

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

3

AUTO + ELETTRONICA



ARGENTINA Pesos 125
AUSTRALIA Sh. 12,70
AUSTRIA Sc. 24,90
BELGIO Fr. Bg. 48
BRASILE Crs. 1.200
CANADA N. Can. 1,20
CILE Esc. 1,35
GIAMMARCA Ks. D. 6,65
EGITTO Lire 0,425
ETIOPIA S. Et. 2,35

FRANCIA Fr. 4,70
GERMANIA D. M. 3,95
GIAPPONE Yen. 346,80
INGHILTERRA Sh. 6,10
ISRAELE L. I. 3,30
JUGOSLAVIA Din. 725
LIBIA L. Lib. 0,945
MALTA Sh. 6,10
NORVEGIA Kr. N. 6,90
OLANDA Fl. 3,50

PARAGUAY Guar. 120
PERU Sol. 42,65
PORTOGALLO Esc. 22,60
SPAGNA Pts. 37,70
SUD AFRICA R. 0,80
SVIZZERA Fr. S. 4,15
TURCHIA L. T. 8,70
URUGUAY Pesos 10,45
U.S.A. \$ 4,60
VENEZUELA Bs. 6,60

FRANCIA Fr. 4,70
GERMANIA D. M. 3,95
GIAPPONE Yen. 346,80
INGHILTERRA Sh. 6,10
ISRAELE L. I. 3,30
JUGOSLAVIA Din. 725
LIBIA L. Lib. 0,945
MALTA Sh. 6,10
NORVEGIA Kr. N. 6,90
OLANDA Fl. 3,50

PARAGUAY Guar. 120
PERU Sol. 42,65
PORTOGALLO Esc. 22,60
SPAGNA Pts. 37,70
SUD AFRICA R. 0,80
SVIZZERA Fr. S. 4,15
TURCHIA L. T. 8,70
URUGUAY Pesos 10,45
U.S.A. \$ 4,60
VENEZUELA Bs. 6,60

N. 3 - MARZO 1966

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO
ELETTRICHE * FIVRE



Quarzi piezoelettrici per tutte le applicazioni

Poliodi di ogni tipo e potenza per applicazioni trasmettenti ed industriali

Ignitrons e thyratrons per applicazioni industriali

Tubi ad onde progressive e klystrons

Tubi a raggi catodici per televisione

Valvole sub-miniatatura e altri tubi speciali

Valvole termoioniche riceventi per radio e televisione

Condensatori ad alto vuoto

PAVIA
VIA FABIO FILZI, 1
TEL. 31144/5
23636/7/8
26791

SALDARE CON GIOIA!

IPA-MIGNON

(Brev. IPA)



"IPARAPIDO"

ART. 126 - Saldatore leggerissimo e cortissimo adatto per lavori fini, circuiti stampati, ecc. - **15 W** di consumo, attacco diretto alla corrente, presa di terra, punta saldante in acciaio inossidabile che non si consuma e non si deteriora!

ART. 127 - Saldatore come sopra ma da **45 W**.

Catalogo gratis a richiesta



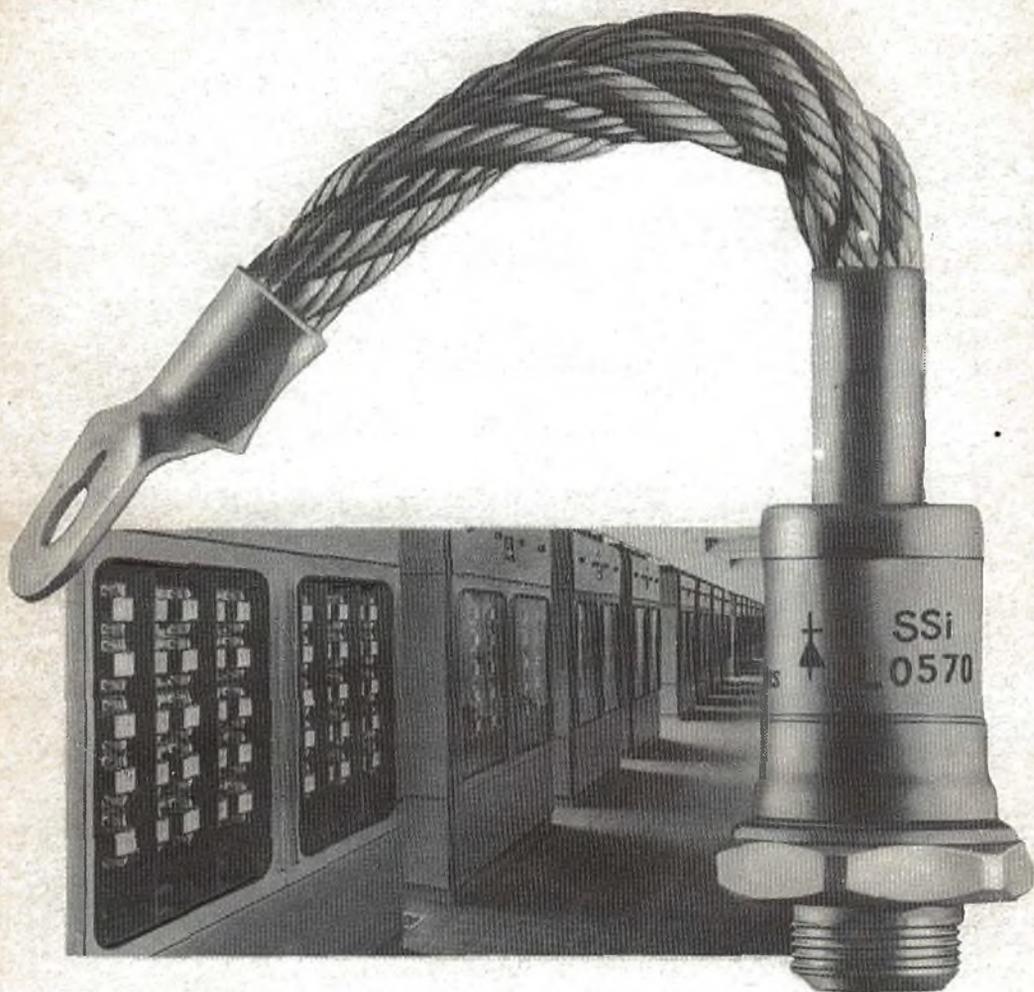
Dott. Ing. PAOLO AITA

Fabbrica Materiali ed Apparecchi per l'Elettricità

Corso San Maurizio, 63 - 65 - Telefono 82.344 - TORINO



SIEMENS



Raddrizzatori al silicio Siemens con contatto a pressione in metallo nobile

Questi raddrizzatori si sono affermati in tutto il mondo per l'elevata sicurezza di esercizio. Possiamo fornire raddrizzatori per qualsiasi valore di potenza, dall'elemento singolo alle apparecchiature complete per azionamenti, trazione o grandi impianti di elettrolisi con molte migliaia di ampère.

Fin dagli inizi, l'organizzazione Siemens è sempre stata all'avanguardia nello sviluppo tecnico dei raddrizzatori al silicio e nella loro applicazione in tutti i settori industriali.

Il nostro metodo di produzione di silicio al massimo grado di purezza è uno dei fattori più importanti nella fabbricazione di raddrizzatori ad alta capacità di blocco.

Il nuovo sistema di contatto a pressione in metallo nobile, realizzato dalla Siemens, si è dimostrato particolarmente indicato anche nelle più gravose condizioni di funzionamento.

I raddrizzatori al silicio Siemens contribuiscono inoltre notevolmente ad aumentare l'economicità d'impiego della corrente continua.

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

Direttore Responsabile:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
Cinisello Balsamo - Milano - Tel. 92.89.391

Amministrazione:
Piazza del Liberty, 4 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
numero 3 marzo 1966
rivista mensile edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione.

Autorizzazione alla pubblicazione:
Tribunale di Milano
numero 4261 dell'1-3-1957

Stampa:
Grafiche CARIM
Corso Sempione, 85 - Milano
Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:

SODIP
Via Zuretti, 25 - Milano
Telefono 68.84.251

Spedizione in abbonamento Postale
Gruppo III

Prezzo della rivista L. 350
numero arretrato L. 700
Abbonamento annuo L. 3.500
per l'Estero L. 7.000.

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio TV
Viale Matteotti, 66
Cinisello Balsamo - Milano
essi possono essere effettuati
mediante emissione di assegno bancario,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c Postale numero 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 200, anche in francobolli.

© Tutti i diritti di riproduzione o traduzione
degli articoli pubblicati sono riservati.

SELEZIONE
RADIO - TV di tecnica

N. 3 Marzo 1966

SOMMARIO

- 318 Lettera aperta all'Anie
- 319 Amplificatore audio intercarrier
- 329 Motorini passo-passo - II parte
- 337 PTC - Resistenze a coefficiente di temperatura positivo
- 345 Stabilizzazione dei circuiti a transistori
- 351 Televisore portatile da 19"
- 363 Circuiti fondamentali dei transistori
- 367 Voltmetro elettronico
- 379 Amplificatore B.F. monoaurale da 10 W
- 391 Servizio Radio TV
- 398 Dati tecnici dei transistori
- 404 Accensione elettronica per automobili
- 423 Radio microfono FM - Cadre Consort
- 427 L'elettronica illustrata
- 435 Stereo cuffie « Superex »
- 438 I lettori ci scrivono

Lettera aperta all'ANIE

Rispettabile ANIE,

ci siamo recati a Parigi con la timida speranza di essere ammessi al « Salon International des Composants Electroniques ». Timida, perchè ci fu inculcato da sempre il timore riverenziale verso l'analoga mostra annuale nell'area della Fiera di Milano. Al cospetto di questa nostra manifestazione casalinga noi ci troviamo nello stato dello schiavo di era precristiana.

Non è vero, rispettabile ANIE? Quando abbiamo chiesto di partecipare alla mostra di settembre, per esporre la nostra rivista, per noi c'erano soltanto angoli reconditi e introvabili, ai prezzi degli spazi in vista. O prendere o lasciare, senza tante cerimonie. E noi lasciammo, naturalmente. Lasciammo a voi il campo libero, persino nelle zone marginali in cui ci avreste nascosti, per l'esposizione del vostro periodico, maestosamente e fieramente distaccato dai propri simili.

Queste erano le nostre esperienze quando ci ponemmo in viaggio per Parigi; con quale animo è facile intuire. Se tanto mi dà tanto — pensavamo — se Milano ci trascura, Parigi nemmeno ci ascolterà. Ci sosteneva l'antico adagio « tentare non nuoce » e, confessiamolo pure, la pregustazione delle ostriche dell'Atlantico, del Beaujolais, e di una serata fra le luci della città.

Ebbene, tutti i « plaisirs de Paris » ci uscirono dalla mente non appena ponemmo piede negli uffici del Salon: ci voltammo indietro per vedere quale Maraja stesse arrivando, perchè non potevamo credere che i saluti tanto deferenti, e cordiali nello stesso tempo, fossero rivolti a noi, invece erano proprio per noi.

Fummo accolti con una cortesia il cui solo ricordo ancora ci consola. Ascoltati con rispettosa benevolenza. Le nostre richieste furono soddisfatte immediatamente con amichevole signorilità.

Quando chiedemmo cosa c'era da spendere per il bellissimo posto assegnato, temendo la botta finale che amareggiasse il gusto di tante gentilezze ricevute, risposero: — Niente.

Niente perchè la stampa tecnica divulgativa deve essere incoraggiata e sostenuta, ci spiegarono. Perchè è merito della stampa come la nostra se la schiera dei tecnici resta unita. E' un filo invisibile, la stampa qualificata, che determina l'intesa fra tutti coloro che studiano e lavorano in un dato campo: è il mezzo di una immensa collaborazione, e quando un fenomeno si manifesta sul piano dell'immenso, i risultati che ne derivano sono incommensurabili. Da ciò l'accoglimento a braccia aperte verso chiunque abbia iniziative editoriali nell'elettronica.

Così si ragiona in Francia, la nazione che in elettronica è fra le primissime del mondo.

Questi sono i fatti puri e semplici che esponiamo alla vostra meditazione, rispettabile ANIE distributrice delle aree alla mostra milanese del settembre.

Ossequi.

Selezione di Tecnica Radio TV

AMPLIFICATORE AUDIO INTERCARRIER

DUE STADI CON TRIODO-PENTODO DECAL PCF 200

Si descrive un amplificatore audio intercarrier equipaggiato con il triodo-pentodo PCF 200. L'efficace schermatura tra i due sistemi elettrodici consente di riunire in un'unica ampolla un amplificatore F.I. a due stadi avente un'eccellente stabilità.

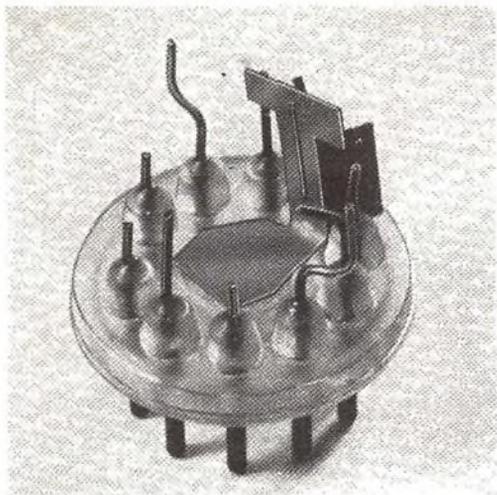
Il guadagno che deve possedere un amplificatore audio intercarrier dipende ovviamente dal livello del segnale disponibile all'ingresso dell'amplificatore stesso; l'ampiezza del segnale audio d'ingresso dipende, a sua volta, dal dimensionamento dell'amplificatore video, il cui guadagno è funzione sia del segnale necessario al completo pilotaggio del cinescopio sia del segnale disponibile al rivelatore video.

È noto come anche con un unico stadio amplificatore audio si possa avere un buon guadagno e un'efficace limitazione del segnale qualora la valvola di uscita dell'amplificatore video fornisca un sufficiente segnale da consentire l'inserimento nel circuito anodico del potenziometro per la regolazione del contrasto. In questo caso, infatti, il segnale audio presente sull'anodo della valvola finale video si mantiene costante ed ha un'ampiezza sufficiente a pilotare l'amplificatore FI audio; naturalmente ciò presuppone che il segnale presente ai morsetti di antenna del ricevitore sia abbastanza ampio da far entrare in funzione la tensione del C.A.G. nell'amplificatore FI video.

Comunque, quando viene impiegato uno stadio finale video nel quale la regolazione del contrasto è posta in un punto qualsiasi **prima** del suo circuito anodico (per esem-



Triodo-pentodo « deca » PCF200.



Fondello di base del triodo-pentodo « decal » PCF200. Si possono vedere i vari schermi che isolano elettricamente rispettivamente il piedino dell'anodo e quello della griglia controllo della sezione pentodica in modo da mantenere la capacità anodo-griglia (C_{ng1}) a valori più bassi possibili.

pio, attraverso il circuito C.A.G. dell'amplificatore FI video) è consigliabile usare un amplificatore FI audio formato da due stadi. In pratica, l'ampiezza del segnale intercarrier applicato all'ingresso dell'amplificatore FI audio viene a dipendere allora dalla posizione del potenziometro del contrasto; in particolari condizioni sfavorevoli (zone marginali) e con il potenziometro del contrasto portato al minimo può succedere che l'ampiezza del segnale intercarrier sia insufficiente ad assicurare una buona limitazione del segnale da parte dell'amplificatore FI audio, e ciò anche nel caso in cui il segnale audio venga prelevato dall'anodo della valvola finale video.

È vero che gli americani usano normalmente un solo stadio amplificatore FI audio anche nel caso in cui la regolazione del contrasto non si trovi nel circuito anodico della valvola finale video. In questo caso però l'amplificatore FI audio è seguito da un rivelatore-oscillatore « locked » impiegante le valvole 6DT6, 6BN6.

Questa soluzione abbastanza semplice va bene in America dove la deviazione di

frequenza è solo la metà di quella prescritta dal C.C.I.R.; in queste condizioni, l'oscillatore « locked » dà effettivamente dei buoni risultati. Se però l'oscillatore « locked » dovesse lavorare con un segnale corrispondente alle norme specificate dal C.C.I.R., allora si dovrebbe ridurre il fattore di merito della « bobina di quadratura »; nel qual caso sia la sensibilità che l'abilità del circuito alla reiezione dei disturbi risulterebbero del tutto insufficienti.

Chiarito ciò, ben si comprende ora perché in Europa sia universalmente adottato, per la demodulazione, il rivelatore a rapporto. Questo circuito, come è noto, richiede al suo ingresso un segnale abbastanza ampio ma in compenso ha il vantaggio di dare una buona reiezione dei disturbi entro tutta la banda passante. Se poi questo circuito demodulatore viene preceduto da due stadi amplificatori è evidente che la sua caratteristica antidisturbo verrà incrementata dall'effetto limitatore degli stadi stessi. Un'ulteriore riduzione della modulazione di ampiezza è spesso ottenuta mediante applicazione di una tensione C.A.G., con costante di tempo molto breve, al primo stadio amplificatore FI audio.

L'effetto combinato di questi tre sistemi di soppressione del disturbo e della modulazione di ampiezza dà eccellenti risultati anche quando il livello del segnale di ingresso è relativamente basso.

Progetto del circuito

Solitamente gli amplificatori FI audio a due stadi sono equipaggiati con due pentodi del tipo EF 80, o EF 184 oppure con la sezione pentodica della PCF 80. Il guadagno risulta in ogni modo molto elevato.

In genere, il guadagno più elevato si ha nel primo stadio dove il segnale con basso livello viene amplificato in modo tale che il secondo stadio non effettua altro che un'azione **limitatrice del segnale**. Non è quindi necessario che questo secondo stadio abbia un guadagno elevato dato che il segnale all'uscita dal rivelatore a rapporto è sempre tale da effettuare un completo pilotaggio dell'amplificatore b.f.

La riduzione del segnale all'uscita del secondo stadio amplificatore FI si ottiene

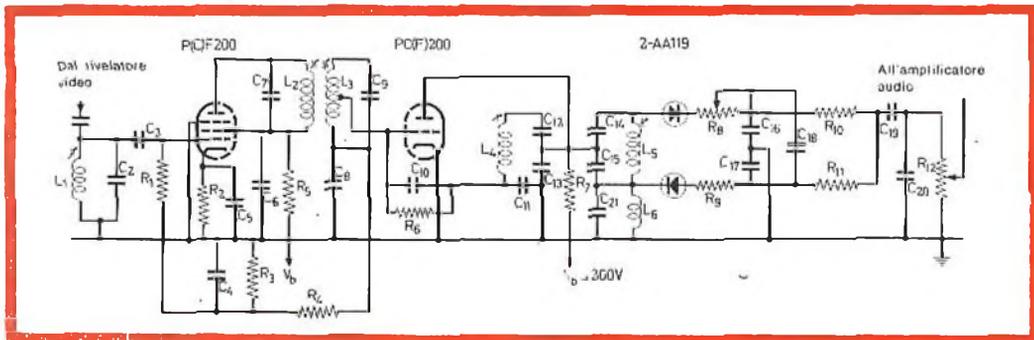


Fig. 1 - Schema elettrico dall'amplificatore FI audio intercarrier seguito dal rivelatore a rapporto.

Componenti

R ₁	=	33	kΩ	, 1/2 W
R ₂	=	82	Ω	, 1/2 W
R ₃	=	33	kΩ	, 1/2 W
R ₄	=	47	kΩ	, 1/2 W
R ₅	=	3,9	kΩ	, 2 W
R ₆	=	100	kΩ	, 1/2 W
R ₇	=	33	kΩ	, 1/2 W
R ₈	=	10	kΩ	, lineare
R ₉	=	680	Ω	, 1/2 W
R ₁₀	=	12	kΩ	, 1/2 W
R ₁₁	=	22	kΩ	, 1/2 W
R ₁₂	=	1	MΩ	, logaritmico
C ₁	=	10	pF	± 5%, ceramico
C ₂	=	47	pF	± 2%, ceramico
C ₃	=	56	pF	± 10%, ceramico
C ₄	=	1	nF	, ceramico
C ₅	=	10	nF	, ceramico

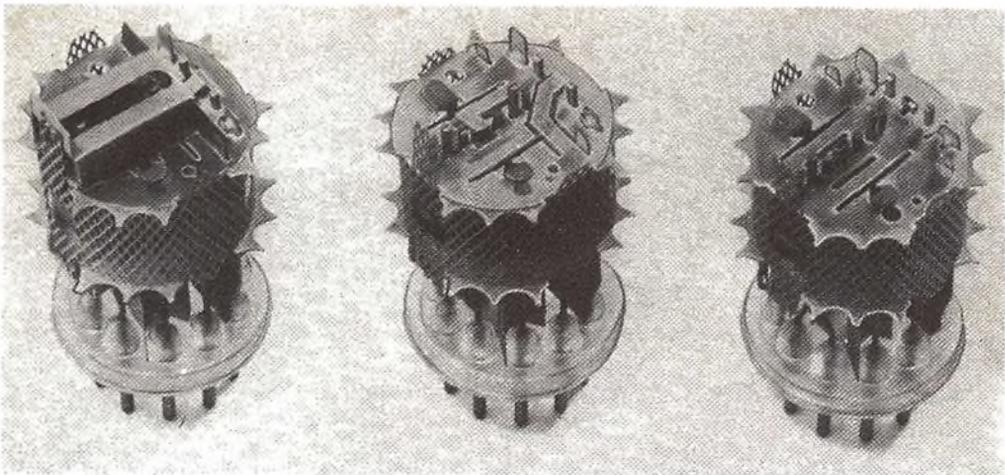
C ₆	=	4,7	nF	, ceramico
C ₇	=	47	pF	± 2%, ceramico
C ₈	=	56	pF	± 5%, ceramico
C ₉	=	47	pF	± 2%, ceramico
C ₁₀	=	6,8	pF	± 1 pF, ceramico
C ₁₁	=	150	pF	± 2%, ceramico
C ₁₂	=	15	pF	± 1 pF, ceramico
C ₁₃	=	33	pF	± 1 pF, ceramico
C ₁₄	=	82	pF	± 2%, ceramico
C ₁₅	=	82	pF	± 2%, ceramico
C ₁₆	=	220	pF	± 5%, ceramico
C ₁₇	=	220	pF	± 5%, ceramico
C ₁₈	=	3,2	μF	, 40 V, elettrolitico
C ₁₉	=	10	nF	, 125 V, poliestere
C ₂₀	=	820	pF	, ceramico
C ₂₁	=	3,9	pF	± 0,5 pF, ceramico

abbassando il valore della tensione della griglia schermo. Esiste un'altra soluzione di questo problema consistente nel sostituire nel secondo stadio un triodo opportunamente neutralizzato. È possibile infatti realizzare un amplificatore FI audio compatto ed economico impiegando nel primo e nel secondo stadio FI rispettivamente la sezione pentodica e triodica della nuova valvola decal PCF 200.

A prima vista sembrerebbe un po' rischioso avere due amplificatori in cascata disposti in un unico bulbo di vetro. In realtà, la schermatura veramente efficiente esistente tra i due sistemi elettrodici consente di avere la massima tranquillità al riguardo. Inoltre, la disposizione dei piedini sul fondello della valvola è tale da man-

enere sufficientemente basso l'accoppiamento tra i circuiti d'ingresso e quelli di uscita.

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico dell'amplificatore. Il segnale audio proveniente dal rivelatore video viene applicato alla griglia controllo della sezione pentodica della PCF 200 attraverso un circuito ad accordo singolo. Il segnale amplificato presente sull'anodo del pentodo viene portato in griglia della sezione triodica della PCF 200 attraverso un filtro passa-banda a doppio accordo. Il triodo ha una polarizzazione automatica ottenuta per corrente di griglia attraverso un filtro a costante di tempo breve; in questo modo viene rivelata l'eventuale modulazione di ampiezza del segnale.



Sistema elettrodo del triodo-pentodo «decal» PCF200 visto dall'alto. Nella valvola a sinistra si vede uno schermo a forma di «scatoletta» che separa elettricamente le «orecchiette» dell'anodo della sezione triodica dai supporti della griglia controllo della sezione pentodica. Nella valvola al centro è stato tolto tale schermo mentre in quella di destra si vede il sistema elettrodo senza lo «spaziatore».

Il segnale AM rivelato viene riportato insieme alla tensione di polarizzazione ottenuta sulla griglia controllo della sezione pentodica; in questo modo si ottiene un effetto di contoreazione sia sull'involuppo «AM» sia sulla tensione C.A.G.

In realtà, siccome la sezione pentodica della PCF 200 non è stata progettata per avere un controllo di guadagno mediante variazione della tensione di polarizzazione, questo circuito darà una certa distorsione dell'involuppo AM. Questo particolare effetto però non dà in pratica nessun inconveniente. Nel circuito qui descritto, qualsiasi componente del segnale audio intercarrier, modulata in ampiezza viene effettivamente eliminata sia dall'azione limitatrice del triodo che da quella del rivelatore a rapporto.

L'anodo del triodo è collegato al circuito del rivelatore a rapporto. Alla neutralizzazione della capacità anodo-griglia del triodo provvede un ponte capacitivo con valori fissi. Collegando i circuiti di anodo o di griglia della sezione triodica in un punto intermedio del circuito oscillante, la neutralizzazione non diventa più critica e nello stesso tempo si rendono bassi i valori delle impedenze di anodo e di griglia.

STUDIO DEL CIRCUITO

Circuito di griglia della sezione pentodica

Il circuito ad accordo singolo posto in griglia del pentodo è formato da una bobina ad induttanza variabile L_1 (13,5 μH) e da un condensatore fisso C_2 (47 pF). La capacità complessiva di accordo comprendente la capacità distribuita del cablaggio ha il valore approssimativo di 60 pF. La banda passante a -3 dB è 300 kHz; il fattore di qualità (Q), tenuto conto dello smorzamento prodotto dal circuito di accoppiamento al rivelatore ha un valore di 18. Mediante quest'ultimo valore si può facilmente conoscere l'impedenza del circuito accordato. È nota la formula che dà il valore dell'impedenza alla frequenza di risonanza:

$$Z_1 = Q/\omega C$$

dove sostituendo i precedenti valori, e sapendo che $f = 5,5$ MHz si ha:

$$Z_1 = 18/\omega \times 60 \times 10^{-12} = 8.7 \text{ k}\Omega$$

Il circuito accordato è collegato alla griglia controllo del pentodo attraverso il condensatore C_3 da 56 pF; la capacità d'ingresso della valvola (C_{gk}) ha un valore approssimativo di 10 pF, e con la precedente capacità di accoppiamento forma un partitore capacitivo con presa $t = 56/66 = 0,85$. L'impedenza sulla griglia sarà pertanto:

$$Z_2 = t^2 Z_1 = 0,85^2 \times 8.7 = 6.2 \text{ k}\Omega$$

Il circuito accordato è collegato al rivelatore video attraverso un condensatore (C_1) da 10 pF. Il guadagno di tensione dal rivelatore video della griglia controllo del pentodo è circa 2.

SINTONIZZATORE UHF A TRANSISTOR

TIPO 3122.108/
59501

CON ACCORDO IN $\lambda/4$



DATI TECNICI:

Banda di frequenza: 470-890 MHz

Accordo linee di Lecher: $\lambda/4$

Portante audio F.I.: 40,4 MHz

Portante video F.I.: 45,9 MHz

Impedenza dell'antenna: 300 Ω simmetrici

Guadagno: circa 20 dB

Uscita della F.I.: accoppiamento capacitivo per corrente. La capacità complessiva di uscita inclusa quella del cavo coassiale è circa 68 pF e dipende dall'accoppiamento e dalla qualità dei circuiti accordati.

