell'altoparlante, o solo un debole suono, ispezionare il circuito di rivelazione ed il trasformatore F. I. in questione. Se tutto procede regolarmente, applicare il segnale dell'oscillatore modulato prima direttamente sulla griglia della valvola F. I., poi sulla placca della valvola di conversione tramite il solito condensatore di $0,1 \mu\text{F}$ ed infine sulla griglia di questa ultima. Il segnale deve essere ridotto, per questa seconda fase della prova, ad un valore di circa $1000 \mu\text{V}$, finché si lavora sugli avvolgimenti del primo trasformatore F. I., e poi ad un valore di $100 \mu\text{V}$ quando si lavora sulla griglia della valvola convertitrice. La mancanza di corretto funzionamento può essere ora attribuita al primo trasformatore F. I., che dovrà essere smontato, controllato ed eventualmente sostituito.

La parte R. F. del ricevitore va provata anch'essa in due tempi. Controllare anzitutto il comportamento dei circuiti dell'oscillatore di conversione, poi quello dei circuiti d'antenna. In primo luogo si selezionerà col commutatore la gamma delle onde medie.

Il campo di frequenza coperto dall'oscillatore verrà controllato mediante un grid-dip. Per le onde medie esso dovrà risultare di circa $1000 \div 1900 \text{ Kc/s}$. Se lo strumento non indicherà nessuno stato d'innescò, ispezionare i circuiti relativi alle bobine dell'oscillatore. Cambiare eventualmente i due condensatori d'accoppiamento a mica posti l'uno sulla griglia e l'altro sulla griglia anodica della sezione oscillatrice della valvola convertitrice.

Se tutto è in ordine nei circuiti dell'oscillatore, applicare il generatore di segnali direttamente tra griglia e massa della valvola anzidetta. Il segnale proveniente dallo strumento va preventivamente regolato ad un'ampiezza di $100 \mu\text{V}$ e ad una frequenza compresa nella gamma di ricezione. Girando il condensatore variabile di sintonia del ricevitore, si deve trovare una posizione per cui la modulazione del segnale è chiaramente udibile dall'altoparlante.

La prova dei circuiti d'antenna viene effettuata spostando l'uscita del generatore dalla griglia del tubo convertitore all'entrata della stessa antenna. La frequenza e l'ampiezza del segnale possono rimanere invariati. Un mancato o debole funzionamento in queste condizioni può

essere senz'altro attribuito a difetto presente nella sezione antenna del gruppo di A. F. Potrà trattarsi di contatti ossidati o troppo aperti del commutatore di gamma, di interruzione o perdita del nucleo di qualche bobina, di cortocircuito fra le lamine di un compensatore di taratura, o altro. La polvere e l'umidità spesso producono forti perdite nei compensatori e fra i contatti del commutatore e la massa. Tali perdite possono talvolta attenuare fortemente il segnale ricevuto.

123 Origine di alcuni inconvenienti di natura reattiva.

a) *Urlo di bassa frequenza.* - Può succedere che il ricevitore in avaria presenti un difetto che si manifesta con un forte urlo a frequenza udibile emesso dall'altoparlante; tale urlo nasce bruscamente non appena si aumenta il volume oltre un certo valore minimo. È questo uno stato d'innescò che è venuto a prodursi per accoppiamento reattivo tra i circuiti di alimentazione dei due tubi di B. F.

Causa frequente di questo fenomeno è l'interruzione interna od esterna del condensatore di fuga posto fra il resistore di carico del tubo preamplificatore ed il resistore di disaccoppiamento dello stesso. Questo secondo resistore e relativo condensatore vengono impiegati specialmente quando l'amplificazione B. F. è notevole.

b) *Ricezione debole accompagnata da fischi.* - Qualche volta la ricezione delle stazioni emittenti appare disturbata da una oscillazione di B. F. che varia di frequenza con la sintonia del ricevitore. È questo un fenomeno reattivo presente nello stadio di media frequenza e può essere dovuto sia alla staratura dei circuiti accordati di uno dei trasformatori F. I., sia al deterioramento del condensatore di by-pass di circa $0,1 \mu\text{F}$ posto sull'A. T.

In alcuni ricevitori la tensione di alimentazione di placca della valvola amplificatrice F. I. non viene applicata direttamente al primario del trasformatore F. I., ma vi arriva attraverso un resistore di disaccoppiamento di circa $2 \text{ K}\Omega$. Tra il punto d'unione di questo resistore ed il piedino d'ingresso del trasformatore viene posto un condensatore di fuga. L'interruzione di questo condensatore può dare luogo ugualmente al fenomeno accennato.

124 Come si prepara un preventivo per una riparazione.

Di fronte all'apparecchio da riparare, il radioriparatore può tentare facili guadagni con espedienti tanto facilmente immaginabili quanto scorretti.

Occorre mettere in guardia il tecnico da un tale comportamento che può fare crollare in un attimo il suo prestigio e che, soprattutto, è riprovevole dal punto di vista morale.

Non appena il cliente chiede una riparazione, deve essere buona norma fare un accurato preventivo di spesa compilando una scheda come quella più oltre riportata.

Il cliente, presane visione, potrà confermare o meno l'ordine di riparazione.

Mentre è facile obbiettare che con il preventivo il tecnico dà già una sua prestazione, che potrebbe anche non essere retribuita, non sarà difficile convincersi che la compilazione della scheda comporta i seguenti vantaggi:

a) impegna tecnicamente il radioriparatore e ciò sarà giustamente apprezzato dal cliente;

b) richiede un esame preventivo dell'apparecchio, fra cui il controllo di valvole e dei condensatori elettrolitici, che, in caso di mancata conferma dell'ordine, potrebbe anche dare diritto a un equo compenso;

c) dà al tecnico un'impronta di serietà e di correttezza che non può che far accrescere la sua clientela;

d) permette di costituire un corredo prezioso di laboratorio per eventuali altre riparazioni.

Per concludere, non sarà forse inutile auspicare che ogni tecnico lavori sempre con passione ed entusiasmo e completi continuamente la sua preparazione con lo studio.

DITTA

Schema di riparazione N°

Apparecchio tipo : Produzione 19

Indicazioni di targhetta

Proprietario (nome - cognome - abitazione)

Data della consegna e della riconsegna

Controllo della riproduzione sonora

Controllo valvole

Controllo condensatori elettrolitici

Controllo delle tensioni

Controllo dei collegamenti

Stato di conservazione

Avarie riscontrate

Provvedimenti necessari

Provvedimenti consigliabili

Preventivo di spesa per materiali L.

..... L.

Preventivo di spesa { controllo preliminare ore L.

per mano d'opera { riparazioni ore L.

Totale L.

....., lì

IL TECNICO

Firma d'accettazione del proprietario dell'apparecchio

CAPITOLO XI.

PREVENZIONE DEGLI INFORTUNI

125 La prevenzione degli infortuni sul lavoro risponde a precise esigenze di carattere umano e sociale ed è regolamentata da disposizioni di legge.

Per gli allievi dei corsi per radio, elettricisti, radiotecnici, ecc., che nelle esercitazioni pratiche usano macchine e materiale elettrico, vengono trascritte le norme da osservarsi che pur non essendo complete offrono, tuttavia, elementi di utilità pratica.

1) *Azione dell'elettricità sull'uomo.*

Come i corpi materiali, anche il corpo umano si riscalda se attraversato da elettricità. Si hanno così scottature, esterne o interne, talvolta così gravi che non si può sopravvivere.

L'elettricità produce anche altri effetti disastrosi sui muscoli (crampi) e sul sistema nervoso (paralisi).

Per proteggersi bene, occorre sapere quali sono gli elementi che influenzano l'azione dell'elettricità sull'uomo. Tale azione non è eguale per tutti ma varia secondo la costituzione degli individui.