Transistor impiegati: AF 186/83 amplificatore RF; AF 186/84 oscillatore-mescolatore.

Alimentazione: +12 V (min. 9,5 V) per lo stadio oscillatore; +12 V (min. 9,5 V) per lo stadio amplificatore R.F. Corrente complessiva \approx 8 mA (senza C.A.G.).

Tensione massima ammissibile all'ingresso senza apprezzabili segni di saturazione: 50 mV su 300 Ω di impedenza.

PHILIPS

Le prestazioni di questo sintonizzatore sono considerevolmente superiori a quelle di un analogo sintonizzatore a valvole; ciò è dovuto principalmente alle più favorevoli caratteristiche di rumore e di guadagno dei transistor.

L'accordo è ottenuto mediante condensatore variabile a 4 sezioni e linee di Lecher risonanti in $\lambda/4$. Anche il circuito di aereo può essere accordato consentendo un maggior guadagno e tasso di riflessione più basso.

Il selettore può essere fornito anche in esecuzione con controllo automatico di frequenza (C.A.F.).



Sintonizzatore munito di demoltiplica con rapporto 1:5.



Sintonizzatore munito di demoltiplica con rapporto 1:40.

Questi due tipi di demoltiplica vengono forniti a parte dietro richiesta.



PHILIPS

PHILIPS S.P.A. - REPARTO ELETTRONICA - PIAZZA IV NOVEMBRE 3 - MILANO

Circuito anodico della sezione pentodica

Il filtro passa banda a doppio accordo inserito nel circuito anodico del pentodo è formato da due bobine ad induttanza variabile (L_2 e L_3) di 13,5 μH ciascuna accordate rispettivamente mediante condensatori fissi (C_1 e C_2) del valore di 47 pF. La bobina L_3 (secondario) ha una presa centrale collegata alla griglia della sezione triodica. Il fattore di qualità del circuito accordato primario (Q_p) è 55; la capacità complessiva (C_p) è circa 56 pF. L'impedenza del primario Z_p alla frequenza di risonanza sarà:

$$Z_p = Q_p / \omega C_p$$

sostituendo nella formula i precedenti valori si avrà:

$$Z_p = 55 / \omega \times 56 \times 10^{-12} = 28,5 \text{ k}\Omega.$$

Se il fattore di accoppiamento $q = kQ = 1,1$, l'impedenza d'ingresso Z_s del filtro passa-banda sarà:

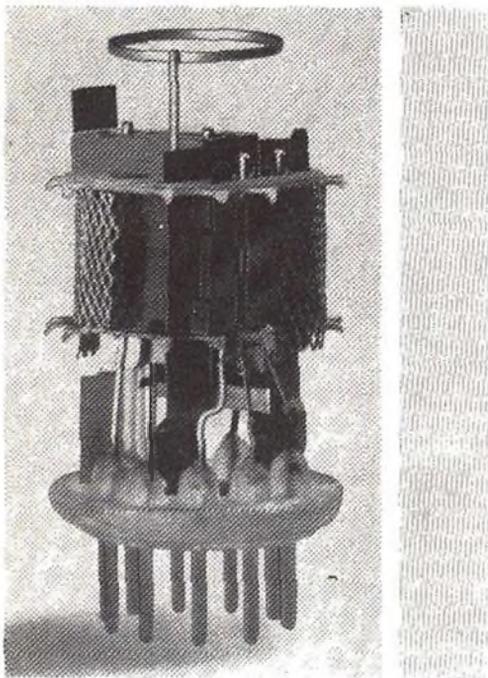
$$Z_s = Z_p / (1 - q^2) = 13 \text{ k}\Omega.$$

Il fattore di qualità del secondario, Q_s , ha anch'esso il valore 55; la sua capacità di accordo complessiva C_s , è circa 55 pF, per cui avremo:

$$Z_s = Q_s / \omega C_s$$

e sostituendo nella formula i precedenti valori avremo:

$$Z_s = 55 / \omega \times 55 \times 10^{-12} = 29 \text{ k}\Omega.$$



Sistema elettrodico del triodo-pentodo «decal» PCF200; è visibile lo schermo che separa le due sezioni.

L'impedenza di trasferimento del filtro passa-banda sarà:

$$Z_{tr} = [q / (1 + q^2)] \sqrt{Z_p Z_s} = (1,1 / 2,21) \sqrt{28,5 \times 29} = 14,3 \text{ k}\Omega.$$

Siccome la griglia della sezione triodica è collegata ad una presa centrale sul secondario del filtro passa-banda, il guadagno complessivo dalla griglia controllo del pentodo alla griglia del triodo sarà:

$$G_p = g_{m1} Z_{tr}$$

e cioè

$$G_p = 14 \times 0,5 \times 14,3 = 100.$$

Circuito anodico della sezione triodica

In questo stadio si può impiegare qualsiasi tipo di demodulatore per FM. Dovrà in ogni caso essere soddisfatta la seguente condizione: il punto del demodulatore collegato all'anodo del triodo dovrà presentare un'impedenza abbastanza bassa. Il guadagno complessivo dalla griglia controllo del pentodo all'anodo del triodo non deve essere aumentato eccessivamente al punto di provocare inconvenienti prodotti da fenomeni di reazioni causati dalle capacità esistenti tra la griglia controllo del pentodo e l'anodo del triodo ($C_{gr-pent}$) anche se tale capacità è tenuta a valori estremamente bassi ($< 1,2 \text{ fF}$).^{*} Come vedremo in seguito, sarà sufficiente un guadagno G_{int} pari a 1500. Il guadagno del triodo potrà quindi raggiungere il valore di $1500/100 = 15$. Nel nostro circuito il guadagno della sezione triodica è stato portato a questo valore collegando l'anodo a un partitore capacitivo disposto ai capi del primario del rivelatore a rapporto. Questa particolarità circuitale ha il vantaggio di ridurre lo smorzamento prodotto dall'impedenza interna del triodo a valori estremamente bassi e quindi non nocivi. Nel rivelatore a rapporto di fig. 1 sono state usate bobinette senza presa centrale e quindi semplici ed economiche dato che l'accoppiamento avviene tramite capacità. Il secondario del filtro passa-banda anziché avere la solita presa centrale ha in parallelo due condensatori (C_{11} e C_{12}) del valore di 82 pF ciascuno, collegati in serie. Anche il primario del filtro passa-banda ha in parallelo un partitore di tensione capacitivo formato rispettivamente dai condensatori C_{12} e C_{13} . Sia l'anodo del triodo che la presa centrale capacitiva del secondario sono collegati al punto di giunzione tra C_{12} e C_{13} . Il primario e il secondario sono accoppiati attraverso il condensatore C_{14} (3,9 pF) che a sua volta ha in parallelo la bobinetta L_3 (4 mH) la quale ha il compito di offrire un passaggio alla corrente continua del rivelatore a rapporto.

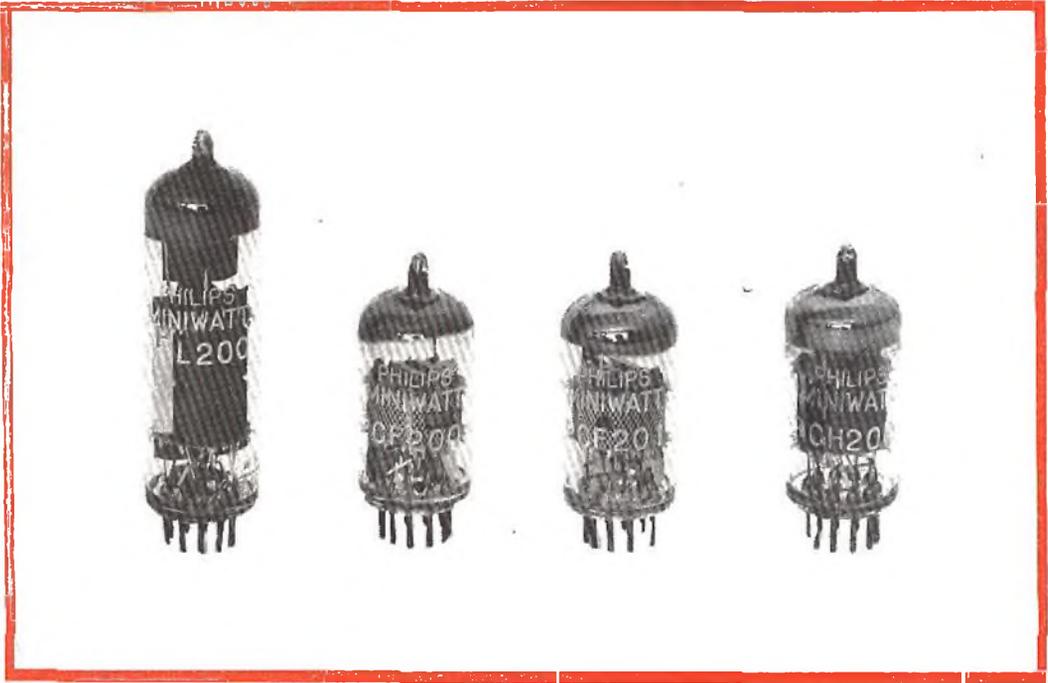
La capacità di accordo del primario, C_p' , ha il valore approssimativo di 15 pF mentre l'induttanza di L_3 ha il valore anch'esso approssimativo di 50 μH . Il fattore di qualità, in condizioni di lavoro, Q_p' è circa 37. L'impedenza del circuito sarà pertanto:

$$Z_p' = Q_p' / \omega C_p'$$

e cioè

$$Z_p' = 37 / \omega \times 15 \times 10^{-12} = 72 \text{ k}\Omega,$$

^{*} 1 fF = 10^{-15} F



Nuova serie di valvole « decal ». Da sinistra, il dbppio pentodo PFL200, il triodo pentodo PCF200, il triodo pentodo PCF201 e il triodo eptodo PCH200.

che con un fattore di accoppiamento $q' = kQ = 0,7$ dà all'impedenza di ingresso del rivelatore a rapporto, il valore di:

$$Z_i' = Z_p' / (1 + q'^2) = 72 / 1.49 = 48 \text{ k}\Omega.$$

La capacità complessiva dell'anodo della sezione triodica è formata da C_{13} (33 pF), da C_{21} (3,9 pF), dalla capacità propria dell'anodo del triodo (3 pF) e infine dalla capacità distribuita del cablaggio e della bobina, e assomma ad un totale di circa 50 pF. Il rapporto della presa intermedia sarà pertanto:

$$t' = 15/65 = 0.23,$$

per cui l'impedenza sull'anodo della sezione triodica sarà:

$$Z_s' = t'^2 Z_i'$$

e cioè

$$Z_s' = 0.23^2 \times 48 = 2.55 \text{ k}\Omega.$$

Con segnali di basso livello, la conduttanza mutua g_m del triodo è circa 5 mA/V; per cui, il guadagno ottenuto dalla griglia all'anodo del triodo sarà:

$$g_m t'^2 Z_i' = 5 \times 2.55 = 12.7.$$

La capacità di accordo del secondario del filtro passa-banda, più la capacità distribuita ammonta a

$C_s' = 55 \text{ pF}$. L'induttanza di L_s è circa 13,5 μH . Il fattore di qualità, in condizioni di lavoro, del circuito rivelatore Q_s' ha il valore di 36. Pertanto, l'impedenza del secondario del filtro passa-banda sarà:

$$Z_s' = Q_s' / \omega C_s'$$

e cioè

$$Z_s' = 36 / \omega \times 55 \times 10^{-12} = 19 \text{ k}\Omega.$$

L'impedenza di trasferimento sarà:

$$\begin{aligned} Z_{tr}' &= [q' / (1 + q'^2)] \sqrt{Z_p' Z_s'} = \\ &= (0.7 / 1.49) \sqrt{72 \times 19} = 17.5 \text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

da cui si ricava il guadagno ottenuto dalla griglia controllo del triodo al secondario del filtro passa-banda, e cioè:

$$G_T = g_m t'^2 Z_{tr}' \approx 5 \times 0.23 \times 17.5 = 20.$$

Con un valore medio della tensione anodica pari a 150 V, la polarizzazione di base è circa 3 V. Ciò significa che la valvola ha il massimo del pilotaggio con un segnale con valore efficace superiore ad 1 V. Siccome il guadagno della sezione periodica, come abbiamo visto è 100, ciò corrisponderà ad un segnale di circa 10 mV_{eff} alla griglia della valvola stessa. Con segnali di maggiore intensità si verificherà la limitazione dei segnali stessi.

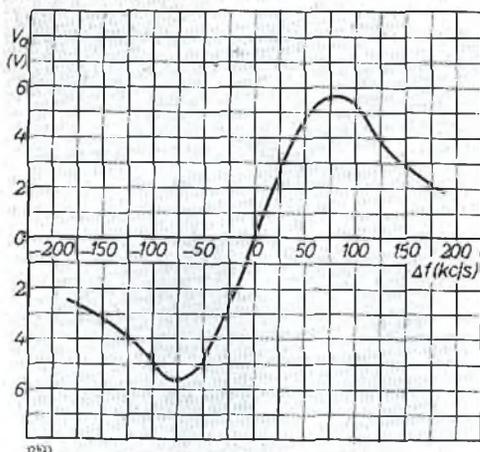


Fig. 2 - Curva statica del discriminatore a rapporto.

Reazione

I valori delle impedenze, e il guadagno di ciascun stadio come pure la disposizione del cablaggio dovranno essere dimensionati in modo da eliminare qualsiasi instabilità dovuta a fenomeni di reazione. Pertanto, qui di seguito, esamineremo i vari circuiti di reazione dovuti sia alle capacità interelettrodiche di ciascuna sezione sia alle capacità esistenti tra una sezione e l'altra delle due valvole.

Per avere un buon margine di sicurezza, è bene che i fattori di reazione p di questi circuiti si mantengano al di sotto del valore di 0.5.

Innanzitutto studieremo l'influenza della capacità anodo-griglia della sezione pentodica (C_{a-g1p}). Il valore massimo di detta capacità è 6,5 fF ($= 6,5 \times 10^{-15}$ F) per cui il fattore di reazione sarà:

$$p = g_m \omega C_{a-g1p} Z_a Z_g$$

$$= 14 \times \omega \times 6,5 \times 13 \times 6,2 \times 10^{-12} = 0,25.$$

Questo valore dà una buona sicurezza di funzionamento. Oltre a ciò, nel nostro circuito si trova il condensatore C_r che, disaccoppiando contemporaneamente sia il circuito anodico che quello di griglia schermo, neutralizza in parte questa reazione.

Il fattore di reazione dovuto alla capacità anodo-griglia della sezione triodica, C_{a-g1t} , è dato da:

$$p = g_m \omega C_{a-g1t} Z_a' Z_g'$$

dove $g_m = 5$ mA/V, $C_{a-g1t} = 2$ pF, $Z_a' = 2,25$ k Ω e l'impedenza di griglia è data dall'espressione:

$$Z_g' = t^2 Z_g / (1 + q^2) = 0,5^2 \times 29 / (1 - 1 \cdot 1,1^2) = 3,5$$
 k Ω .

Per cui il fattore di reazione sarà:

$$p = 5 \times \omega \times 2 \times 2,55 \times 3,5 \times 10^{-9} = 3.$$

Questo valore è eccessivo e superiore a quello ammissibile per cui diventa assolutamente necessario l'impiego della neutralizzazione. Questa si ottiene collegando la griglia del triodo al punto di unione tra L_1 e C_{11} nel circuito anodico attraverso il conden-

satore C_{10} . Il resistore in parallelo R_r è stato inserito per correggere la fase della tensione di neutralizzazione ai capi di C_{11} la quale diversamente non sarebbe in opposizione di fase con la tensione anodica dato che il fattore di qualità del circuito accordato ha un valore finito.

La mutua capacità, C_{a-p2t} tra l'anodo del pentodo e l'anodo del triodo è soltanto 15 fF e può quindi essere trascurata dato che in questo circuito di reazione si trova solo il triodo con il suo basso coefficiente di amplificazione.

La mutua capacità C_{g1p2t} tra la griglia del pentodo e quella del triodo ha un valore massimo di soli 1,5 fF e il relativo fattore di reazione sarà:

$$p = g_{m1} \omega C_{g1p2t} Z_t Z_t$$

$$= 15 \times \omega \times 1,5 \times 6,2 \times 0,5 \times 14,3 \times 10^{-12} = 0,032,$$

che come si vede è trascurabile.

La mutua capacità C_{g1p2t} tra la griglia controllo del pentodo e l'anodo del triodo è inferiore a 1,2 fF. Supponendo un guadagno complessivo G_{tot} di 1250, il fattore di reazione di questo circuito sarà

$$p = G_{tot} \omega C_{g1p2t} Z_g$$

$$= 1250 \times \omega \times 1,2 \times 6,2 \times 10^{-12} = 0,33,$$

che è un valore accettabile. Ad ogni modo, si dovrà porre la massima attenzione affinché il cablaggio del circuito non aumenti apprezzabilmente la reazione. Ciò sarà agevolato anche dal fatto che la griglia controllo del pentodo e l'anodo del triodo sono collegati ai piedini disposti in direzione opposta sul fondello.

RISULTATI SPERIMENTALI

Messa a punto del circuito

Il potenziometro R_B nel circuito del rivelatore a rapporto serve per la massima reiezione dell'AM. La migliore messa a punto di questo potenziometro si ha applicando al televisore un segnale modulato contemporaneamente in ampiezza e in frequenza.

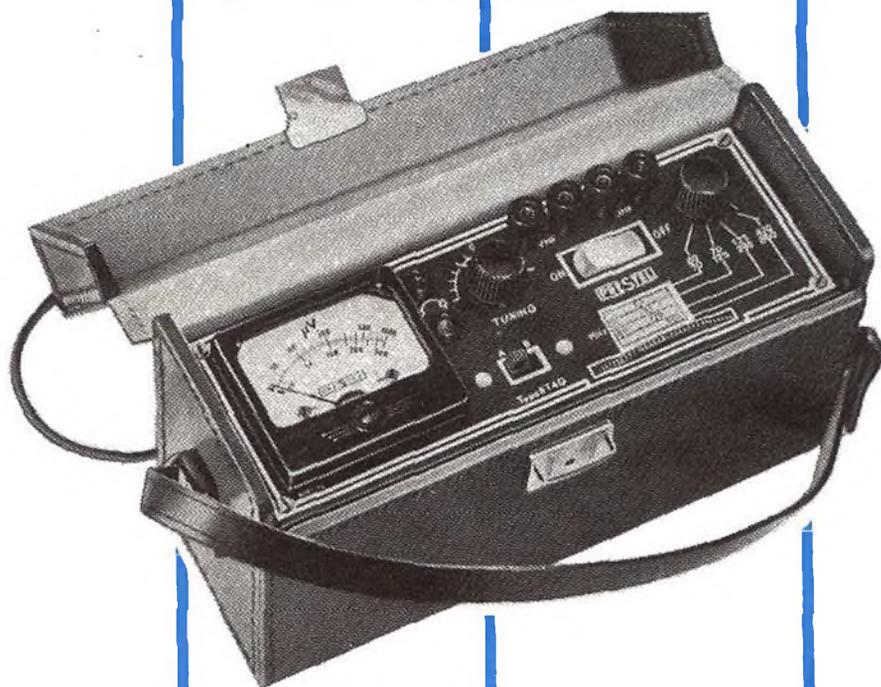
Tale regolazione si deve fare per compensare le differenze nelle caratteristiche elettriche sia dei diodi che dei componenti del circuito. È sempre consigliabile in ogni modo scegliere per i condensatori C_{14} e C_{15} valori che non differiscono più del 5% o meglio ancora impiegare condensatori con valori di tolleranza inferiore al 5%.

Le induttanze delle bobine L_1 , L_2 e L_3 possono essere regolate mediante un voltmetro in c.c. collegato ai capi del condensatore C_4 ; la risposta in frequenza può essere controllata col sistema convenzionale del generatore sweep e dell'oscilloscopio.

PRESTEL

il misuratore di campo

Indispensabile per:
Installazioni di antenne - Impianti collettivi centralizzati - Ricerca del segnale utile in zone critiche - Controllo resa materiali e antenne.

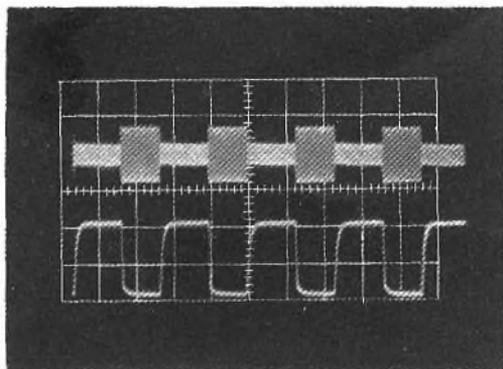


caratteristiche generali

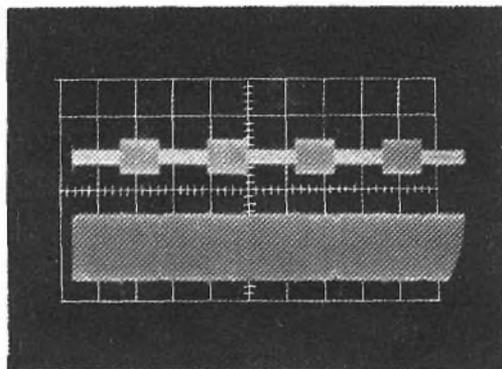
Interamente a transistori - 6 transistori - 4 diodi - Alimentazione incorporata con pila 4,5 V - Autonomia 100 h circa - 1 Gamma UHF (470/860 Mc) - 3 Gamme VHF (40/230 Mc) - 2 Sensibilità (1000 μ V f.s. e 50.000 μ V f.s.) - Massima sensibilità 20 μ V - Sintonia rapida e fine indipendenti - Auricolare controllo auditivo - Piccolo, leggero, maneggevole - Facilità e semplicità di manovra - Cofanetto interamente metallico - Elegante e robusta custodia in cuoio - Dimensioni mm. 205 x 75 x 120 - Peso kg 1,100

lo strumento indispensabile per il tecnico e l'installatore tv

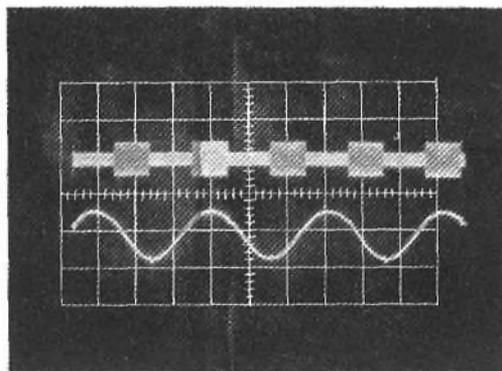
PRESTEL s.r.l. - Piazza Duca d'Aosta, 6 - MILANO



a



b



c

Fig. 3 - Oscillogrammi (a) di una tensione alternata prodotta ai capi di C_1 , (b) della tensione sull'anodo del triodo della PCF200 e (c) della tensione b.f. ai capi del resistore R_{12} . Questi oscillogrammi sono stati ottenuti applicando un segnale d'ingresso modulato in frequenza (deviazione di frequenza di 15 kHz) e contemporaneamente in ampiezza con un'onda quadra (profondità di modulazione del 50%); in ogni caso, la tensione d'ingresso è indicata dall'oscillogramma in alto.

Per regolare l'induttanza della bobina L_4 , si deve misurare la tensione del segnale a 5,5 MHz ai capi del condensatore C_{11} ; con il secondario del filtro passa-banda disaccordato, l'indice dello strumento dovrà dare la massima deflessione. Successivamente si dovrà regolare l'induttanza della bobina L_5 per la minima deflessione dell'indice.

Per ultimo si fa la messa a punto di R_3 che dovrà essere regolato in modo che, applicando alla griglia controllo del pentodo un segnale AM modulato in ampiezza del valore di circa 20 mV, il segnale interferente all'uscita risulti il più basso possibile. In fig. 2 è riportata la curva statica del discriminatore.

Risultati delle misure

Con un segnale d'ingresso con deviazione di frequenza di 15 kHz modulato al 30% in ampiezza, il rivelatore a rapporto fornisce un valore di reiezione dell'AM che va da 30 a 50 dB a seconda dell'ampiezza del segnale. Tale ampiezza determina inoltre la reiezione aggiuntiva dell'AM effettuata dall'azione limitatrice del triodo e dall'azione della reazione dell'involuppo. Con segnali d'ingresso con valore superiore a 20 mV applicati alla griglia controllo del pentodo, la reiezione complessiva dell'AM va da 40 a 60 dB.

Il funzionamento del circuito è illustrato dagli oscillogrammi di fig. 3. Nell'oscillogramma in alto (a) si vede un segnale d'ingresso modulato in frequenza (deviazione di frequenza di 15 kHz) e contemporaneamente modulato in ampiezza con un segnale rettangolare (profondità di modulazione del 50%). L'ampiezza del segnale è circa 50 mV. La tensione alternata presente ai capi di C_4 (reazione dell'involuppo) è indicata nell'oscillogramma sottostante. Nell'oscillogramma (b) è indicato lo stesso segnale d'ingresso; nell'oscillogramma inferiore è riportata la tensione presente sull'anodo del triodo (è stata tolta la componente b.f.). Infine l'oscillogramma (c) indica ancora in alto la tensione d'ingresso, e in basso la tensione b.f. demodulata ai capi di R_{12} .

L. C.

(Da « Electronic Applications » N. 4 - Vol. 23)

MOTORINI PASSO-PASSO

MECCANISMI DI COMANDO

Continuiamo la presentazione di apparecchiature sperimentali impieganti i motorini passo-passo, che pensiamo possano interessare i nostri lettori per la loro novità. Accenniamo brevemente alle varie realizzazioni in quanto non è nostro compito addentrarci nei particolari di queste apparecchiature. Nel corso dell'articolo si presentano apparecchiature per il trasporto di nastro perforato e di nastro magnetico, dispositivi per il tracciamento di curve e diagrammi ed infine alcune applicazioni dei motorini come servo motori.

Trasporto di nastro perforato

Si è progettato un sistema di lettura a nastro perforato nel quale il trasporto del nastro è effettuato per mezzo di un motorino passo-passo tipo AU 5105 (fig. 1).

Il perno di questo motorino porta una ruota dentata a 48 posizioni. Ciascun impulso muove il nastro di un foro; la « lettura » del nastro si effettua con l'aiuto di fotocellule. L'uso del complesso del nastro perforato è in generale conosciuto.

Il principio del meccanismo di trasporto sopra menzionato può essere anche applicato al trasporto della pellicola in ingranditori fotografici e macchine per fotocopie.

Trasporto di nastro magnetico

L'apparecchiatura, impiegante motorini passo-passo, è stata costruita anche per il trasporto di nastro magnetico. Il complesso può essere usato come un separa-

tore per segnali in stazioni telegrafiche, dove è richiesta una memoria per controllare l'entrata e l'uscita e dove la velocità alla quale i segnali sono ricevuti può es-

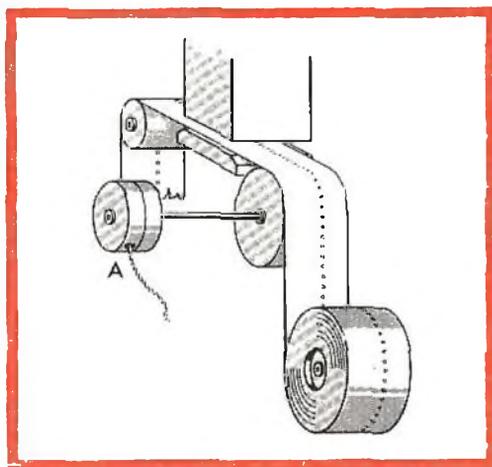


Fig. 1 - Esempio di realizzazione pratica del meccanismo per il trasporto del nastro perforato. A = motorino passo-passo.

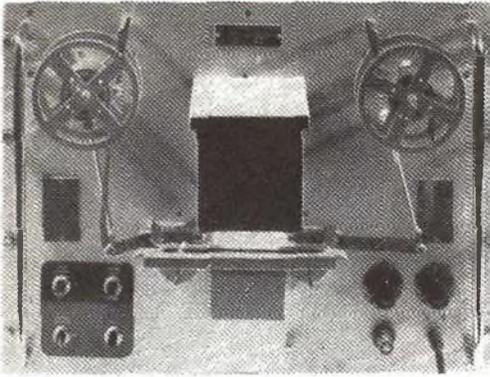


Fig. 2 - Apparecchiatura sperimentale basata sul funzionamento del nastro perforato.

sere uguale o differente dalla velocità alla quale essi sono trasmessi. Altri impieghi pratici sono dati da contatori, macchine da scrivere automatiche, memorie, ecc.

Sistema di guida per strumenti ottici

Un disco con varie fenditure è posto sul raggio di un proiettore; questo disco è fissato sull'asse del motorino passo-passo. Ad ogni impulso il disco ruota sulla figura seguente, in modo che si possono proiettare 48 figure differenti. Se, inoltre, il raggio di luce viene riflesso da due specchi rotanti, si ottiene una semplice apparecchiatura per l'allenamento al bersaglio;

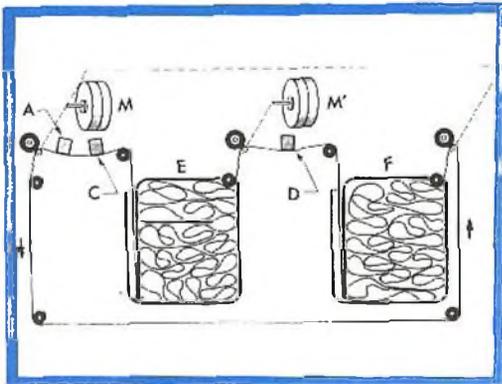


Fig. 3 - Apparecchiatura per il trasporto del nastro magnetico. $M-M'$ = 1° e 2° motorino passo-passo. A = testina di cancellazione; C = testina di riproduzione; D = testina di registrazione; E-F = spazi per la raccolta del nastro.

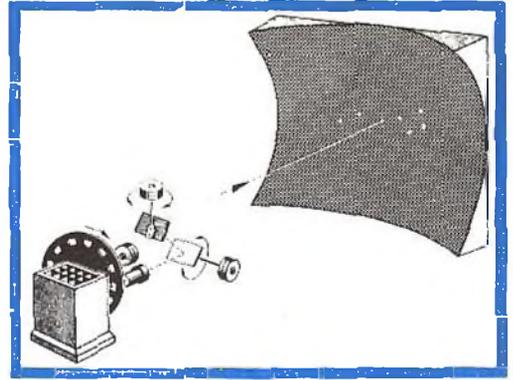


Fig. 4 - Sistema di pilotaggio di strumenti ottici.

questi motorini possono essere controllati con l'aiuto di nastri magnetici o nastri perforati, in modo da poter ripetere continuamente un certo programma. Si possono combinare diversi proiettori e specchi; in fig. 4 si può vedere il principio di funzionamento di tale apparecchiatura.

Dispositivo di guida per il trasporto della carta in macchine stampanti

Un rullo di cartellini (fig. 5) viene fatto girare per mezzo di un motorino passo-passo, sotto un tamburo formato da dischi forniti di numeri. I dischi sono pilotati da un motore più potente che fornisce anche la pressione necessaria per stampare i numeri sui cartellini. Il compito del motorino passo-passo è di assicurare un esatto avanzamento ai cartellini. Le linee incise fra i diversi cartellini sono destinate a far passare la luce su una fotocellula, allo scopo di azzerare il contatore d'impulsi che controlla il motore. Dopo essere stato azzerato, il contatore di impulsi fornisce una predeterminata serie di impulsi, il motore viene fermato e un numero viene stampato sul cartellino. Mentre una nuova serie di impulsi sta per essere alimentata, l'operatore programma una macchina elettronica con il numero successivo che si deve stampare. In questo modo un cartellino può essere stampato con quattro numeri successivi,

o una serie di numeri può essere stampata diverse volte su una serie di cartellini.

Dispositivo di guida per misure su microfoni, altoparlanti, antenne, equipaggiamenti radianti, ecc.

Le caratteristiche di questi componenti devono essere spesso misurate in funzione dell'angolo di rotazione. La carta sulla quale viene tracciato il diagramma deve ruotare sincronizzata con l'oggetto rotante sotto prova.

L'accoppiamento fra le varie unità si può attuare meccanicamente. Se lo si preferisce, si può attuare un accoppiamento elettrico impiegando due motorini passo-passo alimentati da un oscillatore. Se una sorgente d'impulsi controlla 2 motorini, ognuno attraverso un commutatore elettronico, entrambi i motorini avranno esattamente lo stesso angolo di rotazione. Uno dei due motorini fa ruotare l'oggetto sotto misura, mentre l'altro motorino fa ruotare la carta sulla quale viene tracciato il diagramma. In questo modo è garantita una perfetta sincronizzazione, senza riguardo alla frequenza d'impulso. Nella fig. 6 diamo un esempio di tale arrangiamento.

Registratore X-Y

È possibile equipaggiare un registratore X-Y con motorini passo-passo come mostrato in fig. 7. Questi motorini possono essere controllati dal segnale di uscita di un contatore, poichè quest'ultimo può fornire i dati in forma digitale. Un tale registratore può anche fare registrazioni analoghe se viene controllato da un circuito compensatore di tensione.

Dispositivo per la tracciatura di curve

Il dispositivo per la tracciatura di curve è uno strumento capace di seguire il cammino di una linea e rappresentarla in forma digitale (fig. 8). Lo strumento è costituito come un registratore X-Y, ma i motorini passo-passo sono alimentati da una sorgente d'impulsi a frequenza costante. La punta scrivente è sostituita da un pick-up che viene mosso in direzione Y

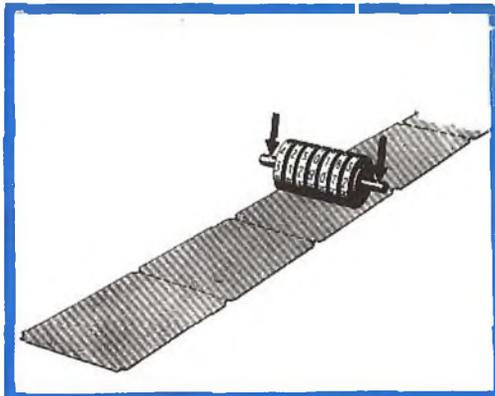


Fig. 5 - Esempio di applicazione di motorini per il trasporto della carta in macchine stampanti.

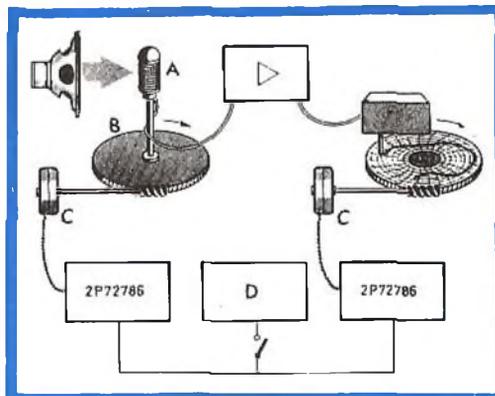


Fig. 6 - Apparecchiatura per la misura di microfoni, altoparlanti, antenne. A = oggetto sotto misura; B = banco girevole; C = motorini passo-passo; D = oscillatore.

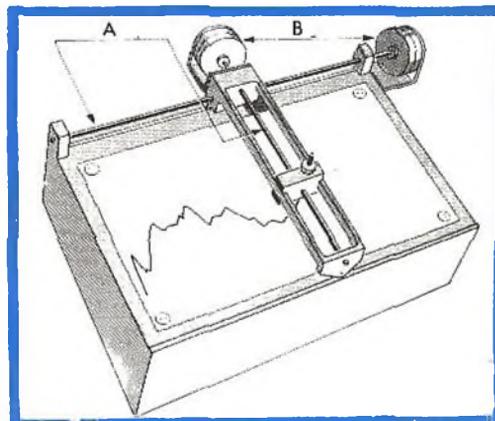


Fig. 7 - Esempio di applicazione dei motorini in un registratore X-Y. A = alberini filettati; B = motorini passo-passo.

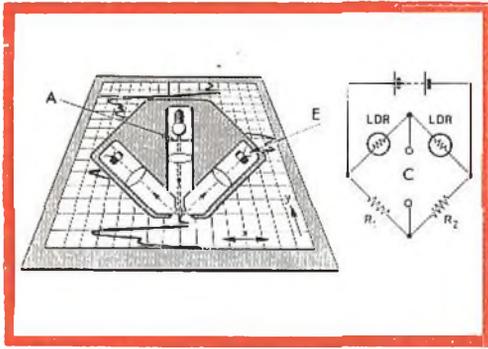


Fig. 8 - Apparecchio per la tracciatura di curve. A = fessura regolabile; E = elemento sensibile alla luce; C = al compensatore di tensione.

con una velocità costante per mezzo del motorino Y. Questo pick-up può emettere un segnale appena esso devia dalla linea che deve essere seguita. Se la deviazione avviene verso sinistra o verso destra il motorino X viene controllato in modo che il pick-up continua a seguire la linea. Gli impulsi per controllare questo motorino sono applicati agli ingressi A' o B' del commutatore elettronico; l'applicazione degli impulsi nei punti A' o B' dipende dalla posizione di un commutatore comandato da elementi fotosensibili. Di conseguenza questi impulsi possono controllare euipaggiamenti digitali, per esempio apparecchiature di controllo per un tornio. È anche possibile per esempio, fabbricare un pezzo direttamente dal disegno. L'apparecchiatura sopra menzionata rende possibile seguire una linea arbitraria e rappresentarla in valori sugli assi X e Y in forma digitale.

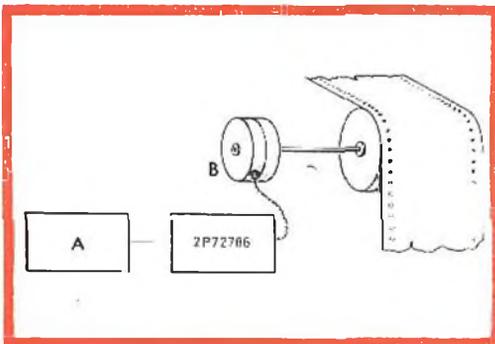


Fig. 9 - Sistema di guida per registratore a carta.

MOTORINO A VELOCITÀ VARIABILE

Sistema di guida per un registratore a carta

Alcuni registratori a carta hanno velocità variabili; in molti di essi è necessario fermare il dispositivo che guida la carta per cambiare la velocità mentre in altri il meccanismo è più complicato. Il motorino passo-passo è in grado di trasportare la carta con velocità che vanno da zero al massimo e la velocità può essere cambiata o in modo continuo o a scatti (fig. 9). La sorgente d'impulsi può essere un oscillatore.

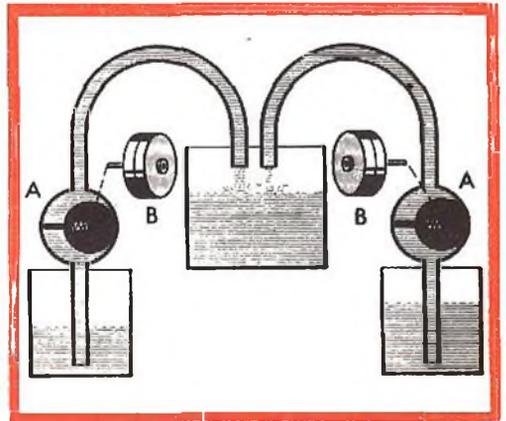


Fig. 10 - Apparecchiatura per la mescolazione dei liquidi. A = pompe per liquidi; B = motorini passo-passo.

Macchina mescolatrice con rapporto di miscelazione variabile

Siccome il numero di giri del motorino passo-passo può essere variato in un vasto campo di valori, esso è particolarmente adatto per essere usato per il controllo della mescolazione dei liquidi, di materiali in polvere o solidi (figg. 10, 11 e 12). Per questi scopi le sostanze che si devono mescolare vengono sollevate dai motorini passo-passo che possono girare a diverse velocità regolabili. Il rapporto di miscelazione è uguale al rapporto di frequenza degli impulsi.

Unità di programmazione variabile

I motorini passo-passo rendono possibile l'attuazione, in modo molto semplice, di un complesso di programmazione in cui è possibile controllare il tempo fra le varie operazioni comprese negli estremi limiti della gamma (fig. 13). Per raggiungere questo, il motorino passo-passo è controllato da un oscillatore, la frequenza del quale è regolabile in modo continuo per mezzo di resistori variabili. Il motorino passo-passo fa girare un commutatore a tamburo che incorpora i resistori variabili dell'oscillatore, che ha un valore noto regolato in precedenza nel

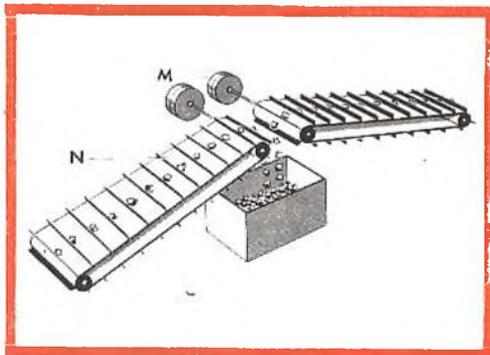


Fig. 12 - Apparatura per la mescolazione di piccoli oggetti. M = motorini passo-passo; N = nastro trasportatore.

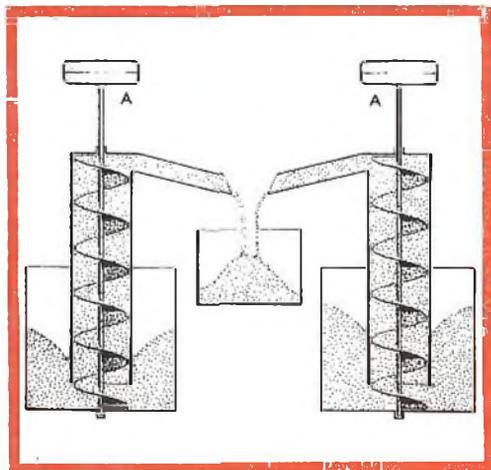


Fig. 11 - Apparatura per la mescolazione di materiale in polvere. A = motorini passo-passo.

circuito dell'oscillatore. In questo modo la frequenza e quindi la velocità del motorino passo-passo e il tempo fra la commutazione dei contatti successivi sono controllati.

Applicazioni dei motorini come servomotore

I sistemi di servomotore sono dispositivi per eliminare la deviazione da un valore regolato. Questo può essere:

- deviazione da una tensione regolata
- deviazione da una corrente regolata

- deviazione da una frequenza regolata ed altre quantità che possono essere convertite in valori elettrici per mezzo di trasduttori, per esempio: temperatura, pressione, velocità, ecc.

Compensatore di tensione

Il compensatore di tensione serve a compensare le variazioni di tensione per mezzo di un dispositivo meccanico.

Il circuito descritto può essere usato come voltmetro elettronico o come misuratore di resistenze.

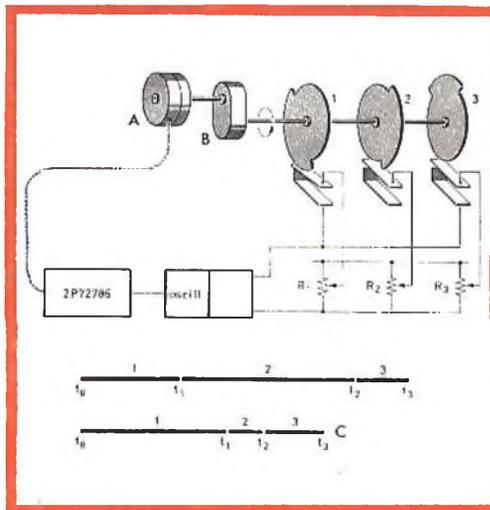


Fig. 13 - Unità di programmazione variabile. A = motorino passo-passo; B = riduttore a ingranaggi; C = esempio di variazione di tempo.

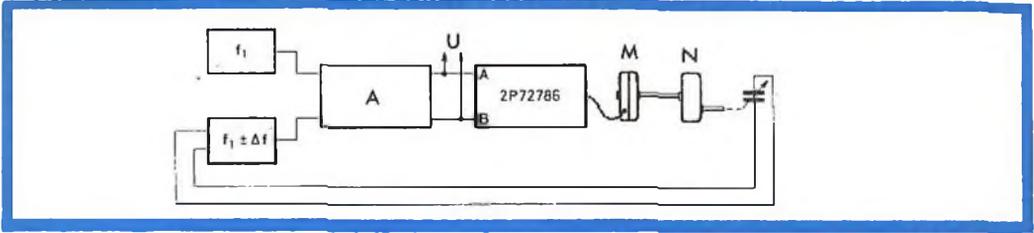


Fig. 14 - Apparecchiatura per la compensazione della tensione. I = ingresso; A = amplificatore e commutatore logico-generatore d'impulsi; U = uscita digitale; U' = uscita analogica; M = motorino passo-passo; N = riduttore a ingranaggi.

Indicatore di posizione

Se si fissa un indice sul cursore di R_2 in fig. 14 si può ottenere un indicatore di posizione. Il potenziometro di regolazione

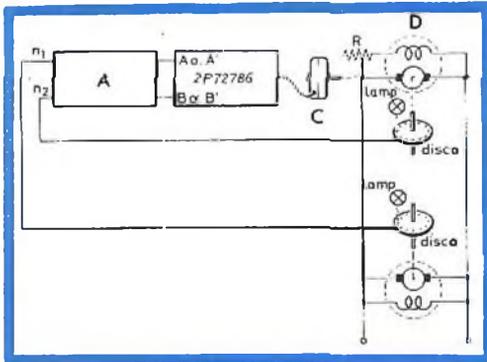


Fig. 15 - Apparecchiatura per la sincronizzazione dell'albero. A = rivelatore Δn ; C = motorino passo-passo; D = motore sotto controllo.

R_1 è accoppiato meccanicamente all'oggetto (valvola, nastro, ruota) del quale si deve trasmettere la posizione. Muovendo

il cursore di R_1 , il cursore di R_2 seguirà lo spostamento automaticamente. Per questa trasmissione delle posizioni si richiedono solo tre fili, vale a dire, i tre terminali del potenziometro R_1 .

Per ogni indicatore di posizione addizionale è richiesto un collegamento extra, cioè il collegamento del cursore. A partire da questa semplicità l'indicatore a motorino ha anche il vantaggio che può produrre una torsione, così che il motorino può eseguire le operazioni. I terminali di ingresso in questo caso non sono utilizzati.

Sincronizzazione dell'alberino

Si è sviluppato un sistema che, in modo digitale, può mantenere il numero di giri di un motore cc. uguale al numero di giri di un altro motore. Sugli alberini dei motori vengono fissati dischi perforati (fig. 15). Un raggio di luce viene proiettato su un lato del disco e sull'altro lato viene montato un rivelatore fotosensibile. Gli impulsi provenienti dal rivelatore vengono applicati a un rivelatore Δn che

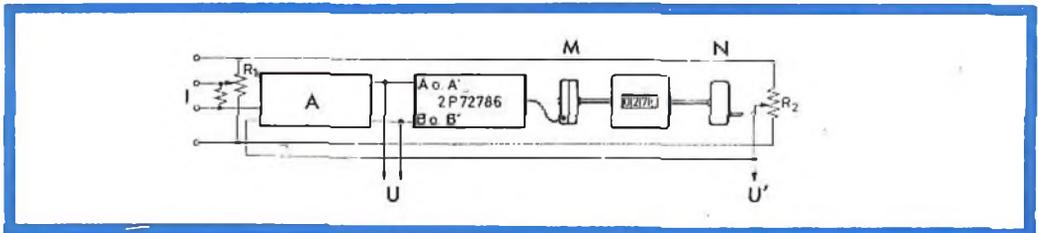


Fig. 16 - Apparecchiatura per la compensazione della frequenza. f_1 = frequenza standard; $f_1 + \Delta f$ = frequenza variabile; A = amplificatore + commutatore logico; U = uscita digitale; M = motorino passo-passo; N = riduttore a ingranaggi.

consiste di formatori d'impulsi, circuiti monostabili e circuiti a porta.

Questo rivelatore Δn fornisce una frequenza d'impulsi uguale alla differenza fra le due frequenze fornite dai rivelatori. Questi impulsi vengono applicati all'ingresso A o B del commutatore elettronico a seconda che il motorino ruoti lentamente o velocemente. In questo modo un motorino passo-passo regola di nuovo la velocità dell'altro motorino regolando il resistore R fino a che la differenza fra le frequenze dei due rivelatori è ridotta al minimo. Si ottiene così una perfetta sincronizzazione.

Compensatore di frequenza

Il compensatore di frequenza serve ad eliminare le variazioni di frequenza. L'apparecchiatura è stata sviluppata in modo da mantenere la frequenza in un oscillatore secondario, esattamente uguale a quella dell'oscillatore principale.

In questo apparecchio il motorino passo-passo pilota un condensatore variabile per la correzione della frequenza dell'oscillatore secondario come si può vedere nella figura 16.

F.T.

(Da « Stepping Motors »)

NOVI LIGURE



VIA AMENDOLA, 25
TELEFONO 71.29

Le Industrie Anglo-Americane in Italia Vi assicurano un avvenire brillante

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

Corsi **POLITECNICI INGLESI** Vi permetteranno di studiare a casa Vostra e conseguire Diplomi e Lauree di valore internazionale **tramite esami.**

**INGEGNERIA Elettronica - Radio TV - Radar - Automazione
Elettronica Industriale - Elettrotecnica ecc., ecc.**

Queste eccezionali possibilità anche in altri rami di **INGEGNERIA** sono per Voi **FACILMENTE REALIZZABILI**

- una **carriera** splendida
- un **titolo** ambito
- un **futuro** ricco di soddisfazioni

Informazioni e consigli senza impegno - scriveteci oggi stesso



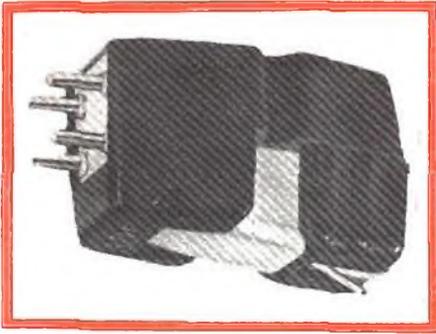
BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



LONDON - SYDNEY - BOMBAY - SINGAPORE - NAIROBI - CAIRO - TORONTO - WASHINGTON

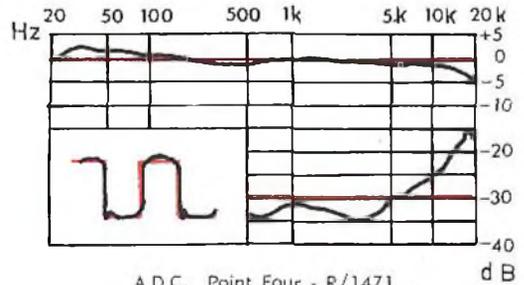


CARTUCCE DINAMICHE A. D. C.

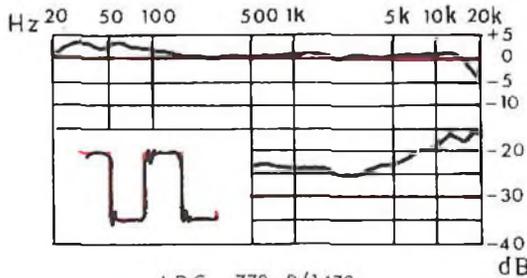
Il modello più raffinato è equipaggiato con punta in diamante a sezione ellittica (o biradiale). Questo tipo di puntina permette di seguire, con la massima fedeltà, il solco tracciato sul disco ed evita la distorsione dovuta alla punta conica tradizionale. L'angolo di incidenza verticale è di 15°.

Le puntine sono intercambiabili.

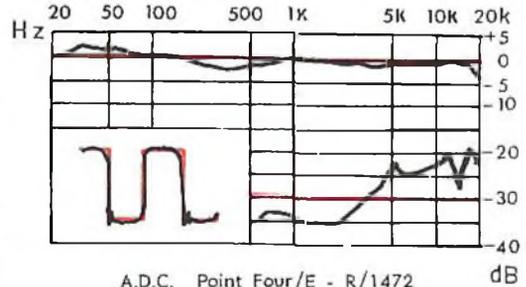
Le curve mostrano la risposta in frequenza (curva superiore); la separazione tra i canali (curva inferiore) e la risposta all'onda quadra di 1.000 Hz.



A.D.C. Point Four - R/1471



A.D.C. 770 - R/1470



A.D.C. Point Four/E - R/1472

Modello	A.D.C. 770	A.D.C. Point Four	A.D.C. Point Four/E
Risposta	10 ÷ 20.000 Hz (± 3 dB)	10 ÷ 20.000 Hz (± 2 dB)	10 ÷ 20.000 Hz (± 2 dB)
Tipo	magnete indotto	magnete indotto	magnete indotto
Sensibilità	8 mV a 5,5 cm/sec	5 mV a 5,5 cm/sec	5 mV a 5,5 cm/sec
Separazione canali	30 dB da 50 a 8000 Hz	30 dB da 50 a 8000 Hz	30 dB da 50 a 8000 Hz
Raggio puntina	0,7 mil. = 18 μ	0,4 mil = 10 μ	Ellittica 0,2 mil = 5 μ 0,8 mil = 20 μ
Angolo incidenza	15°	15°	15°
Pressione	2 ÷ 6 g	0,75 ÷ 1,5 g	0,75 ÷ 1,5 g
Distorsione d'intermodulazione	< 1 %	< 1 %	< 1 %
Cedevolezza	15 · 10 ⁻⁶ cm/dyna	30 · 10 ⁻⁶ cm/dyna	30 · 10 ⁻⁶ cm/dyna
N. G.B.C.	R/1470	R/1471	R/1472
Prezzi netti	L. 11.000	L. 17.500	L. 22.500

PTC

RESISTENZA A COEFFICIENTE DI TEMPERATURA

POSITIVO

Le incessanti ricerche sulle proprietà dei materiali induce continuamente alla nascita di elementi interessanti, chiamati a giocare un ruolo molto importante nell'elettronica. Tra gli esempi più noti, si trovano le resistenze VDR (resistenze dipendenti dalla tensione), le LDR (dipendenti dalla luce) e le NTC (resistenze a coefficiente di temperatura negativo). Quanto alle resistenze PTC, ancora molto recenti, sono delle resistenze il cui valore dipende dalla temperatura con coefficiente positivo.

La caratteristica più importante delle resistenze PTC risiede nel fatto che il coefficiente di temperatura (in valore assoluto) è considerevolmente più elevato di quello delle resistenze NTC, questo tuttavia in una gamma di temperatura limitata.

Le resistenze sono fabbricate con titanato di bario scaldato e al quale vengono aggiunti dei sali e degli ossidi metallici. La dosatura di quest'ultimi può avere una grande influenza sulle proprietà delle resistenze PTC. Durante il riscaldamento si assiste alla formazione di cristalli che danno al titanato di bario un carattere di semiconduttore. Le resistenze PTC si presentano sotto forma di dischi e i conduttori sono collegati con la materia ceramica per mezzo di una saldatura speciale. Allo scopo di proteggere le resistenze dalle influenze atmosferiche, i dischi vengono laccati.