Varia anche con *la qualità e la quantità* di elettricità.

Per la qualità conta la forma, *continua o alternata*.

Per la quantità contano *l'intensità e la durata*.

2) *Corrente continua e alternata.*

Il pericolo, con la corrente continua, comincia sui 40-50 volt e con l'alternata dai 25 volt; per tensioni superiori, il pericolo è praticamente eguale in ambedue le correnti.

3) *Segregazione degli impianti.*

Il contatto con l'elettricità, anche se istantaneo, è sempre pericoloso.

Per questa ragione le apparecchiature elettriche più importanti vanno racchiuse in cabine o in armadi chiusi, o almeno circondate da parapetti o difese d'altro genere.

4) *Intensità pericolosa.*

Nessun uomo può sopravvivere a 10 centesimi di ampère applicati per qualche secondo; il pericolo comincia con un centesimo di ampère. Ricordando che l'intensità è anche data dalla tensione divisa per la resistenza, occorre cercare di diminuire la tensione e aumentare la resistenza.

5) *Percorso della corrente attraverso il corpo umano.*

Il passaggio della corrente attraverso il corpo umano può avvenire in uno dei seguenti casi:

— contatto con una fase, da una parte, e contatto diretto con la terra, dall'altra parte;

— contatto con una fase, da una parte, e contatto con un oggetto qualsiasi (carcassa di motore, tubo d'acqua, ecc.) connesso a terra, dall'altra parte;

— contatto con una fase, da una parte, e con un'altra fase dall'altra parte.

Le tensioni sono, quindi, quelle tra fase e fase o fase e terra. Le resistenze sono sempre la somma di tre resistenze parziali e cioè: quella d'entrata, più quella propria del corpo, più quella della resistenza d'uscita.

6) *Tensioni.*

Circa le tensioni, è intuitivo che le tensioni maggiori sono le più pericolose. Però non si deve credere che le così dette « Basse tensioni » siano innocue.

La cosa migliore è di lavorare a tensione zero; è quel che si fa quando, iniziando un lavoro si staccano gli interruttori e si mettono a terra le linee importanti.

7) *Isolamento degli impianti.*

Poiché, tranne casi rarissimi, non si possono usare tensioni di sicurezza, si ricorre all'artificio di evitare il contatto diretto con le parti di impianto elettrico sotto tensione, mediante l'applicazione dei ripari. Cioè si mettono scatole e coperchi a interruttori, relè, valvole e si rivestono i cavi con gomma, materie plastiche, vernici, ecc.

8) *Messa a terra.*

Mediante conduttori di rame e dispersori affondati nel terreno, si crea un circuito di sicurezza attraverso il quale possono passare le correnti che si avrebbero nel caso di deterioramento dell'isolante.

La tensione sulle carcasse dei motori, ecc. viene così ricondotta praticamente a zero e non vi è più pericolo. Occorre però che il circuito di sicurezza abbia una resistenza bassissima.

Per questo gli elettricisti usano sempre sezioni di rame abbondanti e dispersori di bassissima resistenza. Dato che le prese di terra si alternano con il tempo, si debbono effettuare misure periodiche con apparecchi speciali e sostituire i dispersori quando occorre.

9) *Cabina di trasformazione.*

L'energia elettrica ad alta tensione, viene trasformata nella cabina alle basse tensioni d'uso.

Nella cabina elettrica è vietato l'accesso a qualsiasi estraneo.

L'alta tensione significa, per il non esperto, pericolo di morte.

10) *Mezzi di isolamento.*

Il personale esperto si protegge usando pedane isolanti, guanti, fioretti. Per maggior sicurezza, quando si devono eseguire lavori su linee importanti, non si accontenta di staccarle dal lato dell'alimentazione, ma addirittura le inserisce sugli appositi collegamenti a terra.

11) Interruttori.

I circuiti di utilizzazione cominciano con gli interruttori che hanno la funzione più importante per la sicurezza, cioè quella di trasformare in un momento — all'atto della apertura — tutte le linee e gli apparecchi collegati, in un semplice, innocuo insieme di metallo inerte. Per essere sicuri contro infortuni e incendi bisogna però che l'interruzione avvenga su tutte le fasi. Ad esempio, su un circuito luce non basta azionare l'interruttore unipolare vicino ad ogni lampada, ma occorre aprire il bipolare che si trova all'inizio del circuito.

12) Valvole.

Le valvole si trovano generalmente a valle degli interruttori e solo talvolta ne sono separate: devono quindi essere sempre tenute tarate. Non bisogna mai sostituire il fusibile delle valvole con cavallotto di rame, né bloccare con pesi o legature le valvole automatiche. Alle valvole vanno sempre tenute applicate le protezioni isolanti combustibili.

Non effettuare mai il cambio dei fusibili sotto tensione, ma sempre ad interruttore aperto.

13) Conduttori.

Da interruttori e valvole partono i vari conduttori di fase: non debbono essere mai toccati né danneggiati.

Occorre stare attenti alle giunzioni, le quali costituiscono un punto debole che può essere mal isolato, o riscaldarsi o dar luogo a scintille, con pericolo d'infortunio o d'incendio. Se poi anziché fissi ai muri, i conduttori sono volanti, si procuri di non lasciarli abbandonati per terra, specie nei punti di passaggio, ma si tengano alzati.

Per sfilare la spina dalle prese a muro, non tirare mai il cavo, ma agire direttamente su quella.

E quando — per macchine o lampade — si fa uso di cordoni intermedi di prolungamento a maschio e femmina, badar bene che i cordoni non terminino mai a maschio da ambedue le parti.

14) *Motori.*

I motori elettrici non debbono essere toccati inutilmente, né puliti durante il moto. Tenere sempre applicate le coperture ai morsetti d'attacco dei cavi e, se ci sono, i collegamenti a terra rifarli a regola d'arte ogni volta che siano stati interrotti per lo spostamento del motore.

Anche se si è fusa una sola valvola, occorre fermarlo immediatamente e rimetterlo in moto solo dopo averla sostituita. Si evitano così guasti ed infortuni.

15) *Utensili portatili.*

Più pericolosi delle macchine, sono gli utensili elettrici portatili: trapanini, mole, ecc. perché si tengono direttamente in mano.

Chi li usa, abbia cura di controllare: a) la tensione perché non superi i 220 V, se lavora all'asciutto, o i 50 V, se lavora all'umido o a contatto di grandi masse metalliche; b) il buon funzionamento dell'interruttore incorporato; c) il collegamento a terra della carcassa metallica perché sia eseguito prima di collegare l'utensile alla rete elettrica.

Spesso il collegamento a terra è automatico perché la presa è collegata a terra e il cavo flessibile dell'utensile contiene un conduttore supplementare.

Periodicamente, occorre controllare che l'isolamento interno dell'utensile rimanga soddisfacente; il controllo va fatto prima a occhio e poi per mezzo di misure elettriche.

16) *Saldatura ad arco.*

Per le saldatrici mobili ad arco non si devono mai usare cavi rovinati nell'isolamento. Occorre inoltre mettere a terra la carcassa metallica della macchina e il pezzo da saldare o il banco. Infatti, se è vero che durante la saldatura la tensione scende a 30/50 volt, è anche vero che a vuoto essa è ben maggiore.

Le pinze portaelettrodi vanno posate su supporti isolanti.

Non bisogna regolare mai la corrente sotto tensione.

Nel taglio ossiettrico isolare bene, da terra e dal banco, le bombole di ossigeno.

17) *Abito da lavoro.*

Come per tutti i lavoratori in genere, l'abito o tuta non devono avere parti o lembi svolazzanti; la cintura deve essere ben aderente, i cinturini ai polsi sempre abbottonati. Niente fazzoletti o sciarpe; niente anelli, nè bracciali, nè chiusure lampo o bottoni metallici.