Nella produzione attuale, si dispone di quattro tipi di resistenze PTC che differiscono principalmente per il coefficiente di temperatura.

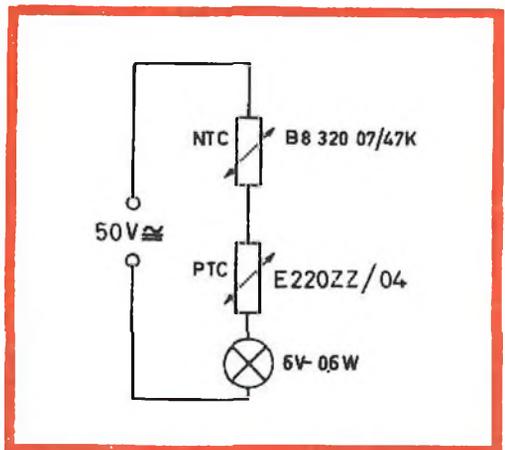


Fig. 1 - Circuito oscillante con una resistenza NTC e una PTC.

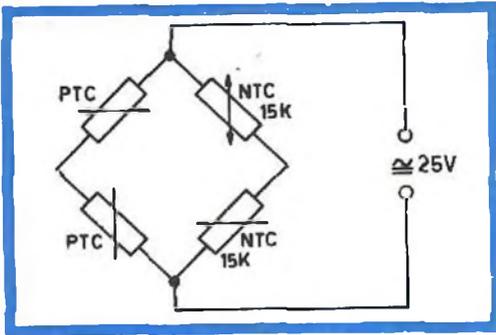


Fig. 2 - Multivibratore con resistenze NTC e PTC collegate a ponte.

Proprietà

A 25° C le resistenze PTC hanno una resistenza dell'ordine di 15 - 65 Ω . Al contrario delle resistenze NTC, il rapporto tra il valore della resistenza e la temperatura non può più prendere la forma di un semplice rapporto esponenziale.

La costante di dissipazione per tutti i tipi è di circa 10 mW/°C in assenza di circolazione d'aria; questa potenza aumenta la temperatura stazionaria della resistenza di circa 1° con una temperatura ambiente di 25° C. Se si paragonano i valori corrispondenti delle resistenze NTC (da -3 a -6 %/°C) si vede che i valori assoluti del coefficiente di temperatura delle resistenze PTC sono considerevolmente maggiori che per le resistenze NTC. D'altra parte questa grande sensibilità è limitata a un valore di temperatura relativamente piccolo e il coefficiente di temperatura varia evidentemente secondo la temperatura ambiente. Alle temperature molto alte e

indipendentemente dal tipo di resistenza PTC, questo coefficiente raggiunge dei valori negativi. La corrente massima è determinata dalla potenza elettrica necessaria per ottenere il punto di transizione; il punto di transizione è il valore della temperatura al quale la resistenza è due volte più grande della resistenza a riposo a 25° C.

Se si aumenta la tensione, il coefficiente di temperatura diventa negativo. Indipendentemente dal loro proprio comportamento, le resistenze PTC hanno allo stesso tempo delle proprietà simili alle VDR.

Prendiamo ora in considerazione il circuito di fig. 1, se si collega una resistenza NTC di valore elevato a una resistenza PTC di valore basso, ad una determinata frequenza questi due elementi semiconduttori formano un circuito oscillante autonomo per frequenze molto basse.

Questo dispositivo permette di pilotare un lampeggiatore da 0,5 W.

Più la resistenza NTC è elevata a freddo, più l'ampiezza aumenta e (se si montano le resistenze su piastre di raffreddamento) maggiore diventa la frequenza dell'oscillatore.

Un multivibratore con delle resistenze dipendenti dalla temperatura può essere costruito con un circuito a ponte costituito da due resistenze PTC di valore basso e da due resistenze NTC di valore elevato (fig. 2).

Quando due resistenze PTC sono collegate in serie, una diventerà più calda a danno dell'altra quando viene applicata una tensione abbastanza alta. Provocando l'accensione l'aumento del valore della resistenza, si ha spesso che tutta la tensione perviene a questa resistenza e dunque alla resistenza NTC collegata in parallelo; di conseguenza il suo valore ohmico diminuisce. Si può anche aggiungere un montaggio in serie a un circuito L-C (fig. 3) e si può allora dimostrare, per mezzo di lampadine come la tensione e la corrente si separino progressivamente. Benchè questi oscillatori siano interessanti per illustrare le possibilità di queste resistenze dipendenti dalla temperatura, sono di poco interesse pratico.

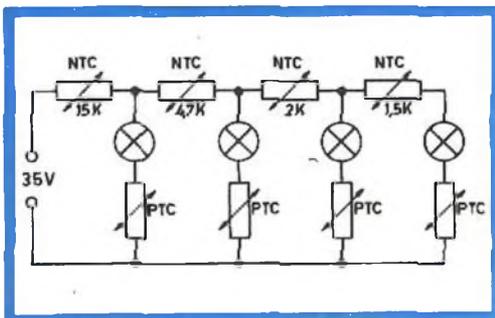


Fig. 3 - Circuito in serie con delle resistenze NTC e PTC.

Il carattere di questi circuiti temperatura-resistenza fanno sì che la maggior parte dell'energia viene trasformata in calore. Il comportamento simile delle resistenze PTC e NTC con dei condensatori e delle induttanze può condurre a delle nuove possibilità di utilizzazione, per esempio per sopprimere le scintille al momento dell'apertura dei contatti con delle resistenze PTC collegate in parallelo.

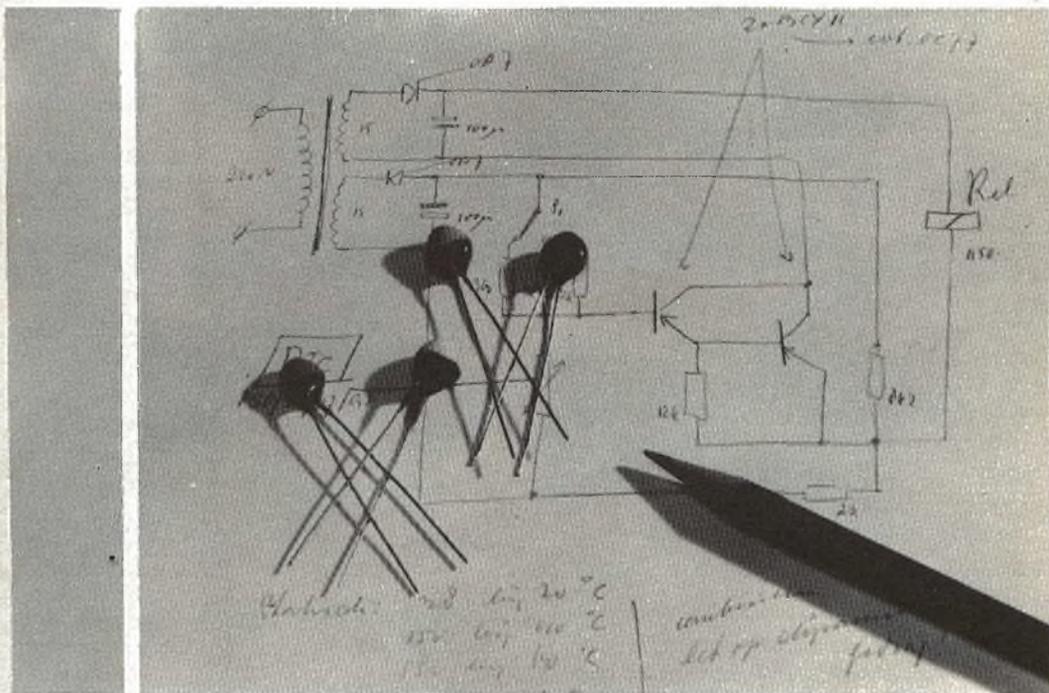
Nella tabella 1 è riportato il confronto delle principali proprietà delle resistenze NTC e PTC.

sura, per esempio, per la misura di livelli di liquidi, dell'intensità di ultrasuoni e per la misura molto precisa della temperatura in una zona limitata, ecc.

ESEMPI DI APPLICAZIONE

Regolazione della corrente dipendente dalla tensione

La fig. 4 rappresenta un montaggio in serie per un apparecchio elettrico (per esempio un motorino) con una resistenza



L'applicazione pratica delle resistenze PTC ha aperto nuove vie nella progettazione dei circuiti elettronici.

L'elemento PTC può ugualmente venire utilizzato per la regolazione della temperatura senza dover ricorrere al montaggio in serie di una resistenza normale. In qualche applicazione speciale l'elemento PTC può servire come elemento di riscaldamento. Le possibilità di applicazione si estendono anche agli apparecchi di mi-

PTC alla quale è collegata in parallelo una resistenza normale. Se si applica una bassa tensione a questo circuito (V_{a1}), il punto d'intersezione superiore fra la caratteristica PTC e la caratteristica di funzionamento del motore diventa il punto di funzionamento (P_1). In questo caso, l'aumento della temperatura della resisten-

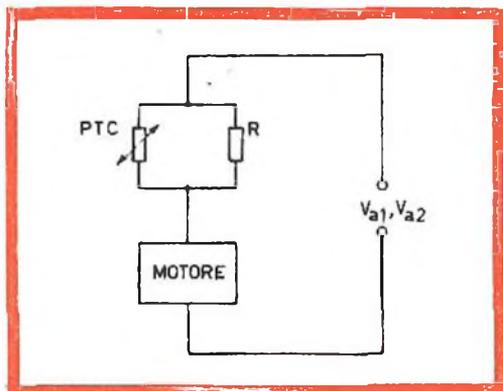


Fig. 4 - Regolazione dipendente dalla tensione in un motorino.

za PTC è trascurabile, la resistività resta bassa, così che il motorino riceve una tensione pressapoco intatta.

Se la tensione applicata a questo montaggio è più elevata (per esempio V_{a2}), ne segue che il punto di funzionamento è situato all'estremità della caratteristica iperbolica della PTC, per un basso valore di corrente.

Si può allora affermare che la resistenza PTC arresta il funzionamento del motore, ma le dimensioni della resistenza collegata in parallelo sono tali che il motore riceve sempre la stessa corrente che si aveva all'inizio.

Regolazione della corrente dipendente dalla temperatura

L'avvolgimento di un motore elettrico (minore di 100 W) o di ogni altro apparecchio elettrico è collegato in serie con

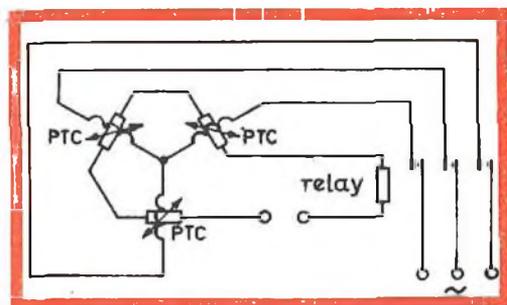


Fig. 5 - Commutazione a relay per assicurare il funzionamento di un motore elettrico.

una resistenza PTC e si trova così in contatto termico. Quando viene raggiunta una certa temperatura, per esempio quando il ventilatore di raffreddamento subisce un guasto, il picco della caratteristica della PTC diminuisce a causa della diminuzione della dissipazione di calore; e ciò avviene in modo tale che la caratteristica lineare della resistenza e la caratteristica della PTC non si intersechino più che in un solo punto per un basso valore di corrente (P_2).

Se si tratta di assicurare in questo modo la sicurezza di un apparecchio di maggiore dissipazione, per esempio un motore trifase, si può adottare un montaggio a relé (fig. 5). Per ogni fase del motore, si collegherà una resistenza PTC che si trova in contatto termico con l'avvolgimento.

Le resistenze PTC e i relé sono montati in serie. L'avviamento del motore non si attua che alla condizione che la corrente che attraversa le resistenze PTC, sia abbastanza forte per mantenere fermi i contatti del relé.

Se la temperatura di uno degli avvolgimenti si eleva eccessivamente, la resistenza PTC si alza, il relé scatta e il motore si ferma. Un montaggio simile si può realizzare con delle resistenze NTC, ma per il minore coefficiente di temperatura, si dovrà ricorrere ad un amplificatore. Dunque, nel nostro caso, l'applicazione delle resistenze PTC presenta dei vantaggi.

Regolazione della corrente dipendente dalla resistenza

Se la corrente aumenta considerevolmente in un motore, la temperatura dell'avvolgimento può prenderè delle proporzioni tali che il motore può venire danneggiato.

Una resistenza PTC può tuttavia essere montata in serie a dei piccoli motori per sicurezza, ma senza che alcun contatto termico con l'avvolgimento del motore sia necessario.

La resistenza PTC si riscalda quando la resistenza del motore diminuisce, in seguito a una frenata, e la corrente si alza; il riscaldamento si produce con una certa lentezza che è inversamente proporzio-

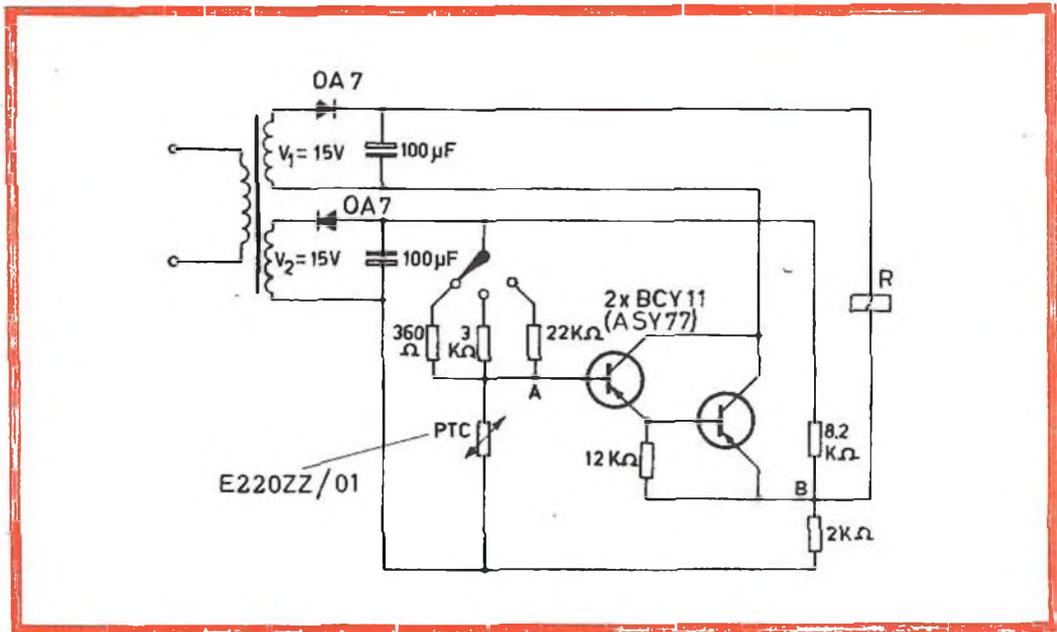


Fig. 6 - Circuito di regolazione dipendente dalla temperatura in una lavatrice, con due sorgenti di tensione continua. R = relé con bobina da 1150 Ω .

nale al carico del motore. La ripartizione della tensione tra la resistenza PTC e il motore si trova così modificata in modo che la tensione sulla resistenza PTC aumenta e la tensione nel motore diminuisce. La resistenza PTC si riscalda, di conseguenza, per la maggiore potenza assorbita, così che aumenta la resistenza fino a un punto tale che quasi tutta la tensione è assorbita dalla resistenza PTC e non passa nel circuito che una debole corrente. Di conseguenza alla lentezza di riscaldamento, il tempo di riscaldamento della resistenza PTC è maggiore quando il sovraccarico del motore non è più considerevole. È possibile scegliere senza grande difficoltà la resistenza PTC che interrompe il circuito prima e dopo un certo tempo.

Regolazione dipendente dalla temperatura di una lavatrice per mezzo di una resistenza PTC e di due transistori

La fig. 6 rappresenta un circuito adatto per la regolazione della temperatura in una lavatrice. Il circuito è formato da un

ponete di cui uno dei bracci è costituito da una resistenza PTC e da una resistenza (variabile per mezzo di un commutatore). Il valore verrà determinato dalla regolazione della temperatura desiderata.

Il collegamento trasversale di questo ponte comporta un circuito di relé a transistori. Per $V_{AB} > 0$ (la tensione fra i punti A e B), i due transistori sono bloccati; la sicurezza di accensione è commutata sui contatti di riposo del relé. L'elemento PTC si trova in buon contatto termico con l'acqua riscaldata, di modo che la resistenza aumenti a misura che la temperatura aumenta. Se la tensione sulla resistenza PTC diventa più alta di quella sulla resistenza fissa da 2 k Ω nell'altro braccio del ponte, la corrente che si forma nella trasversale del ponte blocca i transistori e il relé nel circuito di collettore è interrotto dal sistema di sicurezza della corrente di riscaldamento. Con l'aiuto delle resistenze che si trovano nel braccio del ponte, la commutazione è possibile alle temperature di 30°, 60° e 90°, per i valori indicati nella fig. 6 (360 Ω ,

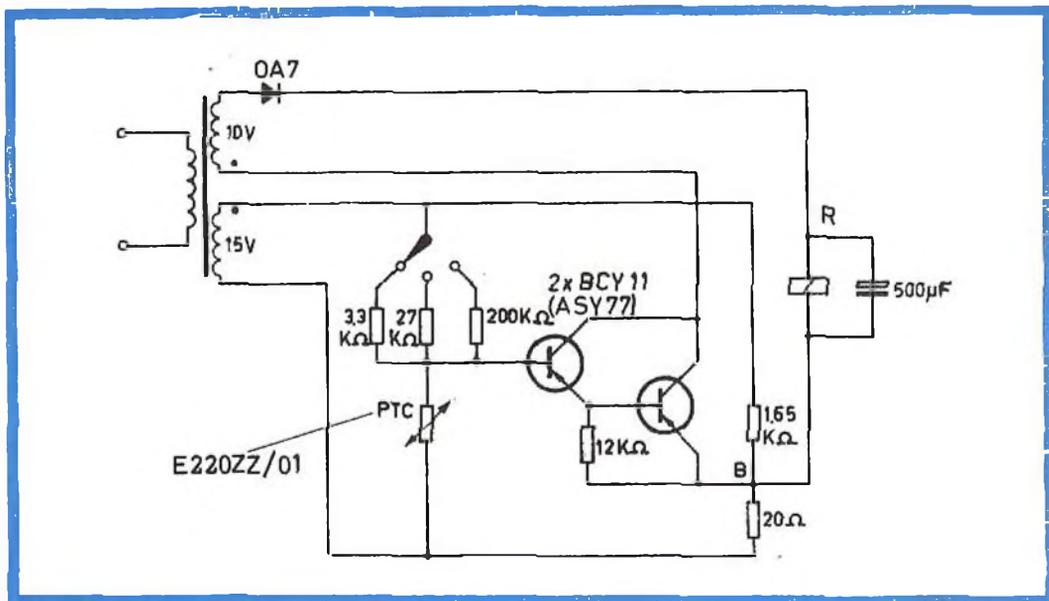


Fig. 7 - Circuito di regolazione dipendente dalla temperatura in una lavatrice con una sorgente di tensione continua. Il punto d'inizio del secondario del trasformatore è indicato con un punto. R = relé con bobina da 1150 Ω .

3 k Ω e 22 k Ω). La differenza fra la temperatura di funzionamento e quella di arresto è di 1° C al massimo.

Per dei circuiti simili a quelli di fig. 6, si dispone di due sorgenti di tensione continua separate. La tensione V_1 deve essere di circa il 30 % maggiore della tensione nominale del relé adottato; delle variazioni di tensione V_1 di circa ± 20 % non hanno che una piccola influenza sulla regolazione.

Per la scelta dei transistori, si deve tener conto del fatto che la tensione massima ammissibile fra il collettore e l'emettitore (V_{CE}) non può essere superato in caso di variazioni massime della tensione. Per i transistori di tipo BCY 11, la temperatura ambiente massima ammissibile è di 50° C; per il tipo ASY 77, questa temperatura è di 40° C. Il circuito descritto può essere ulteriormente semplificato (fig. 7). Durante la costruzione del sistema, si deve fare attenzione alle fasi idonee delle tensioni V_1 e V_2 (i collegamenti iniziali dei due avvolgimenti del trasformatore sono segnati con un punto nella

fig. 7). Quando la resistenza dell'elemento PTC aumenta a causa di un aumento dell'elemento, la tensione che attraversa la trasversale del ponte tende verso zero e cresce con uno spostamento di fase di 180°.

La corrente può allora passare durante un semi periodo e durante il secondo semi periodo, il diodo impedisce il comando errato dei transistori.

In questo caso ugualmente, le resistenze del ponte sono scelte in modo tale che le temperature di regolazione siano di 30°, 60° e 90°. La differenza fra la temperatura di funzionamento e d'arresto è allora un po' più grande e raggiunge i 2° C al massimo.

Regolazione della temperatura con la resistenza PTC come elemento riscaldante

La resistenza PTC può servire come elemento riscaldante per liquidi. In effetti, dal fatto della sua propria dipendenza dalla temperatura, essa può fare le funzioni di un circuito di regolazione com-

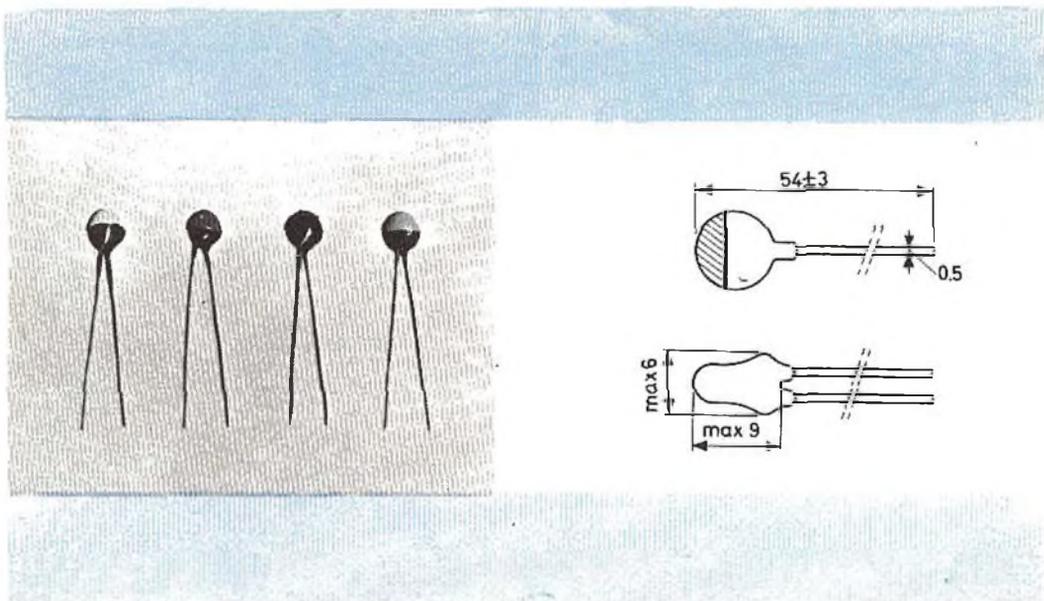


Fig. 8 - Dimensioni d'ingombro delle resistenze PTC (a destra) e loro aspetto reale (a sinistra).

pleto come, per esempio, i circuiti che necessitano dei termostati. Se la tensione che attraversa la resistenza PTC è costante, il punto di funzionamento si abbassa secondo il riscaldamento della spira fino a raggiungere un certo punto o la quantità di calore emesso dall'elemento riscaldante è uguale al calore emesso dal liquido.

Misura del livello dei liquidi

Il livello di un liquido contenuto in un recipiente, per esempio la riserva nel serbatoio di una vettura, può essere facilmente misurato con l'aiuto di una resistenza PTC. Si pone tale resistenza, collegata in serie a una lampada termoionica e a una batteria d'accumulatori, nel recipiente in questione. Quando il livello del liquido si alza a un punto tale che la resistenza PTC si trova immersa, il calore generato da questa resistenza è direttamente comunicante con il liquido che la circonda che ha come effetto, di ridurre l'accensione delle lampade. Se il livello del liquido si abbassa e la resistenza PTC non

è più immersa, la temperatura di questa resistenza aumenta e la lampada si spegne. Per una applicazione di questo genere, si può in generale, usare anche una resistenza NTC.

Il coefficiente di temperatura maggiore in valore assoluto della resistenza PTC semplifica notevolmente il problema del dimensionamento del circuito.

Se l'elemento PTC si trova in aria libera (25°C) e una corrente elettrica pilotata dalla resistenza PTC induce il riscal-

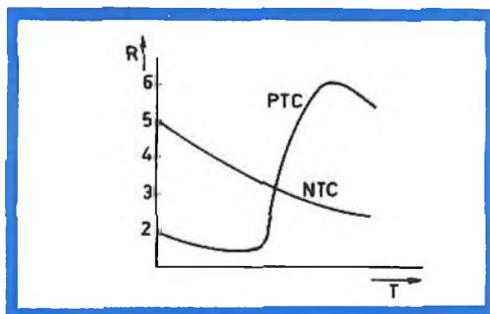
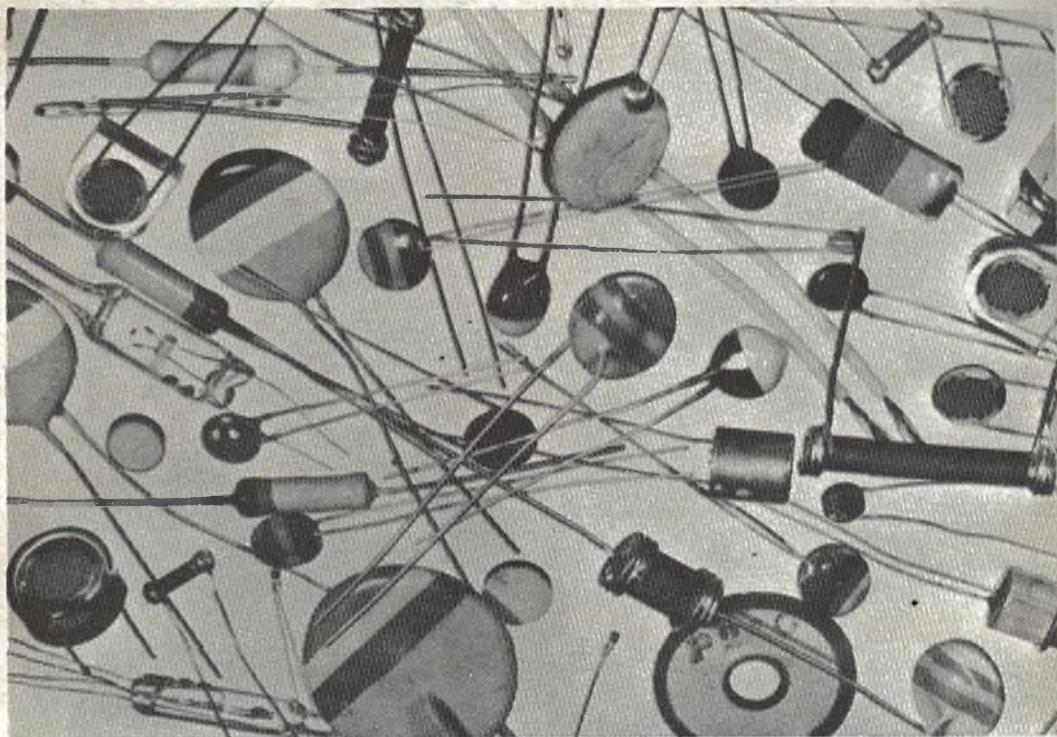


Fig. 9 - Curve di confronto delle caratteristiche, in funzione della resistenza e della temperatura per i tipi NTC e PTC.



Miscellanea di resistenze: si possono vedere i vari tipi di resistenze di cui si dispone oggi sul mercato: NTC, LDR, VDR, PTC.

TABELLA 1 - CONFRONTO TRA LE PROPRIETÀ DELLE RESISTENZE NTC e PTC

Tipo	$R = f(T)$	Caratteristica statica V/I con resistenza negativa	Caratteristica dinamica V/I	Delimitazione e stabilizzazione della:	Combinazione idonea di 2 resistenze simili
NTC	Sensibile in una larga zona	A forma di S	Induttanza	Tensione	Circuito serie
PTC	Molto sensibile in limiti estesi	A forma di N	Condensatore	Corrente	Circuito parallelo

damento dell'elemento e l'aumento della resistenza che questa implica, la resistenza diventa di circa 2000 Ω per una tensione massima ammissibile di 40 V - 50 V. Per tutte le applicazioni dove si utilizzano resistenze PTC in questo modo, conviene tener conto, durante la messa a

punto del circuito, del fatto che non è necessario che la resistenza sia superiore a 2000 Ω .

Il fattore di variazione della resistenza utilizzabile è di circa 50.

(Da « Digested Concern Literature »)

F. T.

STABILIZZAZIONE DEI CIRCUITI A TRANSISTORI

Quando si usa un transistor, si sceglie un punto di lavoro ben determinato, a seconda delle prestazioni desiderate. Nel punto di lavoro le caratteristiche del transistor (cioè guadagno, corrente di dispersione ecc.), hanno valori definiti nelle specifiche condizioni.

Anche coi tubi ad alto vuoto si sceglie il punto di lavoro, ma mentre con i tubi esso non varia, con i transistori esso può spostarsi in certe condizioni. È quindi necessario prendere delle misure per stabilizzare i valori delle correnti continue che rappresentano il punto di lavoro, per prevenire delle variazioni inaccettabili. In particolare bisogna prestare la massima attenzione nel mantenere stabile termicamente il circuito poichè, come è stato messo in evidenza nel capitolo 1, i semiconduttori sono sensibili alle variazioni di temperatura.

Effetti termici

Gli effetti termici che hanno luogo nella giunzione collettore-base di un transistor sono due.

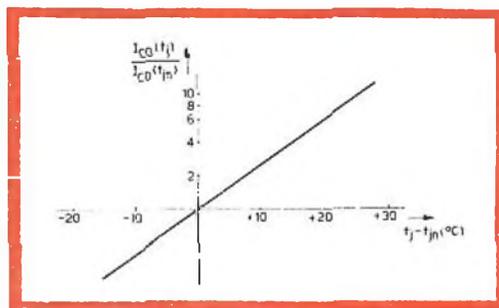


Fig. 1 - Grafico illustrante l'aumento esponenziale della corrente di dispersione con la temperatura della giunzione.

$I_{CO}(T_j)/I_{CO}(T_{j0}) = e^{C(T_j - T_{j0})}$, che dà una variazione di I_{CO} di un fattore 2,5 ogni 10 °C per un transistor per bassa frequenza ($C = 0,09$ °C⁻¹).

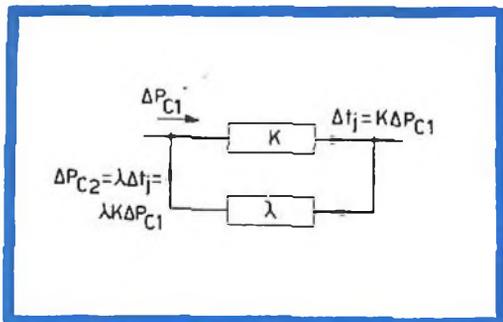


Fig. 2 - Illustrazione dei due effetti termici in un transistor, aumento della temperatura della giunzione con la dissipazione del collettore e aumento della dissipazione del collettore con la temperatura della giunzione. La stabilità termica si ha se $K\lambda < 1$.

In primo luogo, un aumento della corrente di collettore produce un aumento della potenza dissipata P_C ($P_C = V_C I_C$ watt), che si manifesta in un aumento della temperatura della giunzione, che è data dall'espressione:

$$T_j - T_a = KP_C$$

Dove:

T_j è la temperatura della giunzione in °C,
 T_a è la temperatura ambiente in °C,
 P_C è la potenza dissipata in watt e
 K è la resistenza termica del transistor espressa in °C per watt di potenza dissipata al collettore.

In secondo luogo, un aumento della temperatura della giunzione causa un aumento esponenziale della corrente di dispersione di collettore, come è indicato in

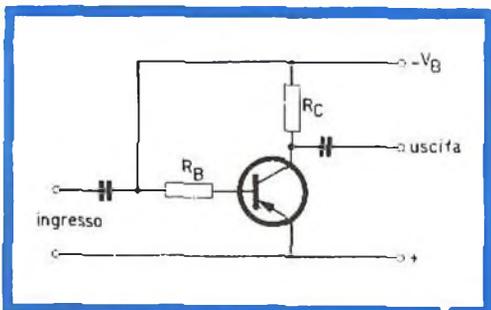


Fig. 3 - Circuito di un transistor con resistenze di base e di collettore, i cui valori devono essere scelti opportunamente per ottenere la stabilizzazione termica.

fig. 1, dovuto all'aumentare delle coppie elettrone-cavità generate per effetto termico. Poiché la corrente di collettore I_C è eguale a $I_{C0} + \alpha I_E$, la corrente totale di collettore aumenta con la corrente di dispersione e con la potenza dissipata al collettore. Il grado d'aumento della dissipazione al collettore, dP_C/dT_j , espressa in watt per °C, è indicato con il simbolo λ .

I due effetti descritti sono illustrati in fig. 2, dalla quale risulta chiaramente che si ottiene la stabilità termina solo se $K\lambda$ è minore dell'unità. Se $K\lambda$ è maggiore dell'unità la temperatura continuerà a crescere ed infine si avrà la distruzione del transistor. La resistenza termica K è determinata dalle proprietà termiche del transistor, cioè dalla resistenza termica, dalla capacità termica di ciascuno dei suoi elementi, oltre che dalla capacità di dispersione nell'ambiente del calore generato.

La resistenza termica K dovrebbe essere la più piccola possibile, perchè allora il transistor può lavorare nelle migliori condizioni di dissipazione, essendo la dissipazione massima data da:

$$P_{C_{max}} = (T_{j_{max}} - T_a)/K$$

e di temperatura ambiente, in quanto la massima temperatura ambiente ammissibile è:

$$T_a = T_{j_{max}} - KP_{C_{max}}$$

Un basso valore di K si può ottenere con un'opportuna costruzione del transistor oppure usando dei mezzi di raffreddamento come radiatori, ventilazione forzata, ecc. Per garantire la stabilità termica, anche il valore di λ deve essere molto piccolo. Il coefficiente λ è determinato dalle proprietà elettriche del transistor e dei circuiti ad esso associati e può essere ridotto al minimo mediante, ad esempio, una scelta accurata del punto di lavoro, l'inserimento di una resistenza di collettore, l'applicazione di una reazione in corrente continua e così via, sistemi che verranno discussi nella sezione che segue.

Circuiti di stabilizzazione

Il circuito di un transistor normalmente comprende sia una resistenza di collettore

che una di base, com'è indicato in fig. 3. Se il circuito è predisposto in modo che la tensione di collettore V_C non sia superiore alla metà della tensione di alimentazione V_B , la stabilità termica è sempre garantita. Questo sistema di stabilizzazione detto anche « principio di stabilizzazione con tensione di batteria dimezzata » è spiegato qui di seguito.

Il principio della stabilizzazione « con tensione di batteria dimezzata »

In questo circuito la tensione di collettore è:

$$V_C = V_B - I_C R_C$$

e la dissipazione al collettore è quindi:

$$P_C = I_C V_B - I_C^2 R_C$$

Il coefficiente λ è dato da:

$$\lambda = \frac{dP_C}{dT_j} = \frac{dP_C}{dI_C} \cdot \frac{dI_C}{dT_j} = (V_B - 2 I_C R_C) \cdot \frac{dI_C}{dT_j}$$

Poichè dI_C/dT_j è positivo, il valore di λ sarà zero o negativo a seconda che $1/2 V_B$ sia uguale o minore di $I_C R_C$, da cui segue che la condizione per la stabilità termica si otterrà se $V_C = V_B - I_C R_C$ è uguale o minore di $1/2 V_B$.

È possibile constatare ciò anche da quanto si vede nella fig. 4, che dà le caratteristiche di uscita con la retta di carico R_C , ed una curva della dissipazione di collettore P_C per i vari punti di lavoro. Se $I_C \geq V_B/2R_C$, oppure $V_C \leq 1/2 V_B$ si evita il pericolo dell'instabilità termica, poichè un aumento di I_C è accompagnato da una diminuzione della dissipazione P_C . Resta inteso naturalmente che non si deve mai superare la massima dissipazione ammissibile specificata dal fabbricante del transistor.

Stabilizzazione in corrente continua

Anche adottando il principio della stabilizzazione « con tensione di batteria dimezzata », può capitare tuttavia che il punto di lavoro si sposti — per esempio se varia la temperatura ambiente o se il tran-

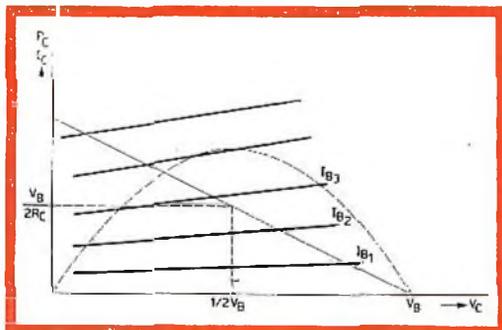


Fig. 4 - Illustrazione del principio della stabilizzazione « con tensione di batteria dimezzata ». Si ha stabilizzazione termica se $V_C \leq 1/2 V_B$.

sistore viene sostituito con un altro dello stesso tipo — per la dispersione delle caratteristiche in produzione. In questo caso il valore della corrente di collettore cambierà cosicchè si avrà un altro punto di lavoro anch'esso stabile. In molti casi, specialmente negli amplificatori che lavorano con piccoli segnali, questa variazione non porta nessuna conseguenza perchè il transistor lavora ancora nella zona lineare delle sue caratteristiche. In altri casi invece, come negli stadi di uscita, una variazione del punto di lavoro può ridurre le prestazioni del circuito. È allora necessaria la stabilizzazione in corrente continua. In altre parole il circuito deve essere progettato e calcolato in modo tale che nelle peggiori condizioni di temperatura ambientale, tolleranza nei valori dei componenti e così via, si ottengano sempre le prestazioni desiderate e non venga superata la massima dissipazione ammissibile. Un certo grado di stabilizzazione

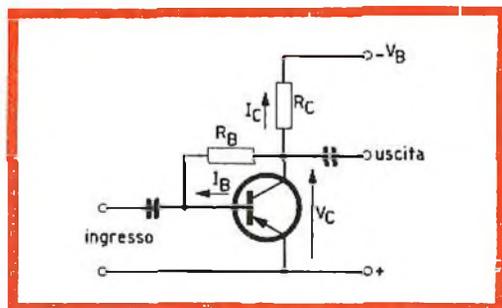


Fig. 5 - Stabilizzazione in continua con la resistenza di base connessa al collettore.

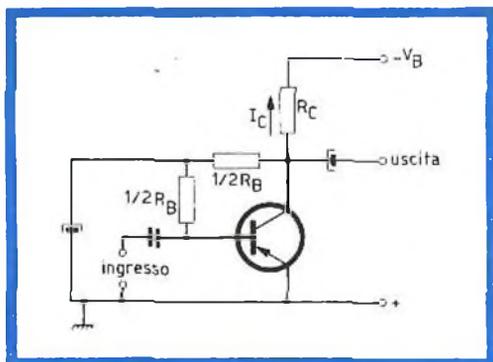


Fig. 6 - Resistenza di base disaccoppiata verso massa per evitare la reazione in alternata.

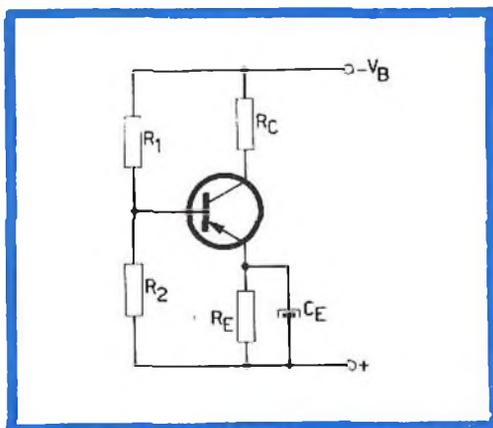


Fig. 7 - Stabilizzazione con resistenza di emettitore (disaccoppiata) e partitore di base in uno stadio con accoppiamento R—C.

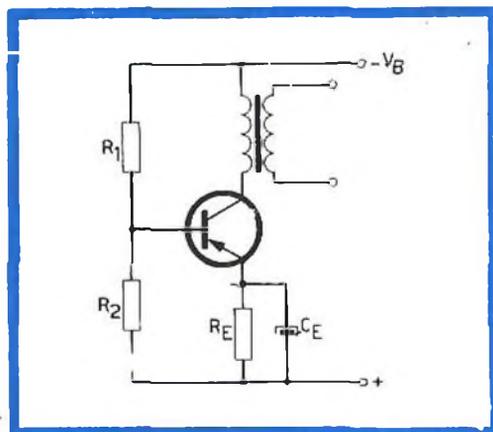


Fig. 8 - Stessa stabilizzazione della fig. 7, ma per uno stadio con accoppiamento a trasformatore.

si ha se la resistenza di base è connessa al collettore, come si vede in fig. 5, anziché direttamente all'alimentazione.

Infatti ogni aumento della corrente di collettore aumenta la caduta di tensione ai capi di R_C , e quindi riduce la tensione di collettore $V_C \approx V_B - I_C R_C$.

Si ha allora una riduzione della corrente di base poiché I_B è all'incirca uguale a V_C/R_B , cosicché la corrente di collettore I_C , che è uguale a $I_{CEO} + \alpha_{FE} I_B$, diminuisce anch'essa compensando così l'aumento iniziale. Questo metodo di stabilizzazione mediante reazione in corrente continua ha uno svantaggio e cioè che la reazione in continua è accompagnata da una reazione in alternata, che riduce il guadagno. Questo inconveniente può essere evitato, mettendo a massa il punto di mezzo di R_B mediante un condensatore come è indicato in fig. 6. Naturalmente la massima stabilizzazione si ottiene se il circuito è progettato anche secondo il principio di stabilizzazione « con tensione di batteria dimezzata ».

Una stabilizzazione in continua alquanto migliore si ottiene con i circuiti illustrati nelle fig. 7 e 8, rispettivamente per uno stadio accoppiato con resistenza ed uno con trasformatore. Un aumento iniziale della corrente di collettore causa un aumento della corrente di emettitore cosicché la tensione base-emettitore diminuisce, e con essa la corrente di base, in modo che l'aumento della corrente di collettore viene contrastato. Per prevenire la reazione in alternata la resistenza R_E è cortocircuitata a massa con un condensatore.

Secondo il teorema di Thévenin, questo circuito può essere sostituito da quello di fig. 9. Se è necessaria una stabilizzazione molto spinta R_0 può essere resa molto piccola scegliendo valori molto bassi per il partitore, formato da R_1 ed R_2 , che fornisce la polarizzazione alla base. Si ha però un forte passaggio di corrente di cui si dovrà tener conto nel caso che vengano impiegate batterie a secco; inoltre il basso valore della resistenza equivalente del partitore di tensione, che viene a trovarsi in parallelo all'ingresso del transistor, è anche causa di una perdita di segnale in c.a.

Se la caduta di tensione ai capi della resistenza di emettitore R_E deve essere evi-

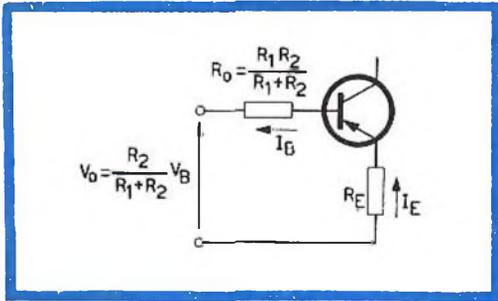


Fig. 9 - Circuito equivalente delle figure 7 e 8, secondo il teorema di Thévenin.

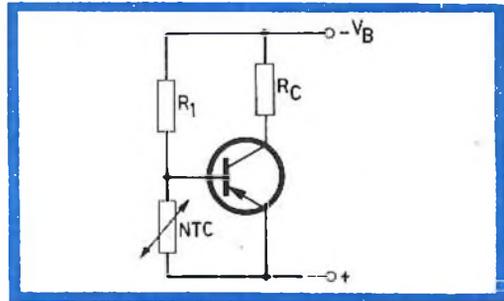


Fig. 10 - Stabilizzazione contro le variazioni della temperatura ambiente, mediante una resistenza NTC nel ramo inferiore del partitore di base.

tata, per esempio negli stadi di uscita in cui si deve poter utilizzare l'intera tensione di alimentazione, il circuito può essere modificato come si vede in fig. 10. Viene tralasciata la resistenza di emettitore, ma il ramo inferiore del partitore di tensione è formato da una resistenza con coefficiente di temperatura negativo (NTC) cosicché quando la temperatura ambiente cresce la resistenza della NTC diminuisce e la tensione base-emettitore viene ridotta. Allora la corrente di base decresce compensando di nuovo l'aumento di I_C dovuto all'aumen-

to della temperatura ambiente. Con un'opportuna scelta dei valori dei componenti si può ottenere una completa compensazione o addirittura una sovracompensazione. Bisogna sottolineare però che questa forma di compensazione è valida solamente per variazioni della temperatura ambiente.

Nei circuiti pratici è talvolta preferibile combinare gli ultimi due sistemi di stabilizzazione nel qual caso la resistenza di emettitore è mantenuta, e viene usata anche una resistenza NTC.

(Da « Transistor - Theory and applications ») L. C.

Un calcolatore elettronico, recentemente entrato in funzione presso la Casa Editrice Americana per i Ciechi, è in grado di convertire l'inglese nei 246 caratteri del Braille (grado II) alla velocità di più di 1000 parole al minuto.

I caratteri — che sono formati dalla combinazione di 6 punti — rappresentano l'alfabeto, i numeri, la punteggiatura, ed anche 183 contrazioni ed abbreviazioni speciali. I testi, riportati su schede perforate, vengono inserite nel calcolatore che traduce e produce una pagina stampata con caratteri Braille e l'equivalente testo inglese.

Dopo aver controllato la pagina, il calcolatore produce una serie di schede perforate che vengono poi usate per azionare uno stereografo, che produce a sua volta delle lastre in rilievo che saranno usate per preparare le pubblicazioni in Braille.

Una delle operazioni più lunghe nella produzione della letteratura Braille è stata, in passato, la rilettura e la correzione degli errori di traduzione sulle lastre: tutto questo viene ora praticamente eliminato dal calcolatore.

Attualmente circa il 30% del lavoro di traduzione è fatto da un calcolatore, e si sta inoltre studiando un programma per la traduzione in Braille di libri tecnici e di opere straniere.

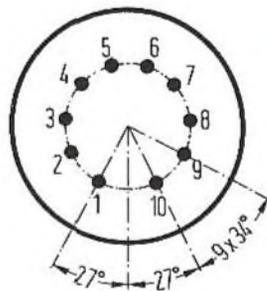
E' già stato ampliato il dizionario Braille e sono state perfezionate le tabelle delle regole del Braille usate dal calcolatore.

Il sistema consentirà infine di risolvere il problema della carenza di traduttrici, per la cui preparazione si richiede più di due anni.

Questo personale specializzato curava in precedenza tutto il lavoro di traduzione, che d'ora innanzi verrà svolto in misura sempre maggiore dal calcolatore.

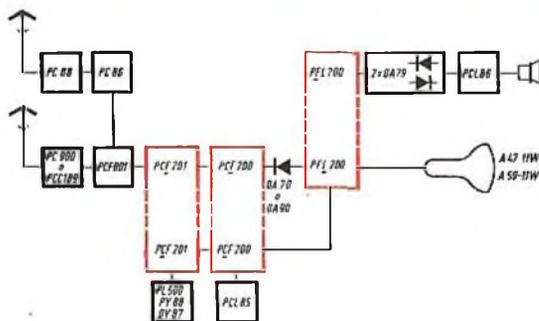
Le traduttrici potranno così dedicarsi interamente ai testi tecnici e scientifici che richiedono quell'intuito che la macchina non, può possedere.

VALVOLE **DECAL** PHILIPS A DIECI PIEDINI



Tipo	PCF 200	Pentodo	PCF 201	Pentodo	PFL 200	Pentodo L	Pentodo F	PCH 200	Eptodo
Funzione	Triodo Separatore sincronismi Amplificatore C.A.G. Limitatore F.I. audio Amplificatore di impulsi	Amplificatore F.I. video e audio	Triodo Oscillatore bloccato Amplificatore F.I. audio Separatore sincronismi	Pentodo Amplificatore F.I. video e audio	Amplificatore finale video	Amplificatore F.I. audio Separatore sincronismi Amplificatore C.A.G.	Amplificatore F.I. audio Separatore sincronismi Amplificatore di impulsi	Triodo Separatore sincronismi Amplificatore di impulsi	Eptodo Separatore sincronismi Invertitore dei disturbi
Caratteristica principale	μ elevato	Griglia a telajo a passo fisso S = 14 mA/V	Antimicrotonico μ basso	Griglia a telajo a passo variabile S = 12 mA/V	Griglia a telajo	Griglia a telajo Pendenza media	Griglia a telajo Pendenza elevata		

esempio
d'impiego
di tre **Decal**
in un televisore
a 12 valvole



sensibilità: 35/ μ V al centro della banda
per 3,5 V eff al rivelatore

Queste valvole **Decal** sono formate da due sistemi elettroodici indipendenti e completamente schermati tra loro. I piedini del fondello sono disposti lungo una circonferenza con diametro identico a quello delle valvole Noval. L'inserimento dei due sistemi elettroodici in un unico bulbo non è una novità nel campo delle valvole:

la novità della zoccolatura **Decal** consiste invece nell'introduzione del decimo piedino che rende veramente indipendenti i due sistemi elettroodici e consente quindi soluzioni circuitali compatte, economiche e semplificate.

PHILIPS s.p.a. 

Reparto Elettronica
Piazza IV Novembre, 3 - Milano - telefono 69.94

TELEVISORE PORTATILE 19"

ALIMENTAZIONE IN C.C. O C.A.

IV Parte

Terminiamo la descrizione del ricevitore transistorizzato da 19", occupandoci diffusamente dei circuiti di sincronizzazione, della base dei tempi di riga e di quadro, dei circuiti di protezione contro eventuali cortocircuiti dell'EAT e infine descrivendo in modo particolare un interessante alimentatore con circuito di stabilizzazione avente un fattore di stabilizzazione di 50.

Il separatore dei sincronismi è equipaggiato con il transistor AC 130 (TR₂₈). Il segnale video positivo presente all'uscita dello stadio separatore (TR₁₈) viene applicato all'ingresso del separatore di sincronismi attraverso il condensatore C₇₇ e il resistore R₁₀₈ che insieme provvedono a fornire la necessaria polarizzazione automatica. Durante gli impulsi di sincronismo, il transistor TR₂₈ è portato in saturazione per cui il condensatore C₇₇ si carica. Nell'intervallo tra un sincronismo e un altro, questo condensatore si scarica attraverso la resistenza R₁₀₈ e di conseguenza, durante questo intervallo, il separatore di sincronismo risulta bloccato.

Quando il condensatore di accoppiamento C₇₇ viene caricato eccessivamente, per esempio, a causa di un impulso interferente di lunga durata oppure addirittura dallo stesso impulso di sincronismo di quadro, il tempo che questo condensatore impiega a scaricarsi può durare molte righe, e conseguentemente il transistor può rimanere bloccato anche dopo che è tra-

scorso il sincronismo di quadro; ciò significa la perdita di molti impulsi di sincronismo di riga all'uscita del separatore come indicato in fig. 18 a. Questo « bloccaggio » del separatore viene evitato inserendo una rete RC con costante di tempo breve in serie all'ingresso del separatore di sincronismo (C₇₈, R₁₀₉). In questo modo, la carica del condensatore C₇₇ viene portata ad un limite di sicurezza (vedi la fig. 18 b) determinato dal valore del resistore R₁₀₉.

Sincronismo di riga

La sincronizzazione della riga è ottenuta mediante un circuito rivelatore di fase equipaggiato con il transistor « veloce » di tipo N-P-N, AC 130 (TR₃₀). Il funzionamento del rivelatore di fase si comprenderà facilmente se consideriamo il circuito semplificato di fig. 19. All'emettitore del transistor rivelatore di fase (TR₃₀) vengono applicati « impulsi-coseno ». Questi impulsi si ottengono applicando alla rete formatrice di impulsi C₈₀, L₂₅, R₁₁₃ e

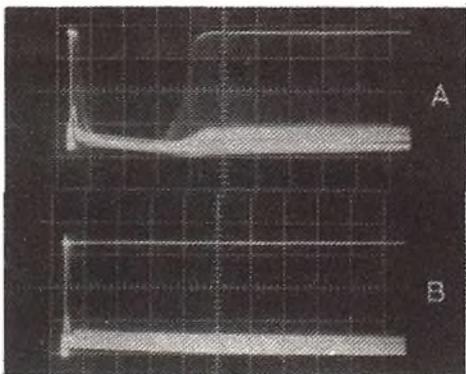


Fig. 18 - Tensione al collettore del separatore dei sincronismi; si vede molto chiaramente l'effetto prodotto dalla rete RC, R_{100} , C_{78} , che rende il separatore immune dagli inconvenienti dovuti a disturbi.

- a) tensione al collettore (sincronismi) senza la rete RC.
- b) tensione al collettore con la rete RC.

R_{116} , gli impulsi di uscita dell'amplificatore di sincronismi OC 45 (TR_{29}).

Questo stadio amplificatore di sincronismi impedisce che il rivelatore di fase « carichi » eccessivamente il separatore di sincronismi.

Impulsi di ritorno di riga diretti in senso positivo vengono applicati alla base del transistor rivelatore di fase (TR_{30}). In condizione di « fuori sincronismo » oppure nel caso in cui non siano presenti impulsi di sincronismo, il transistor TR_{30} entrerà in conduzione solo in quegli istanti in cui è presente sulla base l'impulso di ritorno di riga; di conseguenza, il condensatore C_{83} si caricherà periodicamente. La tensione agli estremi di questo condensatore viene livellata dal resistore R_{119} e dal filtro volano C_{85} , R_{121} e successivamente applicato all'avvolgimento del trasformatore dell'oscillatore T_3 di cui varia la permeabilità del nucleo. Quando si presentano al rivelatore di fase impulsi di sincronismo, la tensione di emettitore del transistor TR_{30} (agli estremi di R_{116}) varierà periodicamente da $+8$ a -7 V. A seconda della relazione di fase tra gli impulsi di sincronismo di riga e gli impulsi di ritorno di riga, la corrente di ca-

rico del condensatore C_{83} , passata dal transistor TR_{30} , sarà maggiore o minore di quella che si ha quando i detti segnali sono « in fase ».