Abituarsi a tenere in testa berretto o basco che copra il più possibile anche la nuca. Scarpe in gomma, ben isolanti.

Guanti anche in gomma (i guanti in plastica servono contro gli acidi, ma non per l'elettricità) però di qualità ottima, garantiti per lato isolamento, e a dita ricurve.

Gli attrezzi, cacciaviti, pinze, martello, debbono avere il manico completo a forte isolamento.

18) *Norme generali di sicurezza.*

1) Evitare nel modo più assoluto di rimuovere ripari ad elementi nudi se non quando tutte le parti protette degli stessi siano poste fuori tensione ed in condizioni di non poter essere alimentate da qualsiasi altro circuito.

2) In ogni caso, per lavori su elementi in tensione superiore a 1.000 V e nelle loro immediate vicinanze, si deve:

a) togliere la tensione, assicurandosi con un Voltmetro della effettiva assenza di tensione fra le fasi e verso terra;

b) interrompere visibilmente il circuito nei punti di possibile alimentazione dell'impianto su cui vengono eseguiti i lavori;

c) esporre un avviso, su tutti i posti di manovra e di comando, con la indicazione: « Lavori in corso - Non effettuare manovre »;

d) isolare e mettere a terra, in tutte le fasi, la parte dell'impianto sulla quale, o nelle cui immediate vicinanze, sono eseguiti i lavori.

Inoltre, se necessario, deve essere delimitato in modo visibile il tratto d'impianto in cui si deve lavorare e devono essere adottate opportune protezioni (coperture, tramezzi, schermi provvisori, ecc.) contro il contatto accidentale con le parti vicine rimaste sotto tensione.

Qualora dal posto di lavoro non siano direttamente controllabili le misure di sicurezza relative all'interruzione del circuito ed all'esposizione del cartello ammonitore sull'organo di manovra, è obbligatorio, prima d'intraprendere i lavori, richiedere e ricevere conferma dell'avvenuta esecuzione delle misure di sicurezza suddette.

A lavori ultimati, il preposto ai lavori, prima di dare il consenso per la rimessa in tensione, deve accertarsi che gli operai si siano tutti allontanati e che siano tolte tutte le « terre » ed i corti circuiti.

3) Per lavori su parti in tensione non superiore a 100 V si deve, normalmente, mettere fuori tensione l'impianto.

Si può derogare da tale obbligo solo nei casi di vera necessità, purché:

a) l'ordine di eseguire il lavoro su parti in tensione sia dato da un Capo responsabile ad un lavoratore che sia veramente esperto;

b) siano adottate le necessarie misure atte a garantire la incolumità personale (uso di mezzi personali isolanti, di attrezzi isolanti, di pedane isolanti, di schemi ecc).

4) Solo per tensioni non superiori a 25 V verso terra (corrente alternata) ed a 50 V verso terra (corrente continua) è ammesso di eseguire lavori su parti in tensione.

5) Assicurarsi che tutte le protezioni siano rimesse al loro posto e che siano chiuse le custodie o cassette contenenti apparecchiature elettriche, prima di procedere alla riconsegna di una apparecchiatura riparata.

6) Gli utensili usati dagli elettricisti negli interventi sotto tensione devono essere forniti di manico ad elevato isolamento.

7) Gli utensili elettrici portatili devono essere sempre collegati a terra e non devono venire impiegati in locali che presentano rischi di esplosione od incendio a meno che non siano stati espressamente progettati per tale uso.

8) La sostituzione di qualsiasi lampada deve essere effettuata a circuito aperto.

9) Per spegnere incendi di apparecchiature elettriche si devono usare estintori ad anidride carbonica od a secco es-

sendo della massima importanza che il mezzo estinguente non sia conduttore di elettricità.

10) Nel caso di folgorazione elettrica è estremamente pericoloso qualsiasi tentativo di liberare l'infortunato dal conduttore prima di aver aperto il circuito. Se non è possibile togliere corrente, cercare di allontanare i conduttori dal colpito o viceversa, collocandosi su oggetti di materiale isolante come legno secco, gomma ecc. e tirando la vittima per le vesti avendo le mani protette da materiale isolante (preferibilmente guanti di gomma).

I movimenti da farsi devono essere rapidi e decisi. Tenere presente che, se l'infortunato è in posizione sopraelevata tale che all'apertura del circuito possa cadere in modo pericoloso, occorre prendere le opportune precauzioni contro tale caduta.

PUBBLICAZIONI DELL'ISTITUTO NAZIONALE PER L'ADDESTRAMENTO ED IL PERFEZIONA- MENTO DEI LAVORATORI DELL'INDUSTRIA

SERIE I^a - PROFILI PROFESSIONALI - SAGGI DI MESTIERE PROGRAMMI

n.	1	- Meccanici aggiustatori	L.	200
	» 2	- Muratori	»	450
	» 3	- Meccanici tornitori	»	200
	» 4	- Lavoratori del legno	»	200
	» 6	- Saldatori ossiacetilenici	»	200
	» 7	- Saldatori elettrici	»	200
	» 8	- Meccanici fresatori	»	350
	» 10	- Meccanici di automezzi	»	200
	» 11	- Elettrauto	»	500
	» 12	- Formatori fonditori meccanici	»	250
	» 13	- Modellisti	»	350
	» 14	- Tubisti, termoidraulici e affini	»	550
	» 15	- Radiomeccanici-riparatori	»	450

SERIE II^a - SERIE DIDATTICHE PER LE ESERCITAZIONI PRATICHE

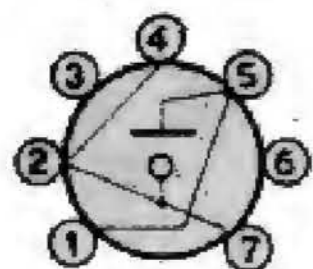
n.	1	- Meccanici aggiustatori	L.	300
	» 2	- Muratori	»	800
	» 3	- Meccanici tornitori	»	300
	» 4	- Lavoratori del legno	»	600
	» 5	- Eletttricisti	»	600
	» 6	- Saldatori ossiacetilenici	»	300
	» 7	- Saldatori elettrici	»	300
	» 8	- Modellisti	»	850
	» 9	- Disegnatori di macchine	»	800
	» 10	- Formatori meccanici	»	1.200
	» 11	- Elettrauto	»	800
	» 12	- Meccanici di automezzi	»	1.000
	» 13	- Radiotecnici	»	500
	» 14	- Meccanici fresatori	»	1.000
	» 15	- Tubisti, termoidraulici e affini	»	1.000

SERIE III^a - TECNOLOGIE E DISEGNO PROFESSIONALE

n.	1	- Aritmetica, geometria, fisica, principi di disegno	L.	650
»	2	- Aggiustatori - Tecnologia	»	600
»	3	- Disegno professionale per meccanici	»	250
»	4	- Tornitori - Tecnologia	»	800
»	5	- Elementi di tecnologia del legno	»	400
»	6	- Disegno professionale per falegnami	»	250
»	7	- Saldatori - Tecnologia	»	700
»	8	- Fresatori - Tecnologia	»	800
»	9	- Muratori - Tecnologia	»	800
»	10	- Disegno professionale per muratori	»	700
»	11	- Disegnatori di macchine - Meccanica e resistenza dei materiali	»	500
»	12	- Elementi di elettrotecnica	»	650
»	13	- Elettrotecnica generale e applicaz.	»	1.200
»	14	- Meccanici di automezzi - Tecnologia	»	1.200
»	15	- Elettrauto - Tecnologia	»	1.500
»	16	- Formatori - Fonditori meccanici - Tecnologia	»	1.200
»	18	- Eletttricisti - Misuraz. elettriche	»	1.300
»	19	- Elementi di chimica	»	1.000
»	20	- Disegnatori di macchine - Elementi di disegno tecn. e nozioni complementari	»	750
»	21	- Radiotecnica e tecn. dei radioreciviti.	»	1.400
»	22	- Tipografi compositori - Tecnologia	»	1.000
»	24	- Modellisti meccanici - Tecnologia	»	1.100
»	25	- Tubisti, termoidraulici ed affini - Tecnologia	»	1.200
»	26	- Televisione e tecnologia dei radiorecivitori T.V.	»	1.500
»	28	- Disegnatori di macchine - Disegno e tecnologia costruzioni meccaniche	»	1.400
»	30	- Materie plastiche - Tecnologia	»	1.200
»	31	- Analisti chim. di reparto - Tecnologia	»	1.000
»	33	- Elementi di tecnologia meccanica	»	600
»	34	- Tipografi impressori - Tecnologia	»	1.500
»	36	- Elementi di meccanica	»	600