Ad ogni variazione della tensione agli estremi di C_{83} e quindi della tensione di uscita del rivelatore di fase, la frequenza dell'oscillatore di riga, sarà costretta a variare corrispondentemente fino a che si sia ristabilita la giusta relazione di fase. La frequenza « libera » dell'oscillatore di riga, vale a dire quella frequenza che esso assume quando è « perso » il sincronismo può essere regolata mediante il potenziometro R_{118} (potenziometro del sincronismo di riga).

Amplificatore dei sincronismi di quadro

Il transistor TR_{20} (AC 127) viene usato come invertitore e tosatore di sincronismi. A questo transistor si è data una polarizzazione diretta molto elevata. Gli impulsi di sincronismo di quadro di segno negativo aventi una sufficiente ampiezza e provenienti dalla rete di integrazione (R_{76} , C_{62} , R_{77} , C_{63}) riescono a bloccare il transistor TR_{20} . Al collettore di questo transistor troveremo allora corrispondenti impulsi positivi che verranno successivamente applicati alla base del transistor oscillatore di quadro. L'azione limitatrice e tosatrice del transistor TR_{20} è ottenuta grazie alla forte polarizzazione diretta ad esso applicata e a cui già abbiamo accennato. Gli impulsi di sincronismo e gli impulsi dei disturbi ancora presenti all'uscita del circuito integratore non riescono, in generale, a ridurre la corrente di base del transistor TR_{20} ad un livello tale da farlo « uscire fuori » dalla saturazione. Risultato: questi segnali indesiderati non sono più presenti nel segnale di uscita di questo transistor.

Base dei tempi di quadro

Per la base dei tempi di quadro viene usato un circuito multivibratore; per rendere il circuito autooscillante, viene riportata una frazione della tensione di uscita all'ingresso dell'oscillatore. Lo stadio finale è equipaggiato con il transistor AD 149 (TR_{23}). Il progetto di questo stadio è stato fatto in previsione di impiegare

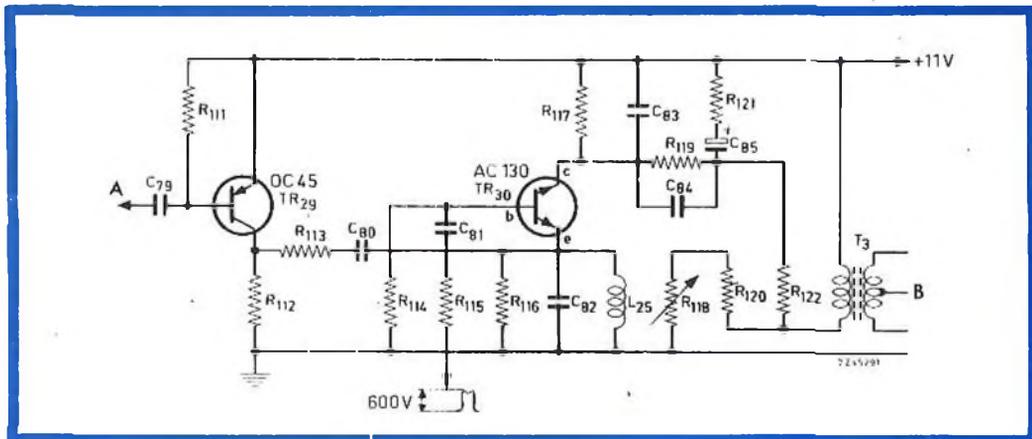


Fig. 19 - Schema elettrico particolare del rivelatore di fase per la sincronizzazione della riga: A = al separatore di sincronismi; B = all'oscillatore di riga.

l'unità di deflessione AT 1013/11 comprendente la bobina di deflessione di quadro (L_{24}) avente una resistenza di 6Ω . La bobina di deflessione è accoppiata direttamente al collettore del transistor finale mediante un condensatore (C_{71}); la corrente media viene fornita al collettore del transistor finale attraverso una bobina di arresto (T_1).

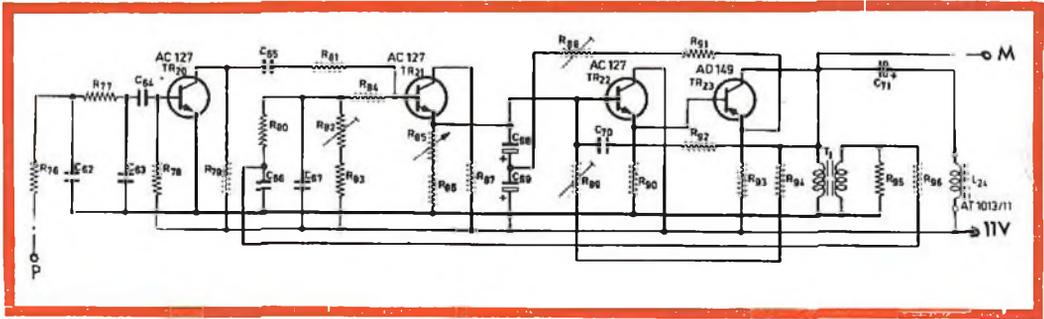
Il transistor finale è accoppiato in C.C. al transistor pilota AC 127 (TR_{22}) che funziona come un « emitter follower ». Questo transistor, essendo del tipo npn, conduce durante tutto il tempo di scansione; di conseguenza, esso offrirà un « via » a bassa impedenza alla corrente di dispersione I_{CBO} del transistor finale, per cui la percentuale di « questa » corrente rispetto alla corrente continua del transistor finale risulterà molto bassa. La correzione della linearità è stata ottenuta mediante una linea di reazione che parte dall'emettitore del transistor finale e va fino alla giunzione di C_{68} e C_{69} attraverso i resistori R_{88} e R_{91} . Un'ulteriore reazione è effettuata dalla linea formata da R_{89} , R_{94} , e C_{70} , R_{92} .

Il transistor TR_{22} è pilotato dallo stadio oscillatore, equipaggiato con il transistor AC 127 (TR_{21}). Quest'ultimo funziona come un interruttore.

Durante il tempo di scansione, il transistor TR_{21} non conduce mentre i condensatori C_{68} e C_{69} si caricano. Conseguenza: la corrente di collettore del transistor fi-

nale comincerà ad aumentare a poco a poco. La tensione presente sul secondario del trasformatore di uscita viene riportata all'ingresso del transistor TR_{21} ; la polarità di questa tensione è negativa durante il tempo di scansione. L'impulso di ritorno inizia nell'istante in cui la tensione sull'emettitore del transistor oscillatore TR_{21} diventa uguale alla sua tensione di base. Il transistor « interruttore » comincia allora a condurre e i condensatori C_{68} e C_{69} si scaricano. Alla fine dell'impulso di ritorno la corrente di collettore di TR_{21} si annulla e i condensatori C_{68} e C_{69} si scaricano di nuovo attraverso i resistori R_{85} e R_{86} . Alla fine dell'impulso di ritorno, la tensione residua agli estremi dei condensatori di carica si riduce pressochè a zero essendo applicato alla base del transistor TR_{22} un impulso di ritorno di polarità negativa (differenziato da C_{70} e R_{92}); di conseguenza, la corrente continua che scorre attraverso il transistor finale diventa trascurabile. La rete di filtraggio formata da C_{66} , R_{96} e C_{67} , R_{80} impedisce che gli impulsi di ritorno di riga (indotti nelle bobine di deflessione di quadro) raggiungano la base del transistor d'ingresso TR_{21} . Ciò è assolutamente necessario per impedire la perdita di interlacciamento.

Il controllo dell'ampiezza è ottenuto mediante variazione della tensione alla base del transistor d'ingresso mediante R_{82} . La frequenza del circuito è regolata mediante R_{85} .



Schema elettrico dello stadio separatore di sincronismo, oscillatore di riga e finale di riga del televisore portatile da 19".

COMPONENTI

Resistori

$R_{76} = 5,6 \text{ k}\Omega$, $\frac{1}{4} \text{ W} \pm 10 \%$
$R_{77} = 5,6 \text{ k}\Omega$, $\frac{1}{4} \text{ W} \pm 10 \%$
$R_{78} = 47 \text{ k}\Omega$, $\frac{1}{4} \text{ W} \pm 10 \%$
$R_{79} = 82 \text{ k}\Omega$, $\frac{1}{4} \text{ W} \pm 10 \%$
$R_{80} = 470 \Omega$, $\frac{1}{4} \text{ W} \pm 10 \%$
$R_{81} = 33 \text{ k}\Omega$, $\frac{1}{4} \text{ W} \pm 10 \%$
$R_{82} = 470 \Omega$, potenziometro trimmer
$R_{83} = 470 \Omega$, $\frac{1}{4} \text{ W} \pm 10 \%$
$R_{84} = 1 \text{ k}\Omega$, $\frac{1}{4} \text{ W} \pm 10 \%$
$R_{85} = 20 \text{ k}\Omega$, potenziometro lineare
$R_{86} = 5,6 \text{ k}\Omega$, $\frac{1}{4} \text{ W} \pm 10 \%$
$R_{87} = 10 \Omega$, $\frac{1}{4} \text{ W} \pm 10 \%$
$R_{88} = 50 \Omega$, potenziometro trimmer a filo
$R_{89} = 4,7 \text{ k}\Omega$, potenziometro trimmer
$R_{90} = 120 \Omega$, $\frac{1}{4} \text{ W} \pm 10 \%$

$R_{91} = 100 \Omega$, $\frac{1}{4} \text{ W} \pm 10 \%$
$R_{92} = 1,5 \text{ k}\Omega$, $\frac{1}{4} \text{ W} \pm 10 \%$
$R_{93} = 1,5 \Omega$, $2 \text{ W} \pm 10 \%$
$R_{94} = 8,2 \text{ k}\Omega$, $\frac{1}{4} \text{ W} \pm 10 \%$
$R_{95} = 1,8 \text{ k}\Omega$, $\frac{1}{4} \text{ W} \pm 10 \%$
$R_{96} = 2,2 \text{ k}\Omega$, $\frac{1}{4} \text{ W} \pm 10 \%$

Condensatori

$C_{62} = 3,3 \text{ nF}$, ceramico 500 V-20/+ 50 %
$C_{63} = 3,3 \text{ nF}$, ceramico 500 V-20/+ 50 %
$C_{64} = 100 \text{ nF}$, poliestere 160 V $\pm 10 \%$
$C_{65} = 100 \text{ nF}$, poliestere 160 V $\pm 10 \%$
$C_{66} = 10 \text{ nF}$, poliestere 160 V $\pm 10 \%$
$C_{67} = 150 \text{ nF}$, poliestere 160 V $\pm 10 \%$
$C_{68} = 25 \mu\text{F}$, elettrolitico 25 V-10/+ 50 %
$C_{69} = 25 \mu\text{F}$, elettrolitico 25 V-10/+ 50 %
$C_{70} = 100 \text{ nF}$, poliestere 160 V $\pm 10 \%$
$C_{71} = 2000 \mu\text{F}$, elettrolitico 16 V-10/+ 50 %

BASE DEI TEMPI DI RIGA

La base dei tempi di riga è formata da tre stadi, e cioè da un oscillatore ad onda sinusoidale, da uno stadio pilota e dallo stadio finale che opera in un circuito con ricupero in serie-parallelo.

Lo stadio finale di riga

Lo stadio finale di riga è equipaggiato con due transistori AU 103 (TR₃₃ e TR₃₄) collegati in serie, e con due diodi BY 118, dei quali uno lavora in un circuito con ricupero in parallelo (D₁₂) e l'altro in un circuito con ricupero in serie (D₁₃). Il trasformatore di uscita T₅ è stato appositamente progettato per lavorare insieme con le bobine di riga (L₂₉) dell'unità di deflessione AT 1013/11.

Questo dimensionamento dello stadio finale di riga riunisce i vantaggi offerti sia dal circuito con ricupero in serie che quelli offerti dal circuito con ricupero in parallelo.

L'impiego del diodo di ricupero in un circuito-serie (diodo « booster ») offre la possibilità di far lavorare i transistori alla loro massima tensione di collettore. Per questo motivo, la presa per il diodo sul trasformatore di uscita è scelta in base al valore della tensione di alimentazione. Oltre a ciò, impiegando un secondo diodo in un circuito di ricupero in parallelo (diodo « damper ») succede che soltanto una frazione della corrente di deflessione scorre nel trasformatore di uscita, nel condensatore di boost C₉₅ e nel condensatore di disaccoppiamento della tensione di alimentazione C₉. Cosa significa ciò?

Esattamente che non è necessario che questi condensatori siano di alta qualità (basso valore della resistenza in serie); questo non succederebbe se si fosse impiegato un circuito con ricupero in serie. La bobina L_{27} serve ad impedire che la corrente di deflessione « penetri » nella rete di alimentazione.

L'accordo di terza armonica è ottenuto con il condensatore C_{93} collegato direttamente in parallelo al diodo di ricupero in parallelo per ridurre le oscillazioni smorzate (ringing) all'inizio della scansione.

Con il condensatore C_{96} si ottiene la correzione a « S » della corrente circolante nelle bobine dell'unità di deflessione L_{29} e nell'unità di controllo della linearità L_{28} .

La resistenza R_{131} e il condensatore C_{94} costituiscono una rete di adattamento che equalizza gli impulsi presenti agli estremi dei due transistori finali durante il tempo di ritorno. Siccome l'impedenza di questa rete di adattamento è abbastanza ampia per le correnti a frequenza di riga, succederà che le correnti che attraversano i due transistori rimarranno uguali.

Lo stadio pilota

Lo stadio finale è pilotato dal transistor TR_{32} (AC 128) che lavora ad intermittenza nei riguardi dei transistori finali. Ogni volta infatti che il transistor pilota è in saturazione, un impulso positivo viene applicato alle basi dei transistori finali che rimangono perciò bloccati. L'energia immagazzinata nell'induttanza del trasformatore pilota T_4 durante il tempo in cui T_4 si trovava in conduzione, fornisce le correnti dirette di base ai transistori finali durante il tempo di scansione. I resistori R_{129} e R_{130} riducono l'influenza delle tolleranze delle correnti di base dei transistori finali TR_{33} e TR_{34} . Il condensatore C_{90} agli estremi del primario del trasformatore pilota impedisce che il transistor pilota

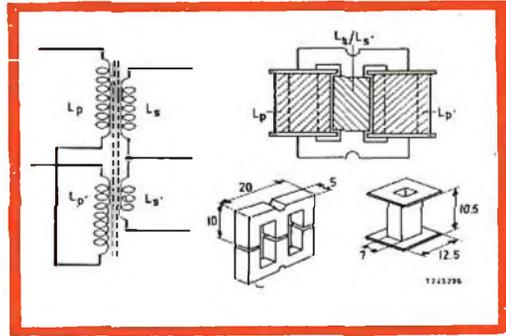


Fig. 20 - Disposizione degli avvolgimenti della bobina dell'oscillatore di riga T_5 .

entri nella « regione dell'effetto valanga » subito dopo che si è bloccato.

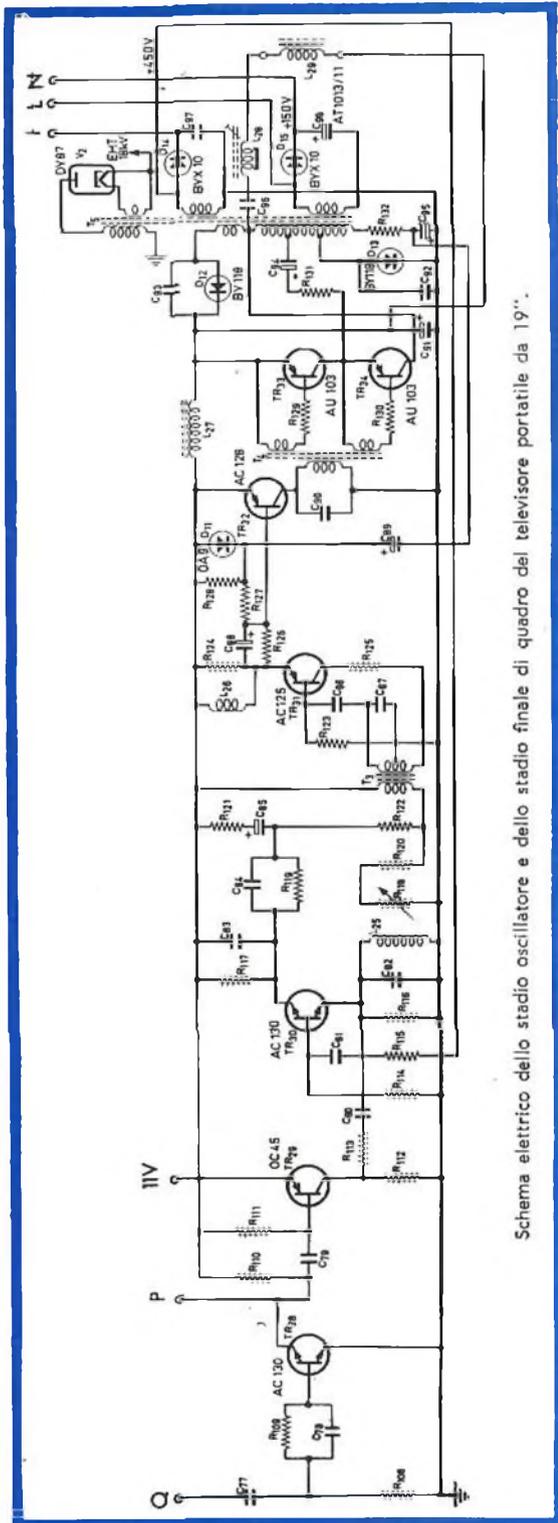
Oscillatore di riga

In questo ricevitore si è usato un oscillatore ad onda sinusoidale. Il transistor oscillatore TR_{31} (AC 125) fornisce impulsi di forma adatta che « aprono e chiudono » il transistor pilota TR_{32} ; il pilotaggio di quest'ultimo transistor avviene tramite il resistore di emettitore R_{124} del transistor oscillatore TR_{31} . Per migliorare la caratteristica di commutazione del transistor pilota TR_{32} si pone in parallelo al resistore di emettitore R_{124} un'induttanza L_{26} . L'energia magnetica immagazzinata nell'induttanza durante il tempo in cui il transistor oscillatore di riga conduce, fornisce la potenza necessaria per il bloccaggio del transistor pilota.

La frequenza dell'oscillatore di riga viene controllata dalla corrente continua circolante negli avvolgimenti « ausiliari » disposti sulle « gambe » esterne del nucleo (fig. 20); questa corrente varia la permeabilità del nucleo e conseguentemente l'induttanza della bobina dell'oscillatore.

Gli avvolgimenti ausiliari sono collegati in modo che ai terminali d'ingresso la tensione dell'oscillatore risulti zero.

DATI DI COSTRUZIONE	L_p	$L_{p'}$	L_s	$L_{s'}$
Numero delle spire	1700	1700	27	7
Tipo di filo	Cu smaltato	Cu smaltato	Cu smaltato	Cu smaltato
Ø del filo	0,07	0,07	0,3	0,3
Larghezza della bobina	10,5	10,5	8	8
Numero di spire per strato	100	100		
Numero di strati	17	17		
Resistenza (Ω)	250	250		



Schema elettrico dello stadio oscillatore e dello stadio finale di quadro del televisore portatile da 19".

COMPONENTI

Resistori

R ₁₀₈	=	47 kΩ	, ¼ W ± 10 %
R ₁₀₉	=	2,7 kΩ	, ¼ W ± 10 %
R ₁₁₀	=	4,7 kΩ	, ¼ W ± 10 %
R ₁₁₁	=	47 kΩ	, ¼ W ± 10 %
R ₁₁₂	=	3,9 kΩ	, ¼ W ± 10 %
R ₁₁₃	=	560 Ω	, ¼ W ± 10 %
R ₁₁₄	=	68 kΩ	, ¼ W ± 10 %
R ₁₁₅	=	330 kΩ	, ¼ W ± 10 %
R ₁₁₆	=	470 Ω	, ¼ W ± 10 %
R ₁₁₇	=	10 kΩ	, ¼ W ± 10 %
R ₁₁₈	=	10 kΩ	, (potenziometro lineare)
R ₁₁₉	=	3,3 kΩ	, ¼ W ± 10 %
R ₁₂₀	=	10 kΩ	, ¼ W ± 10 %
R ₁₂₁	=	1 kΩ	, (potenziometro trimmer)
R ₁₂₂	=	4,7 kΩ	, ¼ W ± 10 %
R ₁₂₃	=	15 kΩ	, ¼ W ± 10 %
R ₁₂₄	=	390 Ω	, ¼ W ± 10 %
R ₁₂₅	=	150 Ω	, ¼ W ± 10 %
R ₁₂₆	=	150 Ω	, ¼ W ± 10 %
R ₁₂₇	=	120 Ω	, ¼ W ± 10 %
R ₁₂₈	=	68 Ω	, ¼ W ± 10 %
R ₁₂₉	=	0,56 Ω	, 2 W ± 10 %
R ₁₃₀	=	0,56 Ω	, 2 W ± 10 %
R ₁₃₁	=	2,7 Ω	, 2 W ± 10 %
R ₁₃₂	=	0,56 Ω	, 2 W ± 10 %

Condensatori

C ₇₇	=	1 μF	, poliestere 250 V, ± 10 %
C ₇₈	=	22 nF	, poliestere 160 V ± 10 %
C ₇₉	=	1,5 nF	, poliestere 160 V ± 10 %
C ₈₀	=	8,2 nF	, poliestere 160 V ± 10 %
C ₈₁	=	2,7 nF	, ceramico 500 V-20/+ 50 %
C ₈₂	=	4,7 nF	, poliestere 160 V ± 10 %
C ₈₃	=	56 nF	, poliestere 160 V ± 10 %
C ₈₄	=	1 μF	, poliestere 250 V ± 10 %
C ₈₅	=	25 μF	, elettrolitico 25 V-10/+ 50 %
C ₈₆	=	22 nF	, poliestere 160 V ± 10 %
C ₈₇	=	82 nF	, poliestere 160 V ± 10 %
C ₈₈	=	10 μF	, elettrolitico 16 V-10/+ 50 %
C ₈₉	=	10 μF	, elettrolitico 16 V-10/+ 50 %
C ₉₀	=	68 nF	, poliestere 160 V ± 10 %
C ₉₁	=	500 μF	, elettrolitico 25 V-10/+ 50 %
C ₉₂	=	32 nF	, polistirene 500 V ± 2 %
C ₉₃	=	47 nF	, poliestere 160 V ± 10 %
C ₉₄	=	6,4 μF	, elettrolitico 25 V-10/+ 50 %
C ₉₅	=	100 μF	, elettrolitico 40 V
C ₉₆	=	3 μF	, poliestere 250 V ± 10 %
C ₉₇	=	270 nF	, a carta 700 V ± 10 %
C ₉₈	=	8 μF	, elettrolitico 250 V-10/+ 50 %

Dati tecnici delle bobine

L_{24} = bobina di deflessione della unità
AT 1013/11

L_{25} = 1 mH; nucleo in aria

L_{26} = 1 mH; nucleo in aria

L_{27} = 5 mH

50 spire di filo di rame smaltato da
0,8 mm \varnothing

Nucleo in FXC K 300 364

Supporto 835 008

L_{28} = Controllo di linearità AT 4033/11

L_{29} = Bobina di deflessione dell'unità
AT 1013/11

Dati tecnici per la costruzione del trasformatore

T_1 = Choke per l'uscita di quadro

T_2 = Trasformatore di rete. Vedi fig. 21

T_3 = bobina oscillatore di riga. Vedi fig. 20

T_4 = trasformatore pilota

primario: 2 x 20 spire di filo di rame
smaltato da 0,45 mm \varnothing

secondario: 2 x 10 spire di filo di
rame smaltato da 0,45 mm \varnothing avvolto
in bifilare

Il secondario è avvolto tra le due
sezioni del primario

nucleo ad olla: K300 364

supporto 835 008

T_5 = trasformatore di uscita di riga
AT 2037/11

Circuito di protezione contro le scariche dell'EAT

L'alta tensione (EAT) richiesta dall'ultimo anodo del cinescopio è fornita, com'è noto, da un avvolgimento aggiuntivo disposto sul nucleo del trasformatore finale di riga T_5 . La tensione ad impulso presente agli estremi di questo avvolgimento viene raddrizzata dal diodo a vuoto DY 86 (V_2). Per impedire che i transistori finali di riga siano danneggiati nel caso di una eventuale scarica dell'EAT, è stato previsto un circuito di protezione formato dalla rete R_{132} , C_{89} , R_{127} , R_{128} e il diodo D_{11} .

L'impulso diretto in senso positivo che si forma agli estremi del condensatore dove si forma la tensione « rialzata » (C_{95}) nel caso di una scarica dell'EAT, viene « riportato indietro » sulla base del tran-

sistore pilota TR_{32} attraverso il condensatore C_{89} e il resistore R_{127} . Questo transistoro risulta allora bloccato, e impedisce in questo modo che il transistoro finale venga bloccato durante o immediatamente dopo che è avvenuta la scarica dell'EAT. In questo modo si evita il rischio che si producano simultaneamente o immediatamente dopo una scarica dell'EAT elevate tensioni e correnti nei circuiti di uscita dei transistori finali di riga.

Dopo un certo periodo di tempo dipendente ovviamente dai valori di C_{89} , C_{95} , R_{127} e R_{128} , l'impulso positivo diventa più piccolo e il transistoro pilota può allora essere « commutato » nuovamente dall'oscillatore di riga, come nelle normali condizioni di lavoro.

L'impulso negativo che si forma allora agli estremi di R_{132} viene tolto dalla base del transistoro pilota ad opera del diodo D_{11} .

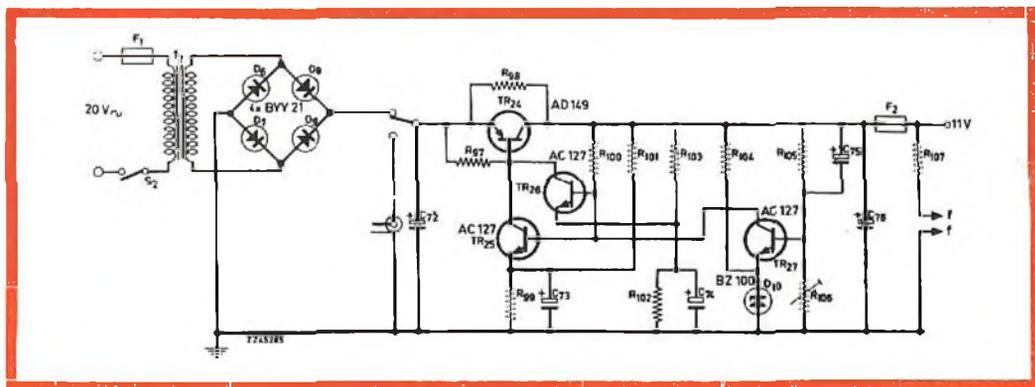
TENSIONI DI ALIMENTAZIONE AUSILIARIE

Alimentazione dell'amplificatore video

La tensione di alimentazione per l'amplificatore video e per il circuito della regolazione della luminosità è ricavata dallo stadio finale di riga mediante raddrizzamento dell'impulso di tensione presente sul trasformatore di riga. Il diodo raddrizzatore D_{15} (BYX 10) diventa conduttore durante il tempo di scansione della riga, per cui, essendo la deflessione stabilizzata, risulterà stabilizzata anche la tensione da essa ricavata e impiegata per alimentare l'amplificatore video.

Oltre a ciò, questo circuito alimentatore possiede una resistenza interna bassa; e ciò va a vantaggio del funzionamento dell'amplificatore video (amplificazione uguale per la c.c. e per la c.a.).

Perchè questa tensione di alimentazione abbia una buona stabilità e perchè il diodo raddrizzatore non peggiori il rendimento a causa della componente di terza armonica presente durante il tempo di scansione si dovrà fare in modo che l'avvolgimento della tensione di alimentazione dell'amplificatore video risulti strettamente accoppiato al primario del trasformatore di uscita di riga.



Schema elettrico della sezione alimentatrice del televisore portatile da 19".

COMPONENTI

Resistori

R_{07}	= 100 Ω , 1/4 W \pm 10 %
R_{08}	= 2,7 Ω , 16 W \pm 10 %
R_{09}	= 100 Ω , 5,5 W \pm 10 %
R_{100}	= 560 Ω , 1/4 W \pm 10 %
R_{101}	= 120 Ω , 5,5 W \pm 10 %
R_{102}	= 100 Ω , 5,5 W \pm 10 %
R_{103}	= 120 Ω , 5,5 W \pm 10 %
R_{104}	= 270 Ω , 1/4 W \pm 10 %

R_{105}	= 270 Ω , 1/4 W \pm 10 %
R_{106}	= 470 Ω , potenziometro trimmer
R_{107}	= 15 Ω , 5,5 W \pm 10 %

Condensatori

C_{72}	= 6400 μ F, elettrolitico 25 V-10/+ 50 %
C_{73}	= 125 μ F, elettrolitico 16 V-10/+ 50 %
C_{74}	= 125 μ F, elettrolitico 16 V-10/+ 50 %
C_{75}	= 25 μ F, elettrolitico 25 V-10/+ 50 %
C_{76}	= 2000 μ F, elettrolitico 16 V-10/+ 50 %

Alimentazione dell'elettrodo focalizzatore e della griglia g_2 del cinescopio

Anche la tensione di alimentazione del primo anodo e dell'elettrodo focalizzatore del cinescopio è ottenuta mediante raddrizzamento della tensione a impulso che si forma agli estremi di un altro avvolgimento disposto sul trasformatore di riga. Siccome in questo caso, necessita una tensione di circa 500 V, l'unico sistema per ottenerla sarà mediante raddrizzamento del picco di ritorno. Anche in questo caso viene impiegato il diodo al silicio BYX 10 (D_{14}).

Alimentazione generale

Questa tensione di alimentazione è ottenuta con un circuito raddrizzatore-onda piena a ponte, equipaggiato con quattro diodi BYX 21 (D_6, D_7, D_8, D_9) e seguito da un circuito che non soltanto stabilizza la tensione della rete ma assicura inoltre un buon filtraggio (filtro attivo).

Il circuito stabilizzatore è formato da un transistoro AD 149 (TR_{24}) che funziona come elemento-regolatore posto in serie; da due transistori pilota AC 127 collegati in parallelo ($TR_{25} - TR_{26}$) e infine da un transistoro TR_{27} (AC 127) che rivela e amplifica le eventuali differenze di tensione che possono verificarsi tra la tensione di uscita dell'alimentatore e la tensione della sorgente di riferimento.

Siccome il carico applicato a questo alimentatore può considerarsi sostanzialmente costante, attraverso il transistoro regolatore (TR_{24}) passerà solo una piccola frazione della corrente di alimentazione e la rimanente, che rappresenta quasi la totalità della corrente assorbita, passerà attraverso il resistore R_{08} posto in parallelo al transistoro. In questo modo, nel transistoro regolatore si ha una riduzione di dissipazione considerevole rispetto a quella dei convenzionali circuiti stabilizzatori.

Il transistoro regolatore è pilotato da due transistori AC 127 che per ridurre la

loro dissipazione vengono disposti in parallelo. Per eliminare le possibili influenze delle tolleranze e della temperatura, questi due transistori hanno circuiti di emettitore separati ($R_{101} - R_{99}$, $R_{103} - R_{102}$). Il pilotaggio di questi due transistori è effettuato dal transistorore TR_{27} e dal diodo zener $BZ 100$ (D_{10}).

Il diodo Zener, che funziona come sorgente di tensione di riferimento, è collegato all'emettitore del transistorore TR_{27} . Una frazione della tensione di alimentazione ricavata sul partitore $R_{105} - R_{106}$ viene applicata alla base di questi transistori per cui la differenza tra la tensione di riferimento applicata all'emettitore e la frazione della tensione di alimentazione applicata alla base costituisce la tensione di pilotaggio del transistorore TR_{27} . In condizioni normali di lavoro, la tensione di uscita dell'alimentatore assume un valore per cui la tensione di base del transistorore TR_{27} supera di poco la tensione presente sull'emettitore.

Qualsiasi variazione della tensione di ingresso o del carico produrrà un ritorno della tensione d'uscita al valore normale. Il valore della tensione di uscita dipende dal rapporto tra le resistenze dei resistori R_{105} e R_{106} ; R_{106} è regolabile. Per avere un ripristino veloce del valore primitivo della tensione e quindi un buon livellamento il resistore, R_{104} viene bypassato dal condensatore C_{75} ; per lo stesso motivo anche i resistori di emettitore dei transistori TR_{25} e TR_{26} vengono bypassati rispettivamente dai condensatori C_{73} e C_{74} .

L'alimentatore è protetto contro eventuali cortocircuiti. Infatti, quando ciò dovesse accadere viene tolto automaticamen-

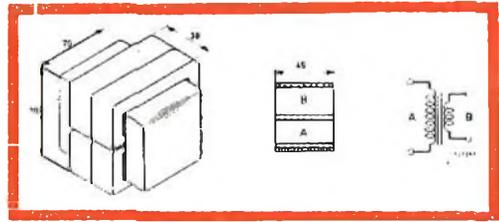


Fig. 21 - Dati costruttivi del trasformatore di rete T_3 .

Avvolgimento A

1100 spire, Cu smaltato, 0,45 \varnothing
resistenza C.C. = 18,5 Ω
tensione d'ingresso = 220 V

Avvolgimento B

80 spire, Cu smaltato, 1,50 \varnothing
resistenza C.C. 0,16 Ω
tensione d'uscita = 14,5 V

te il pilotaggio al transistorore regolatore e di conseguenza viene bloccato in esso qualsiasi passaggio di corrente; le basi dei transistori pilota ($TR_{25} - TR_{26}$) saranno di conseguenza portate a potenziale di massa come i rispettivi emettitori. I transistori vengono polarizzati in senso inverso e annullano il pilotaggio del transistorore regolatore TR_{24} per cui in esso non passerà nessuna corrente. Nel corto-circuito scorderà quindi solo la corrente che passa nel resistore R_{98} . Questa corrente può crescere fino ad assumere momentaneamente il valore di circa 5 A. Per un tempo di corto-circuito più lungo fonderà il fusibile F 2 da 4 A.

Nonostante si sia impiegato per il trasformatore di rete un nucleo a permeabilità elevata, il campo disperso risulta ancora molto intenso; di qui la necessità di munirlo di uno schermo che non è invece indicato in fig. 21.

**DATI CARATTERISTICI DEL RICEVITORE
CANALE VIDEO**

a) Selettore UHF AT 6380/03

sistema di accordo
cifra di rumore
guadagno di tensione
campo di regolaz. del guadagno dello stadio RF
deriva dell'oscillatore per $V_s = \pm 10\%$
V. S. W. R all'ingresso
riezione della frequenza immagine

470 MHz	800 MHz
linee di Lecher $1/4 \lambda$ (banda)	
8,5 dB	12,5 dB
20 dB	20 dB
30 dB	30 dB
< ± 150 kHz	< ± 150 kHz
< 3	< 3
> 53 dB	> 53 dB

b) Selettore VHF AT 7650/90T

cifra di rumore
guadagno di tensione

Banda I	Banda III
7 dB	10 dB
26 dB	26 dB

campo di regolaz. del guadagno dello stadio RF deriva dell'oscillatore per $\Delta V_s = + 2 \text{ V (12-14 V)}$ $\Delta V_s = - 2 \text{ V (12-10 V)}$ V.S.W.R. all'ingresso riezione della frequenza immagine	40 dB -150 kHz -200 kHz 2,3 > 60 dB	40 dB + 150 kHz -200 kHz 2,3 > 40 dB
c) Amplificatore della frequenza intermedia		
frequenza della portante F.I. video guadagno di potenza campo di regolazione del guadagno del 1° stadio larghezza di banda a 3 dB	38,9 76 > 40 4,5	MHz dB (*) dB MHz
(*) dall'ingresso dal 1° transistor F.I. all'uscita del rivelatore video.		
riezione della portante audio del canale adiacente (40,4 MHz) (41,4 MHz) riezione della portante video del canale adiacente attenuazione della portante audio	48 dB 40 dB 45 dB 20 dB	} rispetto alla portante video.
d) Amplificatore video		
tensione di uscita amplificazione larghezza di banda a 3 dB tempo di salita	100 V picco picco 33 volte 4,5 MHz 105 nsec	
e) C.A.G. e regolazione del contrasto		
inizio dell'entrata in funzione del C.A.G. sensibilità del circuito del C.A.G. cifra di merito	con 2,8 $V_{p.p.}$ all'uscita del rivelatore video ai picchi di sincronismo 79 dB di compressione quando il segnale d'antenna aumenta di 80 dB canale 9 : 1 mV	
inizio della regolaz. del guadagno dello stadio RF (f.e.m. d'antenna agli estremi di 300 Ω) riduzione del guadagno della F.I. durante la regolazione del guadagno dello stadio RF bloccaggio dei disturbi sistema usato per la regolazione del contrasto campo di regolazione del contrasto	< 4 dB	mediante il circuito invertitore dei disturbi a livello elevato 1 : 5,5
CANALE AUDIO		
a) Amplificatore audio intercarrier		
amplificazione di tensione (all'inizio della limitazione) tensione di uscita audio dal rivelatore a rapporto larghezza di banda a 3 dB soppressione dell'AM Distorsione del segnale di uscita dal rivelatore a rapporto	400 volte (dall'uscita del rivelatore video al collettore del transistor TR_0) 125 mV con $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ 120 kHz 30 volte < 3% con $\Delta f = 50 \text{ kHz}$	
b) Amplificatore audio		
potenza di uscita segnale d'ingresso per una potenza di uscita di 1 W impedenza d'ingresso risposta in frequenza distorsione armonica totale	1 W su un altoparlante da 8 Ω 14 mV 3,3 k Ω da 60 Hz a 20 kHz (a 3 dB) vedi fig. 13 5% con 1 W di uscita	
CIRCUITI DI SINCRONIZZAZIONE		
segnale di uscita dello stadio separatore	5 $V_{p.p.}$	
a) Separatore di sincronismi-		
minimo segnale video composto richiesto all'ingresso ampiezza del segnale di sincronismo separato ampiezza del segnale di sincronismo di quadro	3 $V_{p.p.}$ 10 V 8 V	
b) Sincronismo di quadro		
segnale di uscita dell'amplificatore dell'impulso di quadro campo di tenuta	11 $V_{p.p.}$ 48-52 Hz	

c) **Amplificatore sincronismo di riga**
ampiezza degli impulsi di uscita

10 V

d) **Rivelatore di fase**
campo di ripresa
campo di tenuta
tensione di uscita

± 160 Hz
 ± 435 Hz
 $\Delta V = 250$ mV.

BASE DEI TEMPI

a) **Base dei tempi di quadro**

sistema di sincronizzazione
tipo di circuito
accoppiamento all'unità di deflessione
unità di deflessione
tensione di accelerazione del cinescopio
angolo di deflessione
corrente di deflessione
tempo di ritorno
corrente di picco di collettore del transistor
finale
massima tensione collettore-emettitore del transistor
finale
non linearità
consumo di potenza

mediante impulso
multivibratore autooscillante
mediante choke e condensatore
AT 1013/11 R = 6Ω L = 13,5 mH
18 kV
 110°
 $1,2 A_{p.p.}$
0,9 msec.
1,45 A
45 V
< 4 %
7,3 W

b) **Base dei tempi di riga**

angolo di deflessione
tensione acceleratrice del cinescopio
corrente media del fascetto
resistenza interna della sorgente dell'EAT
rapporto del tempo di ritorno
unità di deflessione
corrente di deflessione
corrente di picco dei transistori finali
tensione massima collettore-emettitore dei transistori
finali durante il ritorno
corrente di base dei transistori finali alla fine
della scansione
corrente di picco di collettore del transistor
pilota
tipo di oscillatore
ciclo di ripetizione del segnale di uscita dell'oscillatore
di riga
consumo di potenza della base dei tempi completa

110°
18 kV
500 μA max
4,5 $M\Omega$
18 %
AT 1013/11 L = 180 μH R = 300 $m\Omega$
9,6 $A_{p.p.}$
7 A
110 $V_{p.p.}$
950 mA
1,6 A
ad onda sinusoidale
31 %
22 W con corrente del fascetto uguale a zero.
30 W con corrente del fascetto uguale a 500 μA .

ALIMENTATORE

a) **Alimentazione della rete**

tensione di ingresso
tensione di uscita
tensione di riferimento
fattore di stabilizzazione
resistenza interna
alternata residua d'uscita a 100 Hz
a 16 kHz
massima corrente di carico
consumo di potenza della rete

220 V; 50 Hz
11 V stabilizzati
5 V
50
80 $m\Omega$
5 $mV_{p.p.}$
80 mV
4,3 A con 500 μA della corrente del fascetto
98 W

b) **Alimentazione da batteria**

campo della tensione di ingresso
tensione di uscita
tensione di riferimento
fattore di stabilizzazione
resistenza interna
alternata residua a 16 kHz

18 - 11,5 V
11 V
5 V
70
60 $m\Omega$
65 mV

c) Alimentazione per lo stadio finale video
 tensione di ingresso
 tensione di uscita
 resistenza interna

dallo stadio finale di riga; 1200 V_{p.p.}
 + 150 V
 200 Ω

d) Alimentazione per l'elettrodo focalizzatore e per
 la griglia g₂ del cinescopio
 tensione di ingresso
 tensione di uscita

dallo stadio finale di riga 600 V_{p.p.}
 500 V

(Da « Application Information »)

L. C.

MISCELATORI E DEMISCELATORI



- Doppia calotta protettiva in polistirolo antiurto
- Chiusura ermetica anticondensa con immersione in sostanza termoindurente
- Trattamento anticorrosione particolarmente indicato per zone marine e industriali
- Facile applicazione al palo di sostegno dell'antenna
- Montaggio su circuito stampato

	Tipo	Impedenza d'entrata	Impedenza d'uscita	N° G.B.C.
Miscelatore	UHF + VHF	75 Ω	75 Ω	N/1214
Demiscelatore	UHF + VHF	75 Ω	75 Ω	N/1214-1
Miscelatore	UHF + 2VHF (*)	300 Ω	75 Ω	N/1215
Demiscelatore	UHF + 2VHF (*)	75 Ω	300 Ω	N/1216
Miscelatore	UHF + VHF	300 Ω	75 Ω	N/1218
Demiscelatore	UHF + VHF	75 Ω	300 Ω	N/1219

(*) Adatti per miscelare e demiscelare tre distinti segnali, di cui due VHF e uno UHF. Particolarmente studiati per il canale H (Svizzera).

CIRCUITI FONDAMENTALI DEI TRANSISTORI

III Parte

Stadio convertitore di frequenza

In questo stadio il segnale a radio frequenza proveniente dalla stazione è abbinato con una oscillazione ad alta frequenza generata localmente in modo da produrre un segnale con frequenza più bassa e costante (frequenza intermedia), che porta la modulazione del programma originale.

Come si vede dallo schema di principio riprodotto in figura 13, i due segnali che devono essere miscelati sono effettivamente applicati in serie tra base ed emettitore, e questo è l'unico sistema di miscelazione usabile con un elemento a tre terminali quale è il transistor. Il funzionamento del convertitore può essere spiegato come segue: la caratteristica i_b/v_b del transistor non è lineare, cosicchè la componente alternata della corrente di base è:

$$i_b = a_1 v_b + a_2 v_b^2 + \dots$$

Nella mescolazione additiva, v_b è sostituita da:

$$v_b = v_{rf} \text{ sen } \omega_{rf} t + v_{osc} \text{ sen } \omega_{osc} t.$$

Nella corrente risultante, appaiono quindi componenti di varie frequenze, comprese quelle con le frequenze: $(\omega_{rf} + \omega_{osc})$ e $(\omega_{rf} - \omega_{osc})$. La sezione oscillatrice del convertitore è sintonizzata si-

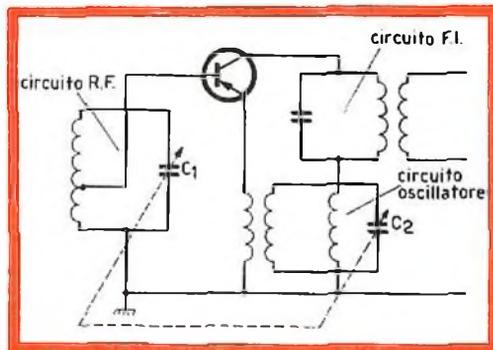


Fig. 13 - Circuito di principio dello stadio convertitore.

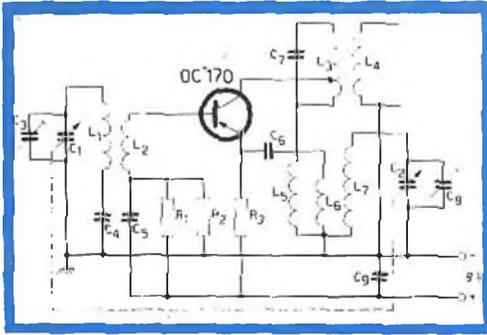


Fig. 14 - Circuito pratico di convertitore per un ricevitore ad onde medie.

multaneamente col circuito d'antenna, in quanto i condensatori di accordo C_1 e C_2 sono accoppiati meccanicamente. Il valore di C_2 rispetto a quello di C_1 è scelto in modo che la frequenza risultante, cioè $(\omega_{rf} - \omega_{osc})$, sia costante ed abbia un certo valore, ad esempio 452 kHz. I circuiti d'accoppiamento a frequenza intermedia, cosicchè questa frequenza viene selezionata ed amplificata. L'oscillazione locale, ω_{osc} , si ottiene includendo un gruppo L-C nel circuito di collettore, accoppiato induttivamente al circuito di emettitore. L'oscillatore è del tipo auto-oscillante, e l'oscillazione inizia per l'eccitazione del circuito dovuta a un disturbo fortuito, dopo di che viene mantenuta alla frequenza del circuito accordato. Nei ricevitori progettati per più gamme, per esempio una di onde medie e tre di onde corte, si può evitare talvolta l'uso di bobine separate per l'oscillatore in ciascuna gamma, usando la mescolazione di « seconda armo-

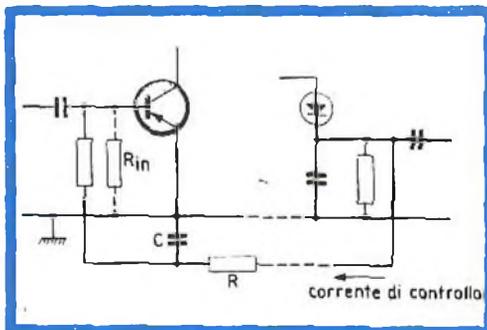


Fig. 15 - Controllo automatico di guadagno per variazioni della polarizzazione di un transistor in media frequenza.

nica». Per esempio, per la gamma di onde medie da 0,5 a 1,6 MHz, l'oscillatore deve essere accordato tra 0,95 e 2,05 MHz. La seconda armonica di questa gamma copre la frequenza da 1,9 a 4,1 MHz e può essere usata per la conversione della gamma di onde corte che va da 1,45 a 3,65 MHz. Analogamente la seconda armonica della frequenza dell'oscillatore usata per la seconda gamma di onde corte, può essere usata per la conversione della prima gamma delle onde corte; così per coprire quattro gamme si usano in totale solamente due bobine per l'oscillatore. Un circuito pratico per il convertitore per onde medie è illustrato in figura 14. Per garantire il miglior adattamento ed il minimo smorzamento, il collettore è connesso ad una presa del primario del trasformatore di media frequenza. Il circuito è stabilizzato per mezzo di un partitore di base e di una resistenza di emettitore.

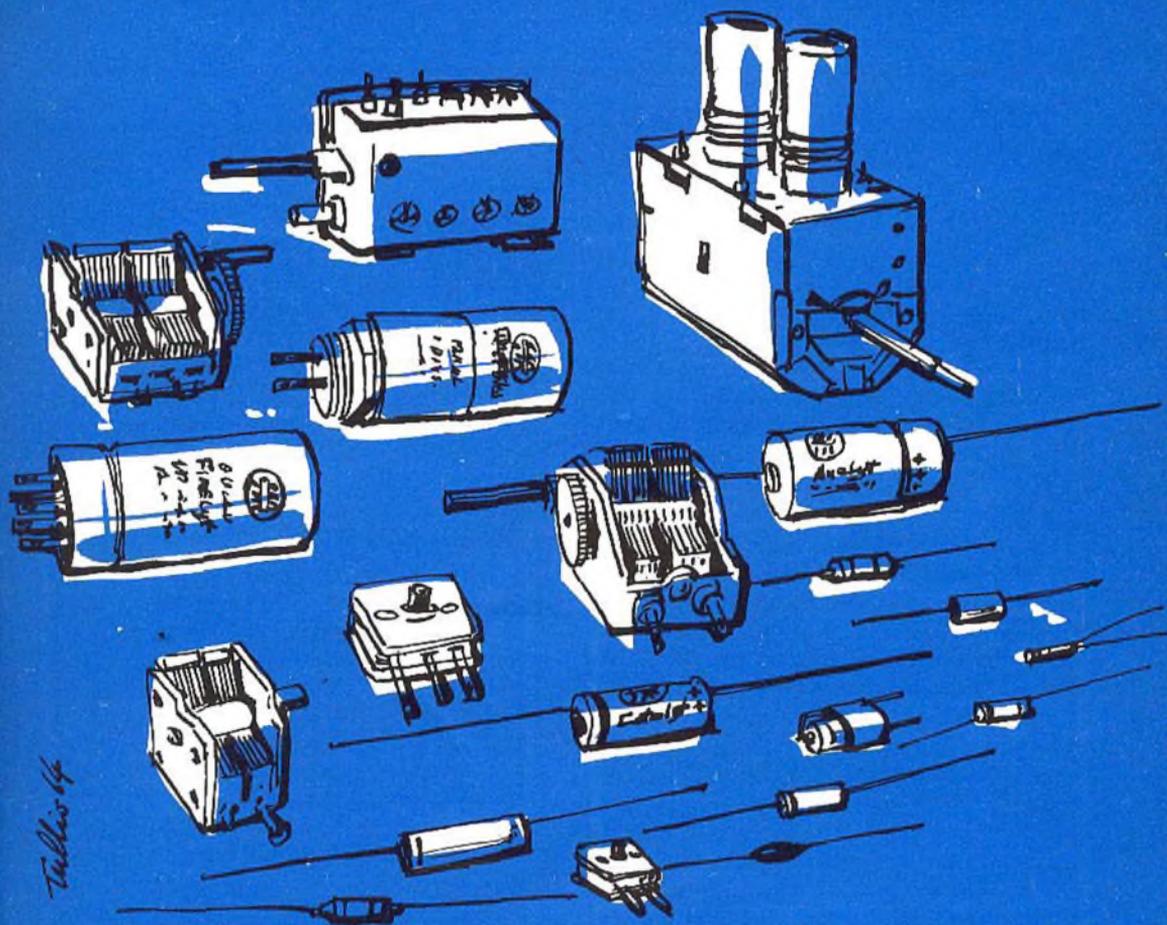
Controllo automatico di guadagno

Il controllo automatico di guadagno (C.A.G.) permette di ottenere un'uscita più o meno costante, indipendentemente dalle variazioni del segnale d'ingresso, cioè fluttuazioni dell'intensità di campo dell'onda portante dovute alle differenze di potenza delle varie stazioni trasmettenti ed alla loro distanza dal ricevitore. In assenza di C.A.G. l'uscita che si ha per vari segnali distribuiti lungo tutta la gamma di frequenze del ricevitore può variare attraverso un'ampia gamma di valori d'intensità con il rischio di danneggiare il ricevitore. In più il C.A.G. compensa le fluttuazioni dell'intensità del segnale all'ingresso (fading od evanescenza) dovute alle variazioni delle condizioni atmosferiche. Il C.A.G. è ottenuto automaticamente regolando il guadagno di uno o più stadi ad alta frequenza del ricevitore, per mezzo di una reazione in continua proporzionale all'ampiezza della portante a radio frequenza, derivata dal rivelatore o da un opportuno stadio amplificatore. Normalmente il C.A.G., sotto forma di tensione, è usato per controllare la corrente di emettitore di un transistor in media frequenza, variandone così i vari parametri in modo

DUCATI

ELETTROTECNICA

componenti per radio e televisione



Tullio 64



DUCATI ELETTROTECNICA S.p.A.
BOLOGNA - BORGO PANIGALE - Casella Post. 588
Telegrammi e Telescrivente: Telex 51.042 Ducati

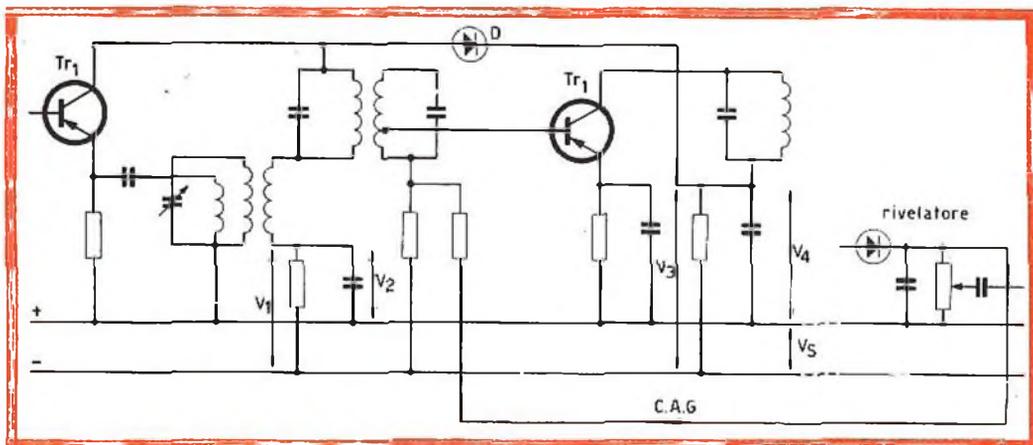


Fig. 16 - C.A.G. di uno stadio di media frequenza per variazione di smorzamento del circuito accordato con un diodo D.

da ottenere una riduzione di guadagno. Se è necessario anche il convertitore e lo stadio amplificatore a radio frequenza possono essere controllati nella stessa maniera. Il controllo della corrente di emettitore si ottiene variando la corrente di base per mezzo del segnale C.A.G., col risultato che le condizioni di polarizzazione del transistor sono modificate come è indicato in fig. 15.

Il segnale C.A.G. è applicato attraverso una rete R-C che agisce come un elemento di filtraggio per la bassa frequenza in modo da evitare una eventuale reazione tra i circuiti ad alta e a bassa frequenza. Per limitare le inevitabili perdite di potenza nella rete di filtraggio, si può sostituire la resistenza con una impedenza, ma poiché questa è costosa, si usa normalmente la rete R-C. Il controllo automatico di guadagno richiede una considerevole potenza in continua, in quanto i sistemi di stabilizzazione previsti per il transistor controllato si oppongono all'azione del C.A.G. È quindi necessario, per ottenere un controllo sufficiente con la potenza in continua a disposizione, che la stabilizzazione dei transistori controllati non sia troppo spinta. La potenza a disposizione per il C.A.G. può essere aumentata prelevando il segnale di controllo dell'ultimo trasformatore a frequenza intermedia mediante un diodo separato, anziché dal rivelatore.