**TABELLE CON I COLLEGAMENTI
ALLA BASE DEI TUBI ELETTRONICI
DI USO PIU' COMUNE NEI RADIO
RICEVITORI.**

Collegamenti alla base per valvole americane, serie miniatura



1A



1B



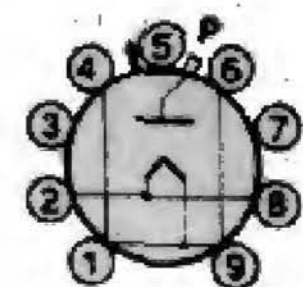
1C



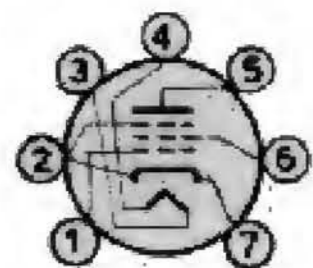
1D



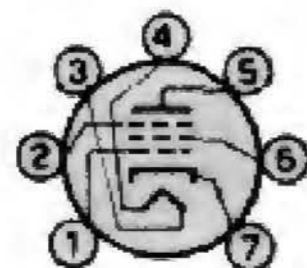
1E



1F



1G



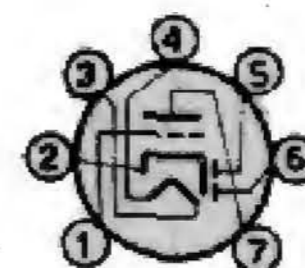
1H



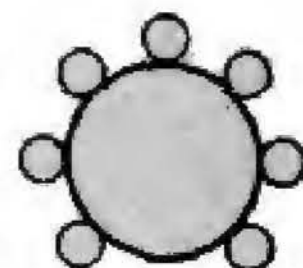
1I



1L



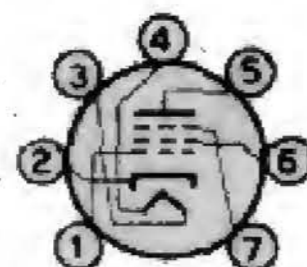
1M



1N



1P



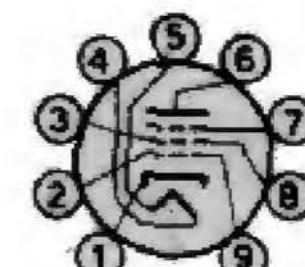
1Q



1R



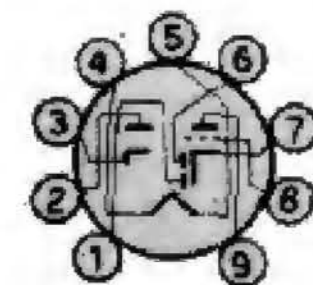
1S



1T



1U



1V



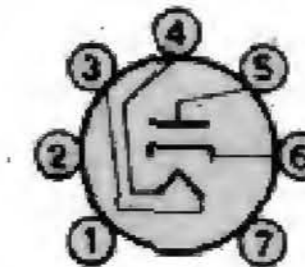
1X



1Y

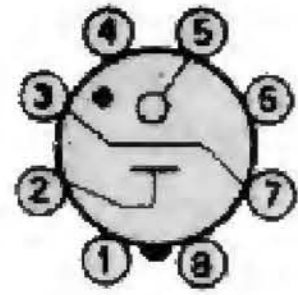


1W

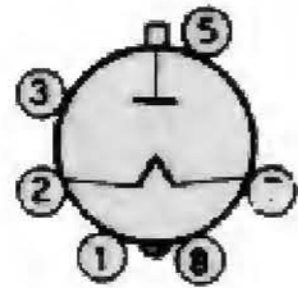


1Z

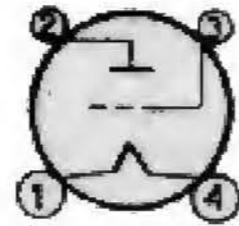
Collegamenti alla base per valvole americane, serie normale.



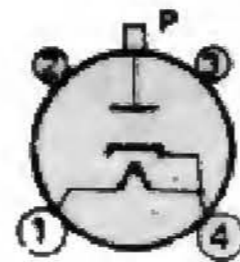
2A



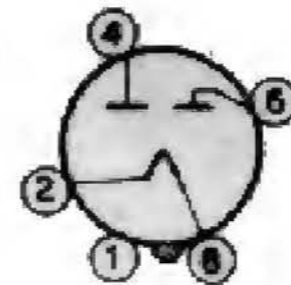
2B



2C



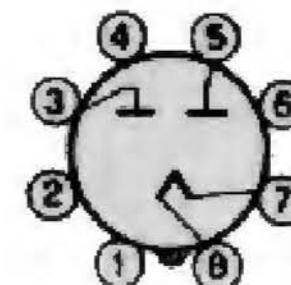
2D



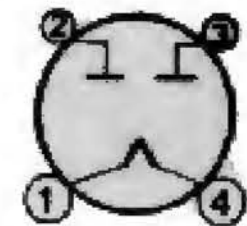
2E



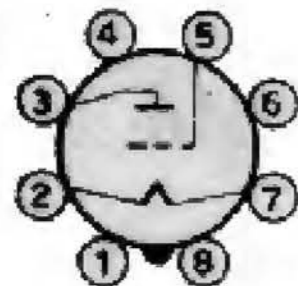
2F



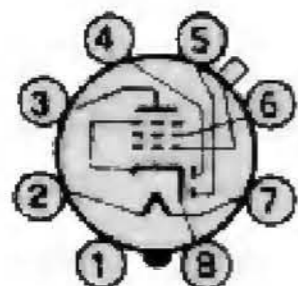
2G



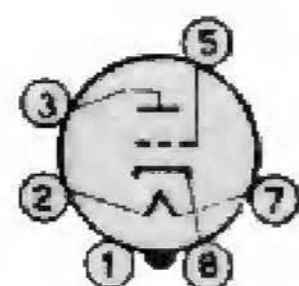
2H



2J



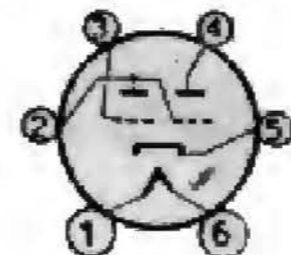
2K



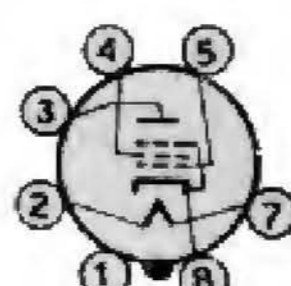
2L



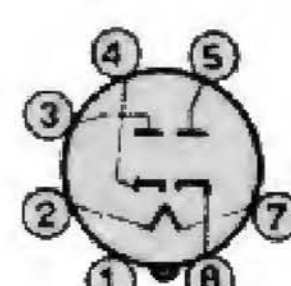
2M



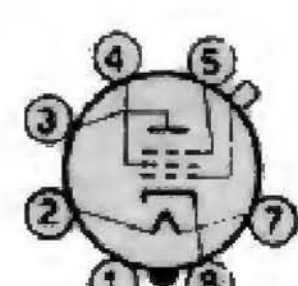
2N



2O



2P



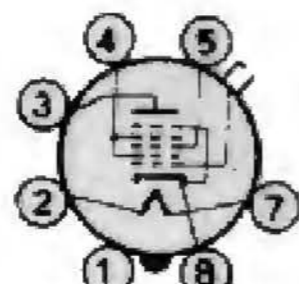
2Q



2R



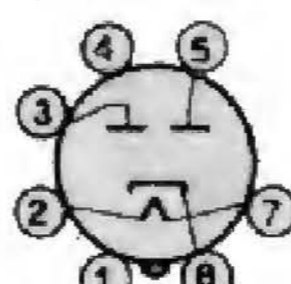
2S



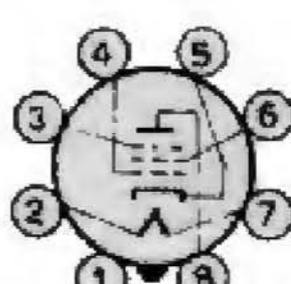
2T



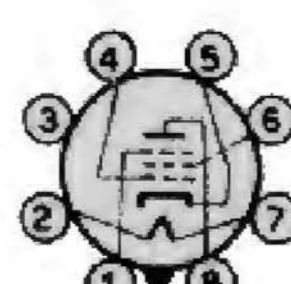
2U



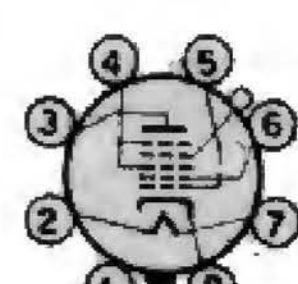
2V



2X



2Y



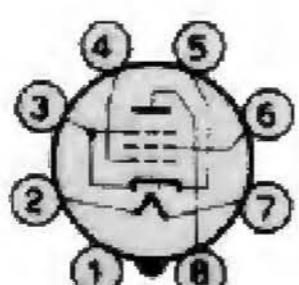
2W



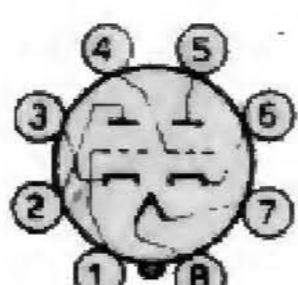
2Z



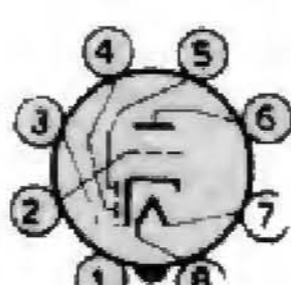
3A



3B

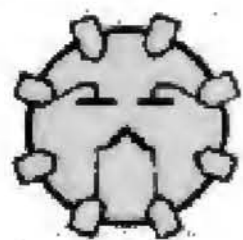


3C



3D

Collegamenti alla base delle valvole europee - fabbr. Philips.



4A



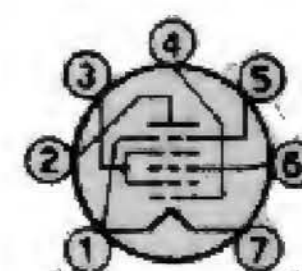
4B



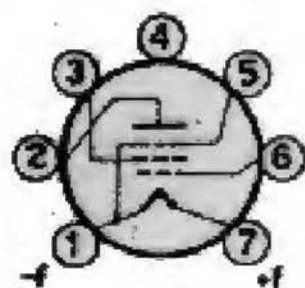
4C



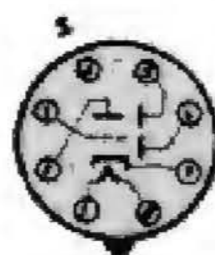
4D



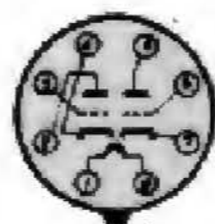
4E



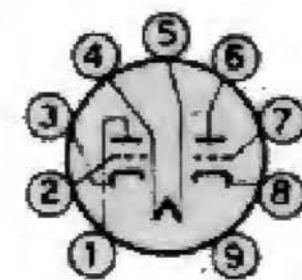
4F



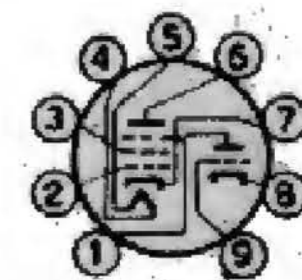
4G



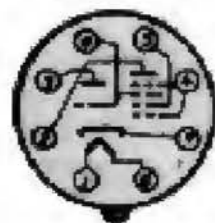
4H



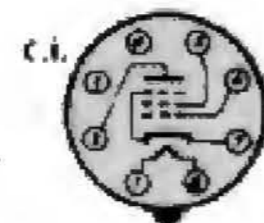
4I



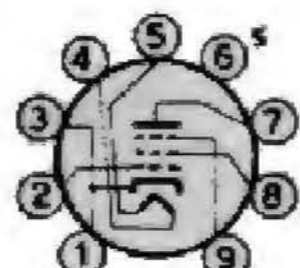
4L



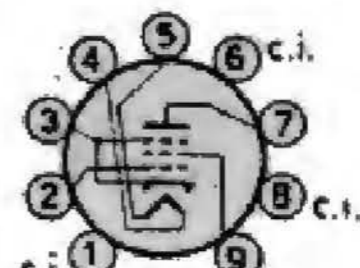
4M



4N



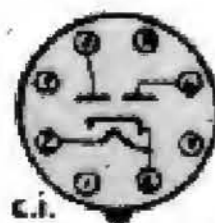
4P



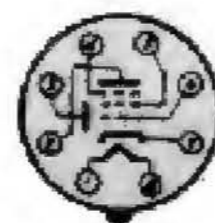
4Q



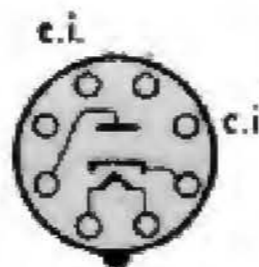
4R



4S



4T



4U

ci. = connessione interna (non utilizzare il piedino corrispondente dello zoccolo).

s = schermo interno.

**TABELLE CON LE CARATTERISTICHE
DEI TUBI ELETTRONICI DI USO PIU' COMUNE
NEI RADIO RICEVITORI**

TABELLA IX. - DATI CARATTERISTICI DI VALVOLE AMERICANE - SERIE MINIATURA

TIPO	NOME	FILAMENTO		Base	FUNZIONE	TENSIONI APPLICATE			CORRENTI		Coefficiente di amplificazione	Resistenza interna	Conduttanza mutua in μMHO	Potenza di uscita in watt	Resistenza di carico in OHM
		Volt	Amp.			Placca	Schermo	Griglia	Placca	Schermo					
0A2	Diodo a gas	—	—	1 A	Regolatore di tensione . .	Tens. min. d'innescio 185 V - Tens. di lavoro 150 V - Corrente di lavoro 5 ÷ 30 mA.									
0B2	Diodo a gas	—	—	1 A	Regolatore di tensione . .	Tens. min. d'innescio 133 V - Tens. di lavoro 108 V - Corrente di lavoro 5 ÷ 30 mA.									
1R5	Pentagriglia	1,4	0,05	1 B	Convertitrice	90	67,5	0	1,7	3	—	500 K	300 (*)	—	—
1S5	Diodo - Pentodo	1,4	0,05	1 C	Rivelat. - Amplificatore . .	67,5	67,5	0	1,6	0,4	—	600 K	625	—	—
1T4	Pentodo	1,4	0,05	1 D	Amplificatore R.F.	90	67,5	0	3,5	1,4	—	500 K	900	—	—
3Q4	Pentodo	1,4 2,8	0,10 0,05	1 E	Amplificatore di potenza . .	90	90	— 4,5	9,5	2,1	—	100 K	2150	0,27	10 K
						90	90	— 4,5	7	1,7	—	120 K	2000	0,24	10 K
3S4	Pentodo	1,4 2,8	0,10 0,05	1 E	Amplificatore di potenza . .	90	67,5	— 7	7,4	1,4	—	100 K	1575	0,27	8000
						90	67,5	— 7	6,1	1,1	—	100 K	1425	0,23	8000
1X2-A	Diodo	1,25	0,2	1 F	Rettificatore di A.T.	Tens. max di picco inverso 18.000 V - Corrente max di picco 10 mA. Corrente c.c. max di placca 1 mA.									
6AG5	Pentodo	6,3	0,3	1 G	Amplificatore R.F.	250	150	R _k 200	7	2	—	800 K	5000	—	—
6AH6	Pentodo	6,3	0,45	1 H	Amplificatore B.F.	300	150	R _k 160	10	2,5	—	500 K	9000	—	—
6AK5	Pentodo	6,3	0,175	1 G	Amplificatore B.F.	180	120	R _k 200	7,7	2,4	—	690 K	5100	—	—
6AK6	Pentodo	6,3	0,15	1 H	Amplificatore di potenza . .	180	180	— 9	15	2,5	—	200 K	2300	1,1	10 K
6AL5	Doppio diodo	6,3	0,3	1 I	Rivelat. - Rettificatore . . .	Tens. max di picco inverso 330 V - Corrente c.c. max per placca 9 mA - Tensione max di picco fra catodo e filamento 330 V.									
6AQ5	Pentodo a fascio	6,3	0,45	1 L	Amplificatore di potenza . .	250	250	— 12,5	45	4,5	—	52 K	4100	4,5	5000
6AQ6	Doppio diodo triodo	6,3	0,15	1 M	Rivelat. - Amplificatore B.F.	250	—	— 3	1	—	70	—	1200	—	—
6AU6	Pentodo	6,3	0,3	1 H	Amplificatore R.F. - B.F.	250	150	— 1	10,8	4,3	—	1000 K	5200	—	—
6BA6	Pentodo	6,3	0,3	1 H	Amplificatore R.F.	250	100	R _k 68	11	4,2	—	1500 K	4400	—	—
6BE6	Pentagriglia	6,3	0,3	1 P	Convertitrice	250	100	— 1,5	3	7,1	—	1000 K	475 (*)	—	—
6BH6	Pentodo	6,3	0,15	1 Q	Amplificatore R.F. - B.F.	100	100	— 1	3,6	1,4	—	700 K	3400	—	—
						250	150	— 1	7,4	2,9	—	1400 K	4600	—	—
6BK7A	Doppio triodo	6,3	0,45	1 R	Amplificatore di tensione (una sezione)	150	—	R _k 56	18	—	43	4600 K	9300	—	—
6C4	Triodo	6,3	0,15	1 S	Amplificatore R.F.	250	—	— 8,5	10,5	—	17	—	2200	—	—
6CB6	Pentodo	6,3	0,3	1 Q	Amplificatore R.F. - B.F.	200	150	R _k 180	9,5	2,8	—	600 K	6200	—	—
6CL6	Pentodo	6,3	0,65	1 T	Amplificatore di potenza (video)	300	300	— 2	30	7	Segnale p.t.p. di entrata 3 V Segnale p.t.p. di uscita 132 V		3900	—	—
6J6	Doppio triodo	6,3	0,45	1 U	Amplificatore R.F. (una sezione)	100	—	R _k 50	8,5	—	38	—	5300	—	—
6T8	Triplo diodo triodo	6,3	0,45	1 V	Rivelat. - Amplificatore B.F.	250	—	— 3	1	—	70	—	1200	—	—
6X4	Doppio diodo	6,3	0,6	1 X	Rettificatore di A.T.	Tensione massima per anodo 450 V _{eff} - Corrente c.c. massima 70 mA - Minimo valore dell'induttore d'ingresso 10 H.									
12AT7	Doppio triodo	12,6	0,15	1 Y	Amplificatore di tensione (una sezione)	250	—	— 2	10	—	55	—	5500	—	—
12AU7	Doppio triodo	12,6	0,15	1 Y	Amplificatore di tensione (una sezione)	250	—	— 8,5	10,5	—	17	—	2200	—	—
12AX7	Doppio triodo	12,6	0,15	1 Y	Amplificatore di tensione (una sezione)	250	—	— 2	1,2	—	100	62,5 K	1600	—	—
35W4	Diodo	35	0,15	1 W	Rettificatore di A.T.	Tensione max di anodo 117 V _{eff} - Corrente c.c. max 90 mA.									
50B5	Pentodo a fascio	50	0,15	1 L	Amplificatore di potenza . .	110	110	— 7,5	49	4	—	14 K	7500	1,9	2500
11Z3	Diodo	117	0,04	1 Z	Rettificatore di A.T.	Tensione max di anodo 117 V _{eff} - Corrente c.c. max 90 mA.									

(*) Trasconduttanza di conversione.

TABELLA X - DATI CARATTERISTICI DI VALVOLE AMERICANE - SERIE NORMALE

TIPO	NOME	FILAMENTO		Base	FUNZIONE	TENSIONI APPLICATE			CORRENTI		Coefficiente di amplificazione	Resistenza interna	Conduttanza mutua in $\mu\text{MH}\Omega$	Potenza di uscita in watt	Resistenza di carico in OHM
		Volt	Amp.			Placca	Schermo	Griglia	Placca	Schermo					
0B3	Diodo a gas	—	—	2 A	Regolatore di tensione . .	Tensione min. d'innesco 125 V - Tens. di lavoro 90 V - Corrente di lavoro 5 ÷ 30 mA									
0C3	Diodo a gas	—	—	2 A	Regolatore di tensione . .	Tensione min. d'innesco 133 V - Tens. di lavoro 105 V - Corrente di lavoro 5 ÷ 40 mA									
0D3	Diodo a gas	—	—	2 A	Regolatore di tensione . .	Tensione min. d'innesco 185 V - Tens. di lavoro 150 V - Corrente di lavoro 5 ÷ 40 mA									
1B3-GT	Diodo	1,25	0,2	2 B	Rettificatore di A.T.	Tensione max di picco inverso 40.000 V - Corrente max di picco 17 mA. Corrente c.c. max di placca 2 mA - Frequenza max di lavoro 300 Kc/s.									
2A3	Triodo	2,5	2,5	2 C	Amplificatore di potenza Push-pull, classe AB ₁ Push-pull, classe AB ₂	250	—	— 45	60	—	4,2	800	5250	3,5	2500
						300	—	R _k 780	80	—	—	—	10	5000	
						300	—	62	80	—	—	—	15	3000	
2X2-A	Diodo	2,5	1,75	2 D	Rettificatore di A.T.	Tensione max di anodo 4500 V _{eff} - Corrente c.c. max 7,5 mA.									
5R4-CY	Doppio diodo	5	2	2 E	Rettificatore di A.T.	1000 V _{eff} max, 150 mA, con filtro entrata a cond. 950 V _{eff} max, 175 mA, con filtro entrata a indut.					Caduta interna 50 V alla corrente di 175 mA c.c.				
5U4-G	Doppio diodo	5	3	2 E	Rettificatore di A.T.	450 V _{eff} max per placca, 225 mA c.c., filtro entrata a C 550 V _{eff} max per placca, 225 mA c.c., filtro entrata a L					Caduta interna 58 V alla corr. di 225 mA				
5V4-G	Doppio diodo	5	2	2 F	Rettificatore di A.T.	375 V _{eff} max per placca, 175 mA c.c., filtro entrata a C 550 V _{eff} max per placca, 175 mA c.c., filtro entrata a L					Caduta interna 23 V alla corr. di 175 mA				
5X4-G	Doppio diodo	5	3	2 G	Rettificatore di A.T.	Come valvola 5U4-G									
5Y3-G	Doppio diodo	5	2	2 E	Rettificatore di A.T.	350 V _{eff} max per placca, 125 mA c.c., filtro entrata a C 500 V _{eff} max per placca, 125 mA c.c., filtro entrata a L					Caduta interna 60 V alla corr. di 125 mA				
5W4	Doppio diodo	5	1,5	2 E	Rettificatore di A.T.	350 V _{eff} max per placca, 100 mA c.c., filtro entrata a C 500 V _{eff} max per placca, 100 mA c.c., filtro entrata a L					Caduta interna 45 V alla corr. di 100 mA				
5Z3	Doppio diodo	5	3	2 H	Rettificatore di A.T.	Come valvola 5U4-G									
5Z4	Doppio diodo	5	2	2 F	Rettificatore di A.T.	Come valvola 5Y3-G ma con caduta interna di 20 V									
6A2-G	Eptodo	6,3	0,3	2 W	Sez. Mescolatrice Sez. Oscillatrice	250 250	100	— 3	3,5	2,7	—	360 K	550 (*)	—	—
Attraverso un resistore di 20 K Ω , I _{g2} = 4 mA, R _{g1} = 50 K Ω															
6B4-C	Triodo	6,3	1	2 J	Amplificatore di potenza	Circa uguale alla valvola 2A3.									
6B8-C	Doppio diodo pentodo	6,3	0,3	2 K	Amplificatore R.F. - B.F.	250	125	— 3	10	2,3	—	600 K	1325	—	—
						100	100	— 3	5,8	1,7	—	300 K	950	—	—
6C5-C	Triodo	6,3	0,3	2 I	Amplificatore B.F.	250	—	— 8	8	—	20	10 K	2000	—	—
6C8-C	Doppio triodo	6,3	0,3	2 L	Amplificatore di tensione (una sezione)	250	—	— 4,5	3,2	—	36	22,5 K	1600	—	—
6E5-G	Tubo a raggi catodici	6,3	0,3	2 M	Indicatore di sintonia	250 V attraverso 1 M Ω , target 250 V, griglia 0 volt per 90°, — 8 volt per 0°.									
6F6-G	Pentodo	6,3	0,7	2 N	Amplificatore di potenza	250	250	— 16,5	34	6,5	—	80 K	2500	3,2	7000
6H6-G	Doppio diodo	6,3	0,3	2 P	Rivelatore	Tensione eff. max per placca 150 V, Corrente c.c. max 8 mA.									
6J5-G	Triodo	6,3	0,3	2 I	Amplificatore B.F.	250	—	— 8	9	—	20	7700	2600	—	—
6J7-G	Pentodo	6,3	0,3	2 Q	Amplificatore R.F. - B.F.	250	100	— 3	2	0,5	—	1,5 M	1225	—	—
						100	100	— 3	2	0,5	—	1 M	1185	—	—
6K6	Pentodo	6,3	0,4	2 N	Amplificatore di potenza	250	250	— 18	32	5,5	—	68 K	2300	3,4	7600
6K7	Pentodo	6,3	0,3	2 Q	Amplificatore R.F.	250	100	— 3	7	1,7	—	0,8 M	1450	—	—
6K8	Triodo - Esodo	6,3	0,3	2 R	Sez. Mescolatrice Sez. Oscillatrice	250	100	— 3	2,5	6	—	0,6 M	350(*)	—	—
						100	—	R _g 50 K	3,8	—	—	—	3000	—	—
6L6-G	Tetrodo a fascio	6,3	0,9	2 S	Amplificatore di potenza Push-pull, classe A Push-pull, classe AB ₁ Push-pull, classe AB ₂	250	250	— 14	72	5	—	22,5 K	6000	6,5	2500
						270	270	— 17,5	134	11	—	23,5 K	5700	17,5	5000
						360	270	— 22,5	88	5	—	—	—	26,5	6600
						360	270	— 22,5	88	5	—	(polarizzazione fissa)	—	47	3800
6L7-G	Eptodo	6,3	0,3	2 T	Amplificatore classe A Mescolatore	250	100	— 3	5,3	6,5	670	0,6 M	1100	—	—
						250	150	— 6	3,3	9,2	—	1 M	350(*)	—	—
6Q7-G	Doppio diodo triodo	6,3	0,3	2 U	Rivelat. - Amplificat. B.F.	250	—	— 3	1	—	70	58 K	1200	—	—
						100	—	— 1	0,8	—	70	58 K	1200	—	—
6S7	Pentodo	6,3	0,15	2 Q	Amplificatore R.F.	250	100	— 3	8,5	2	—	1 M	1750	—	—
						135	67,5	— 3	3,7	0,9	—	1 M	1250	—	—
6V6-G	Tetrodo a fascio	6,3	0,45	2 S	Amplificatore di potenza Push-pull, classe AB	250	250	— 12,5	45	4,5	—	52 K	4100	4,5	5000
						250	250	— 15	70	5	—	60 K	3750	10	10000
6X5-GT	Doppio diodo	6,3	0,6	2 V	Rettificatore di A.T.	325 V _{eff} max per placca, 70 mA c.c., entrata a Cond. 450 V _{eff} max per placca, 70 mA c.c., entrata a Ind.					Caduta interna 22 V alla corrente di 70 mA				
6AB7	Pentodo	6,3	0,45	2 X	Amplificatore R.F.	300	200	— 3	12,5	3,2	—	700 K	5000	—	—
6AC7	Pentodo	6,3	0,45	2 X	Amplificatore R.F.	300	150	R _k 160	10	2,5	—	1 M	9000	—	—
6AC7	Pentodo	6,3	0,65	2 Y	Amplificatore di potenza	300	150	— 3	30	7	—	130 K	11000	3	10000
6SA7	Eptodo	6,3	0,3	2 Z	Sez. Mescolatrice Sez. Oscillatrice	250	100	— 2	3,5	8,5	—	1 M	450(*)	—	—
Resistore di griglia 20 K Ω , corrente di griglia 0,5 mA															
6SF7	Diodo - Pentodo	6,3	0,3	3 A	Rivelat. - Amplificatore B.F.	250	100	— 1	12,4	3,3	—	700 K	2050	—	—
						100	100	— 1	12	3,4	—	200 K	1975	—	—
6SH7	Pentodo	6,3	0,3	3 B	Amplificatore R.F. - B.F.	250	150	— 1	10,8	4,1	—	900 K	4900	—	—
						100	100	— 1	5,3	2,1	—	350 K	4000	—	—
6SJ7	Pentodo	6,3	0,3	2 X	Amplificatore R.F. - B.F.	250	100	— 3	3	0,8	2500	1,5 M	1650	—	—
						100	100	— 3	2,9	0,9	1100	0,7 M	1575	—	—
6SK7	Pentodo	6,3	0,3	2 X	Amplificatore R.F.	250	100	— 3	9,2	2,6	2000	0,8 M	2000	—	—
6SL7-GT	Doppio triodo	6,3	0,3	3 C	Amplificatore di tensione (una sezione)	250	—	— 2	2,5	—	70	44 K	1600	—	—
6SN7-GT	Doppio triodo	6,3	0,6	3 C	Amplificatore di tensione (una sezione)	250	—	— 8	9	—	20	7700	2600	—	—
6SQ7	Doppio diodo - triodo	6,3	0,3	3 D	Rivelat. - Amplificatore B.F.	250	—	— 2	0,9	—	100	91 K	1100	—	—
						100	—	— 1	0,4	—	100	110 K	900	—	—

(*) Trasconduttanza di conversione.

TABELLA XI - DATI CARATTERISTICI DI VALVOLE EUROPEE PHILIPS

TIPO	NOME	FILAMENTO		Base	FUNZIONE	TENSIONI APPLICATE			CORRENTI		Coefficiente di amplificazione	Resistenza interna	Conduttanza mutua in μMH	Potenza di uscita in watt	Resistenza di carico in OHM
		Volt	Amp.			Placca	Schermo	Griglia	Placca	Schermo					
AZ 1	Doppio diodo	4	1,1	4 A	Rettificatore di A.T.	Tens. alternata per placca 300 V, corrente c.c. 100 mA Tens. alternata per placca 400 V, corrente c.c. 75 mA					Calt 60 μF				
AZ 41	Doppio diodo	4	0,72	4 B	Rettificatore di A.T.	Tens. alternata per placca 300 V, corrente c.c. 70 mA Tens. alternata per placca 400 V, corrente c.c. 60 mA Tens. alternata per placca 500 V, corrente c.c. 60 mA					Calt 50 μF				
DAF 91	Diodo - pentodo	1,4	0,05	4 C	Rivelat. - Amplificatore B.F.	67,5	67,5	0	1,6	0,4	13,5	0,6 M	620	—	—
DF 91	Pentodo a μ variabile	1,4	0,05	4 D	Amplificatore R.F.	45 90	45 45	0 0	1,7 1,8	0,7 0,65	—	350 K 800 K	700 750	—	—
DF 92	Pentodo	1,4	0,05	4 D	Amplificatore R.F. - B.F.	90	67,5	0	2,9	1,2	—	600 K	920	—	—
DK 91	Eptodo	1,4	0,05	4 E	Convertitore	67,5 90	67,5 67,5	0 0	1,4 1,6	3,2 3,2	—	500 K 600 K	280(*) 300	{ $R_{g1} = 100 \text{ K}\Omega$ $I_{g1} = 0,25 \text{ mA}$	
DL 94	Pentodo	2,8	0,05	4 F	Amplificazione di potenza	90 120	90 120	— 4,2 — 8,1	8 9	1,7 1,8	7,3	120 K 120 K	2000 2000	0,28 0,5	10 K 10 K
EBC 41	Doppio diodo triodo	6,3	0,23	4 G	Rivelat. - Amplificatore B.F.	250 { Carico anodico 0,22 M Ω , Resistore di griglia 1 M Ω , Resist. di catodo 1,8 K Ω Corrente anodica 0,7 mA, Amplificazione = 51									
ECC 40	Doppio triodo	6,3	0,6	4 H	Amplificazione di potenza Amplificazione di tensione	250 250	—	— 5,6	6	—	32	11 K	2900	0,28	15 K
ECC 81	Doppio triodo	6,3 12,6	0,3 0,15	4 I	Amplificatore R.F. e Oscillatore convertitore	250 100	— —	— 2 — 1	10 3	— —	60 62	— —	5500 3750	—	—
ECF 80	Triodo-pentodo	6,3	0,45	4 L	Sezione triodo Sezione pentodo Convertitore	100 170 170	— 170 170	— 2 — 2 $R_k 330$	14 10 6,5	— 2,8 2	20 47 —	— 0,4 M 0,8 M	5000 6200 2200(*)	$I_{g1} = 25 \mu\text{A}$	
ECH 42	Triodo - esodo	6,3	0,23	4 M	Sezione convertitore Sezione oscillatore	250 250	85 $R_{gt} + 93 = 22 \text{ K}\Omega$	$R_k 180$ $I_{gt} + 93 = 0,35 \text{ mA}$	3 3	— —	— —	> 1 M	750(*)	—	—
EF 41	Pentodo a μ variabile	6,3	0,2	4 N	Amplificatore R.F.	250	$R_a 90 \text{ K}\Omega$	$R_k 325$	6	1,7	18	1,1 M	2200	—	—
EF 80	Pentodo	6,3	0,3	4 P	Amplificatore R.F. - B.F.	170 200 250	170 200 250	— 2 — 2,5 — 3,5	10 10 10	2,5 2,6 2,8	50 50 50	0,5 M 0,55 M 0,65 M	7400 7100 6800	—	—
EL 41	Pentodo	6,3	0,71	4 N	Amplificatore di potenza	250	250	$R_k 170$	36	5,2	22	40 K	10000	3,9	7000
EL 42	Pentodo	6,3	0,2	4 N	Amplificatore di potenza	200 225	200 225	$R_k 360$ $R_k 360$	22,5 26	3,5 4,1	11 11	90 K 90 K	3200 3200	2,1 2,8	9000 9000
EL 84	Pentodo	6,3	0,76	4 Q	Amplificatore di potenza	250	250	$R_k 135$	48	5,5	19	38 K	11300	5,6	5200
EZ 80	Doppio diodo	6,3	0,6	4 R	Rettificatore di A.T.	Tens. altern. per placca 250 V, corrente c.c. 90 mA Tens. altern. per placca 300 V, corrente c.c. 90 mA					Calt. = 50 μF				
EZ 81	Doppio diodo	6,3	1	4 R	Rettificatore di A.T.	Tens. altern. per placca 250 V, corrente c.c. 150 mA Tens. altern. per placca 350 V, corrente c.c. 150 mA					Calt. = 50 μF				
GZ 34	Doppio diodo	5	1,9	4 S	Rettificatore di A.T.	V_{eff} per placca 300 350 400 450 500 550 V I_{cc} 250 250 250 250 200 160 mA V_{cc} 300 350 400 450 530 610 V $R_T \text{ min}$ 2×50 2×75 2×100 2×125 2×150 $2 \times 175 \Omega$					$C_{max} = 60 \mu\text{F}$				
UAF 42	Diodo - pentodo	12,6	0,1	4 T	Rivelat. - Ampl. R.F. - B.F.	170	85	— 2	5	1,5	16	0,9 M	2000	—	—
UBC 41	Doppio diodo triodo	14	0,1	4 G	Rivelat. - Ampliat. B. F.	170 { carico anodico 0,22 M Ω , resist. di griglia 1 M Ω , resist. di catodo 5,6 K Ω corrente anodica 0,28 mA, amplificazione = 44.									
UCH 42	Triodo - esodo	14	0,1	4 M	Sez. convertitore Sez. oscillatore	170	70	— 1,85	2,1	2,6	—	> 1 M	670(*)	—	—
UF 41	Pentodo a μ variabile	12,6	0,1	4 N	Amplificatore R.F.	170	100	— 2,5	6	1,75	18	1 M	2200	—	—
UL 41	Pentodo	45	0,1	4 N	Amplificatore di potenza	170 100	170 100	— 10,4 — 5,7	53 29	10 5,5	— 10	— 18 K	9500 8000	4 1,25	3000 3000
UY 41 UY 42	Diodo	31	0,1	4 U	Rettificatore di A.T.	Tens. altern. di placca 250 220 127 110 V Corrente c.c. 100 100 100 100 mA Tensione c.c. 205 188 135 113 V					$C_{max} = 50 \mu\text{F}$				

(*) Trasconduttanza di conversione.

**FINITO DI STAMPARE
IN TIVOLI NELLE
ARTI GRAFICHE A. CHICCA
IL 30 NOVEMBRE 1960**