In quest'ultimo caso si può usare il primo amplificatore di bassa frequenza se il circuito è progettato in modo tale che questo stadio possa lavorare simultaneamente come amplificatore in continua e di bassa frequenza. Un altro metodo per controllare il guadagno di uno stadio a frequenza intermedia è quello di variare lo smorzamento del circuito risonante per mezzo di un diodo, D, il quale sia polarizzato in senso inverso. La corrente di controllo proveniente dal rivelatore è quindi applicata alla base del transistor di media frequenza come prima, come è indicato in fig. 16.

Per segnali al rivelatore piccoli, la corrente di collettore è grande, cosicché V_4 è piccola. Finché V_4 è minore di V_2 il diodo D è bloccato, e il circuito L-C di media frequenza non è smorzato. Per segnali sempre maggiori al rivelatore la corrente di base del transistor diminuisce, e con essa la corrente di collettore. La tensione effettiva ai capi del diodo D diventa quindi positiva, cosicché scorre corrente nel diodo e quindi, siccome la resistenza interna del diodo varia inversamente alla tensione applicata, lo smorzamento del circuito risonante aumenta all'aumentare dell'intensità del segnale, e il guadagno dello stadio controllato diminuisce.

L. C.

(Da « Transistor-Theory and applications »)

VOLTMETRO ELETTRONICO

Introduzione

Il voltmetro elettronico, o VTVM (Vacuum Tube Volt Meter), è lo strumento principe nel campo delle misure di tensione, sia continue che alternate, ad audio ed a radio frequenza, e merita davvero una più larga conoscenza tra coloro che si interessano di elettronica, rappresentando il primo ed indispensabile elemento del corredo strumentale di laboratorio.

Per questo vorremmo mettere in grado anche i lettori agli inizi dello studio della elettronica, non solo di comprenderne il funzionamento, ma soprattutto di costruirne uno.

Abbiamo infatti messo a punto nel nostro laboratorio un modello di voltmetro elettronico, che, pur non essendo uno strumento professionale, possiede caratteristiche di precisione sufficienti e contenute entro i limiti posti dalle norme.

Prima, però, di iniziare la costruzione di questo semplice ed utile strumento, vogliamo illustrare brevemente i principi su cui si basa il suo funzionamento, e passare in breve rassegna i vari tipi di voltmetri elettronici attualmente usati.

Dato il carattere divulgativo del presente articolo, ci scusiamo, con coloro che sono addentro nella materia, della semplicità della trattazione.

Il voltmetro elettronico come misuratore di tensioni continue

Quando si parla di voltmetro elettronico, la prima e più lecita domanda che ci si pone è la seguente: quali sono le differenze tra il voltmetro elettronico ed il normale analizzatore, o « tester » che dir si voglia, e quali sono i vantaggi dell'uno rispetto all'altro?

Per rispondere dobbiamo soffermarci su diversi punti, e, in via primaria, dobbiamo considerare la resistenza, o, meglio, la impedenza d'ingresso. Ci si conceda a questo proposito una piccola digressione sugli analizzatori, necessaria per chiarire il concetto.

È noto infatti che la sensibilità di un tester, usato come voltmetro, è dimensionalmente espressa in ohm/V, e rappresenta il valore dell'impedenza d'ingresso riferita al valore di fondo scala della portata voltmetrica, assunto pari ad 1 V; come esempio consideriamo un tester avente la sensibilità di 10.000 ohm/V, usato come voltmetro nella portata 3 V fondo scala. L'impedenza d'ingresso per la portata considerata è data dal prodotto della sensibilità e della portata fondo scala:

$$10.000 \times 3 = 30.000 \text{ ohm;}$$

se usiamo lo stesso tester nella portata 10 V fondo scala, l'impedenza d'ingresso risulta:

$$10.000 \times 10 = 100.000 \text{ ohm};$$

e per la portata 300 V fondo scala si ha:

$$10.000 \times 300 = 3 \text{ Mohm}.$$

Dall'esempio precedente possiamo trarre due conclusioni: in primo luogo, la impedenza d'ingresso non è costante al variare della portata, e, in secondo luogo, essa è piccola, soprattutto per le portate inferiori. Sono questi due notevoli svantaggi, tanto più sensibili quanto più alta è la impedenza del circuito ai capi del quale si misura la tensione.

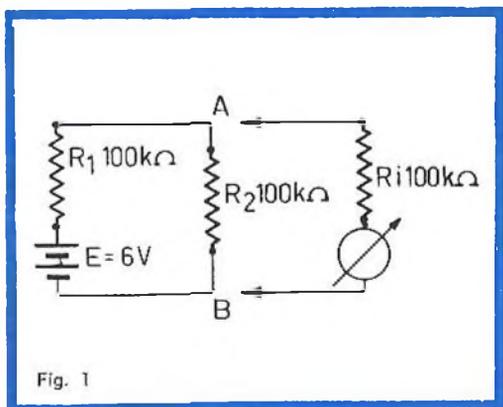


Fig. 1

Per dare un esempio quantitativo consideriamo il circuito di fig. 1. Supponendo di voler misurare la tensione ai capi della resistenza R_2 di 100 kohm, con un voltmetro avente resistenza interna $R_i = 100 \text{ kohm}$ e una portata di 10 V fondo scala, si avrà che, mentre la tensione effettiva ai capi AB della resistenza R_2 risulta pari a:

$$\frac{V}{2} = \frac{6}{2} = 3 \text{ V}$$

quella misurata dallo strumento sarà invece:

$$V_{AB} = \frac{V}{3} = 2 \text{ V}$$

Ciò si spiega nel modo che segue: nel 1° caso la tensione ai capi della pila è data dalla:

$$V = R_1 I + R_2 I = (R_1 + R_2) I$$

e poichè abbiamo posto $R_1 = R_2$

$$V = 2 R_2 I$$

ma

$$R_2 I = V_{AB}$$

quindi

$$V_{AB} = \frac{V}{2}$$

Quando invece applichiamo lo strumento, la cui resistenza interna è R_i , in parallelo a R_2 per effettuare la misura di tensione, R_2 diverrà

$$R_2 = \frac{R_i \times R_2}{R_i + R_2}$$

e poichè $R_i = R_2$

$$\frac{R_2^2}{2 R_2} = \frac{R_2}{2}$$

e quindi la tensione misurata ai capi dello strumento diventa:

$$V_{AB} = V - R_1 I$$

e siccome $R_1 = 2 R_2$, sarà anche

$$V_{AB} = V - 2 V_{AB}$$

per cui

$$V = 3 V_{AB} \quad V_{AB} = \frac{V}{3}$$

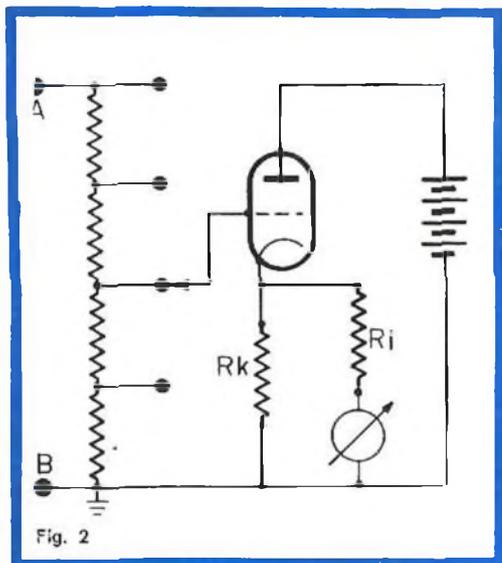
con un errore percentuale pari a:

$$\varepsilon \% = \frac{3 - 2}{3} \cdot 100 = 33 \%$$

errore che non è certo trascurabile e che aumenta notevolmente per le portate inferiori dello strumento.

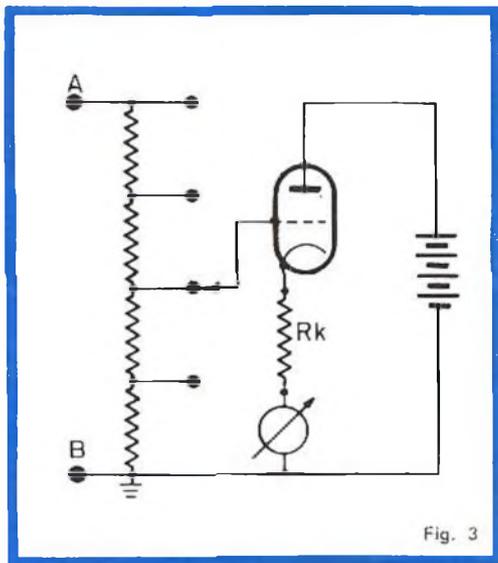
Tutto ciò invece non accade per il voltmetro elettronico, il quale presenta una impedenza d'ingresso molto elevata ($10 \div 100$ Mohm) e costante per tutte le portate.

La fig. 2 ci mostra il più semplice ed intuitivo tipo di voltmetro elettronico; esso è costituito da un partitore resistivo, il cui cursore è collegato alla griglia di



Il vantaggio consiste nel fatto che, se la resistenza di catodo è sufficientemente piccola (*), l'errore dovuto all'inserzione dello strumento è trascurabile, e, in ogni caso, prevedibile.

Allo stesso risultato si giunge attraverso l'analisi del circuito rappresentato in figura 3, dove lo strumento di misura — un microamperometro in questo caso — è posto in serie al circuito di catodo. La corrente che fluisce in esso dipende, attraverso una funzione lineare, dalla tensione



un triodo. Questo ultimo, usato nella configurazione « cathode follower », costituisce uno stadio separatore, presentando in griglia un'impedenza praticamente infinita, e sul circuito di catodo un'impedenza bassa; ai capi di R_k è applicato un normale voltmetro. Guardando il circuito d'ingresso dai morsetti AB, l'impedenza d'ingresso è uguale alla somma delle resistenze del partitore, che noi assumeremo di valore elevato; inoltre tale impedenza, come vedremo più avanti, è costante qualunque sia la posizione del cursore.

D'altra parte la tensione presente ai capi della resistenza di catodo R_k è proporzionale alla tensione di griglia, e quindi, misurandola, possiamo risalire alla tensione applicata alla griglia, e conoscendo il rapporto di partizione del partitore, alla tensione d'ingresso.

di griglia, ed è quindi possibile graduare la scala del microamperometro direttamente in volt. Per evitare però che circolino corrente nello strumento, anche quando la tensione d'ingresso è nulla, si ricorre allo schema di fig. 4 a.

In questo caso al partitore $R_1 - P - R_2$ alimentato dalla tensione di polarizzazione anodica è affidato il compito di pro-

(*) L'impedenza d'uscita di un « cathode follower » — o seguittore catodico — risulta essere uguale al parallelo della resistenza di catodo e della resistenza interna del tubo, divisa per il fattore $\mu + 1$, dove μ è il coefficiente di amplificazione del tubo usato. Pertanto, affinché si verifichi la condizione su accennata, la resistenza interna dello strumento deve risultare molto maggiore dell'impedenza di uscita del

$$\text{« cathode follower », cioè } R_i \gg \frac{R_k + R_a}{\mu + 1} \cdot \frac{1}{\mu + 1}$$

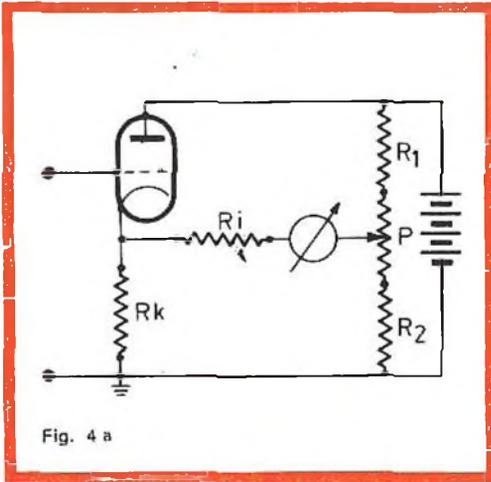


Fig. 4 a

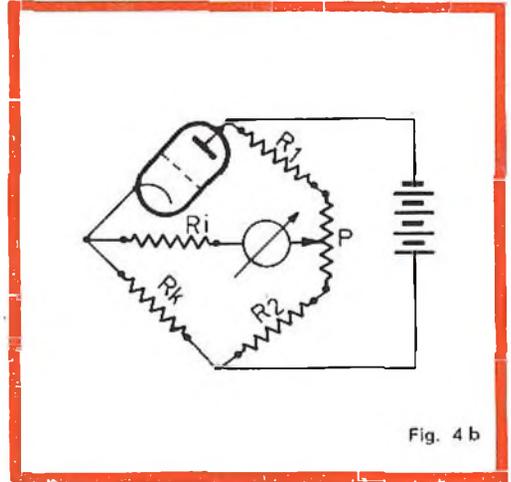


Fig. 4 b

durere una controtensione, tale da annullare la corrente di riposo nello strumento, mentre la resistenza di caduta R_1 determina il valore di fondo scala.

Lo stesso circuito può essere analizzato come un ponte a resistenze (fig. 4 b): il ponte, in condizione di riposo, viene azzerato agendo sul potenziometro P sino a che nello strumento, posto in una diagonale del ponte, non circola corrente. Quando la tensione incognita è applicata alla griglia del tubo, nella diagonale rivelatrice fluisce una corrente proporzionale allo sbilanciamento del ponte, e quindi proporzionale alla tensione applicata.

In realtà questo tipo di circuito non viene molto usato presentando inconvenienti nella stabilità dell'azzeramento: in-

fatti in un braccio del ponte è presente una resistenza — la resistenza apparente del tubo — che risente delle variazioni della tensione di alimentazione, spostando così il punto di zero, e obbligando l'operatore a frequenti azzeramenti.

Un notevole miglioramento si ottiene rendendo il circuito simmetrico, trasformandolo cioè da quello rappresentato in fig. 4 a in quello di fig. 5 a: in tal caso lo strumento rivelatore sente la differenza delle tensioni presenti ai capi delle resistenze di catodo di due « cathode follower », i quali sono notevolmente indipendenti dalle variazioni della tensione di alimentazione e dei parametri dei tubi, a causa della forte controtensione di corrente introdotta dalla degenerazione cato-

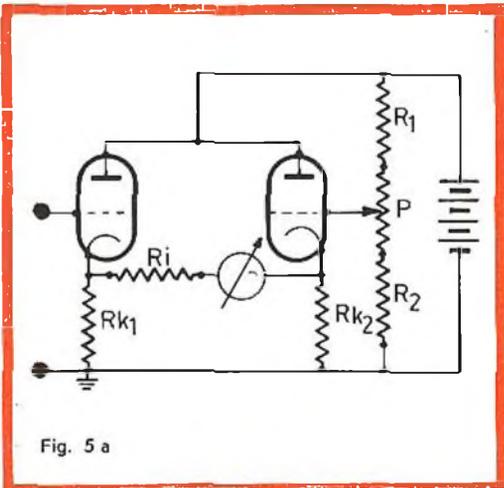


Fig. 5 a

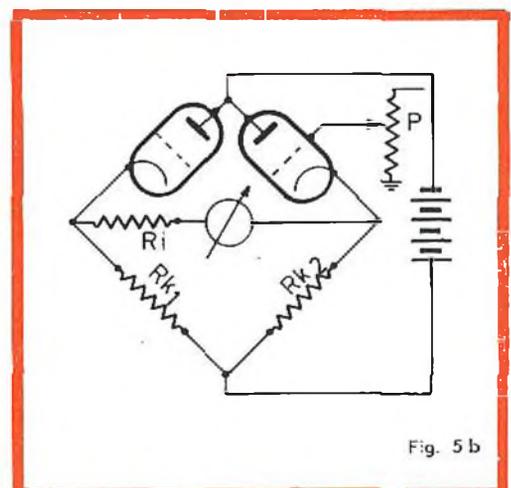


Fig. 5 b

dica. Lo stesso circuito è disegnato in fig. 5 b come ponte, e l'azzeramento è ancora affidato al potenziometro P.

Per il modello da noi costruito abbiamo scelto una soluzione leggermente differente da quelle sino ad ora considerate, adottando un amplificatore differenziale ad accoppiamento catodico, il quale possiede, alla pari del circuito precedentemente considerato, buone caratteristiche di stabilità (fig. 6). È questo un amplificatore che presenta due ingressi e due uscite: ad un ingresso è applicata la tensione incognita V_x , mentre all'altro ingresso è applicata una tensione V_R di riferimento, ottenuta per mezzo del partitore $R_1 - P - R_2$. Senza dilungarci nella trattazione dell'amplificatore differenziale, diciamo solamente che la differenza rilevata dallo strumento misuratore, è proporzionale alla differenza delle tensioni di ingresso: poichè però una di queste tensioni è stata assunta come tensione di riferimento, la suddetta differenza di tensioni è, in ultima analisi, proporzionale alla tensione incognita.

Variando la tensione di riferimento — e ciò si ottiene variando la posizione del cursore del potenziometro P — si riesce ad azzerare lo strumento quando è nulla la tensione d'ingresso V_x . Facciamo notare che, con i circuiti sin qui analizzati, lo strumento rivelatore può essere un microamperometro di media sensibilità — ad esempio $100 \div 200 \mu A$ — che risulta meccanicamente molto più robusto degli strumenti che sarebbero necessari per ottenere la stessa sensibilità, senza usare lo stadio separatore-amplificatore; in questo caso sarebbe infatti necessario ricorrere a sensibilissimi galvanometri, che risulterebbero estremamente delicati.

Precisiamo comunque che il compito del voltmetro elettronico non è quello di amplificare la tensione incognita per poi misurarla — compito esplicito dai millivoltmetri elettronici — ma bensì è quello di misurare una tensione senza portare modificazioni nel circuito in cui si effettua la misura, cioè, in altre parole, di possedere una impedenza d'ingresso notevolmente alta, teoricamente infinita.

È pur vero però che le sensibilità che si ottengono con questo strumento sono

più elevate di quelle ottenute con i normali voltmetri, raggiungendo normalmente $0,5 \div 1,5 V$ fondo scala.

Sofferamoci ora brevemente a considerare la precisione dei voltmetri elettronici: il valore limite dell'errore fissato dalle norme è il 3 % per la misura di tensioni continue ed il 5 % per la misura di tensioni alternate. A prima vista l'entità di questo errore può apparire eccessiva, specie se confrontata con l'errore ammesso per alcuni voltmetri non elettronici, errore che può essere contenuto entro limiti abbastanza bassi, anche inferiori all'uno per cento; occorre però pensare che l'inserzione di un voltmetro non elettronico, per quanto preciso esso sia, in un circuito ad alta impedenza, è causa di un errore ben maggiore dei valori ammessi per i voltmetri elettronici.

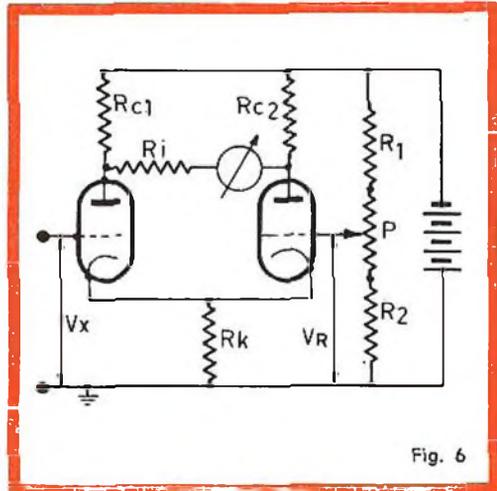


Fig. 6

Il selettore di portata

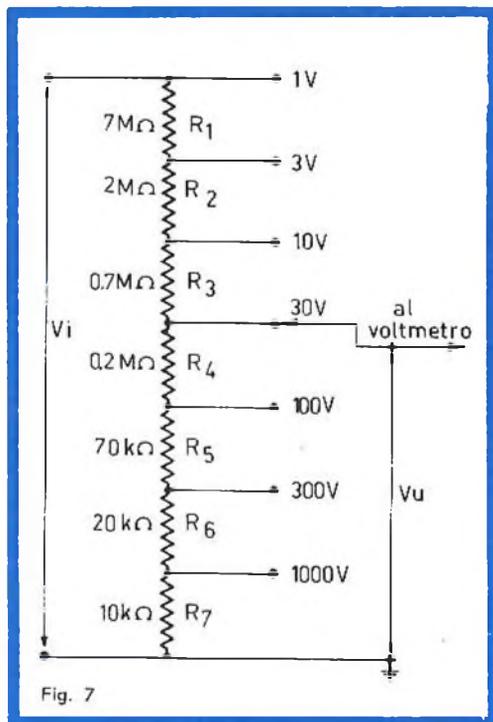
Affinchè sussista una corrispondenza lineare tra la corrente che circola nello strumento misuratore e la tensione applicata all'ingresso del voltmetro elettronico, la escursione della tensione di griglia non può essere troppo ampia, poichè altrimenti si uscirebbe dalla zona delle caratteristiche lineari dei tubi usati.

Per questo la tensione applicata alla griglia deve essere piccola, e, volendo misurare tensioni più elevate, è necessario ridurre le stesse al valore consentito. È

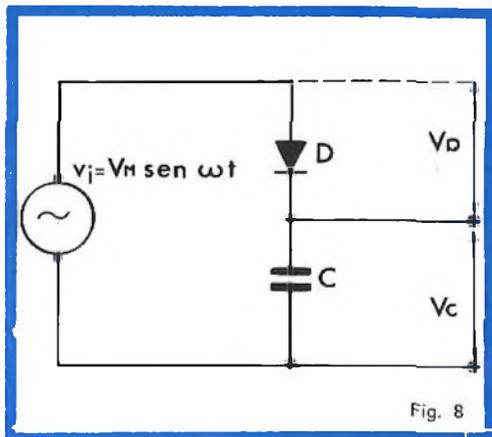
questa la funzione esplicata dal selettore di portata, il quale è costituito da un partitore resistivo inserito mediante commutatore (fig. 7).

Supponiamo ad esempio di voler realizzare un voltmetro elettronico che abbia, come portate di fondo scala, i seguenti valori di tensione: 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 V, e sia il valore massimo ammesso per la tensione di griglia pari ad 1 V.

In tal caso la tensione all'ingresso del partitore stesso varia tra 1 V e 1000 V fondo scala: il partitore di fig. 7 è formato dalla serie di sette resistenze la cui som-



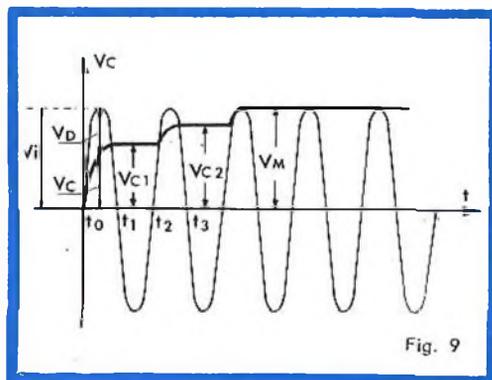
ma è pari a 10 Mohm, ed il valore di ciascuna resistenza è scelto in modo tale che il rapporto di partizione sia uguale all'inverso del valore di fondo scala corrispondente. Ad esempio, per la portata 1000 V fondo scala, se la tensione d'ingresso è 1000 V e la tensione d'uscita è 1 V, il rapporto di partizione deve essere 1/1000; ed infatti la resistenza d'uscita di 10 Kohm sta con la resistenza totale di 10 Mohm, nel rapporto 10^{-3} ; per la portata 300 V, invece, la resistenza d'uscita



è la somma delle resistenze R_6 e R_7 pari a 30 kohm e quindi il rapporto del partitore vale 1/300. L'impedenza di ingresso si mantiene comunque costante e pari a 10 Mohm al variare della posizione del cursore selettore di portata.

Il voltmetro elettronico come misuratore di tensioni alternate

Sino ad ora abbiamo visto come è possibile misurare con il voltmetro elettronico le tensioni continue; ed in realtà tale strumento misura sempre e solo tensioni continue. Per poterlo utilizzare come misuratore di tensioni alternate o di tensioni impulsive, è quindi necessario trasformare le stesse in tensioni continue ad esse proporzionali, o, più precisamente, proporzionali al valore picco-picco.



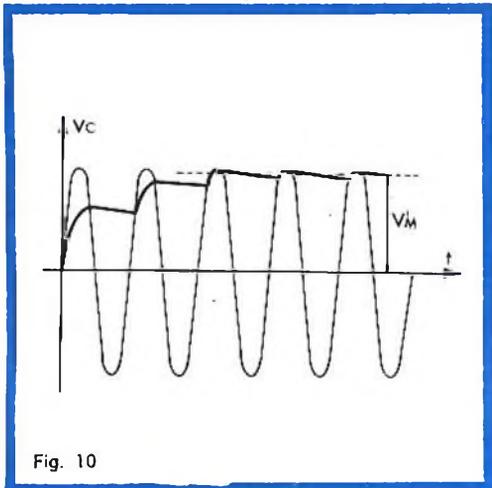


Fig. 10

Consideriamo per semplicità un circuito costituito da un diodo in serie ad un condensatore: esso è rappresentato in fig. 8. Supponendo di inviare all'ingresso una tensione sinusoidale $v_i = V_m \sin \omega t$, durante la semionda positiva il diodo conduce e carica il condensatore. Abbiamo rappresentato in figura 9 l'andamento della tensione all'ingresso e quella ai capi del condensatore: la tensione V_c , presa ai capi del condensatore, sommata alla tensione V_D , presa ai capi del diodo, fornisce la tensione d'ingresso V_i .

Dall'istante t_0 all'istante t_1 il condensatore C si carica, sino a che la tensione V_c uguaglia la V_i ; la tensione ai capi del diodo allora si annulla e poi cambia segno, e poichè il diodo conduce solo quando l'anodo è positivo rispetto al catodo, esso cessa di condurre, mentre il condensatore, che non può scaricarsi, mantiene costante la tensione ai suoi capi.

Quando, nel periodo successivo, la tensione V_i supera nuovamente la tensione V_c , il diodo ricomincia a condurre, caricando il condensatore al nuovo valore V_{c2} .

Il processo di successive cariche si ripete sino a quando il condensatore ha raggiunto il valore V_m , uguale al valore massimo di picco, o di cresta, della tensione d'ingresso. In tali condizioni, poichè la differenza di potenziale tra anodo e catodo del diodo è nulla, esso non conduce più. In conclusione abbiamo quindi ai capi del condensatore una tensione continua di valore pari al valore di cresta della tensione alternata inviata all'ingresso del circuito; usando il voltmetro elettronico precedentemente descritto, possiamo misurare detta tensione, e risalire al valore efficace della tensione primitiva, dividendo il valore letto per il fattore $\sqrt{2}$. Per quanto però sia alta l'impedenza d'ingresso del voltmetro elettronico, il fatto che essa viene ad essere posta in parallelo al condensatore, ne determina la scarica durante i periodi di non conduzione del diodo, fig. 10, con una legge esponenziale che dipende dalla costante di tempo $R_i C$, dove R_i è la resistenza d'ingresso del voltmetro. Ne consegue che il valore medio della tensione misurata V' è leggermente inferiore al valore di cresta; scegliendo però opportunamente il valore della costante di tempo $R_i C$ si riesce a contenere l'errore entro limiti accettabili.

Più spesso però, invece di misurare il valore di cresta di una tensione, conviene misurarne il valore picco-picco, specialmente se si ha a che fare con forme d'onda impulsive. In tal caso il circuito usato è

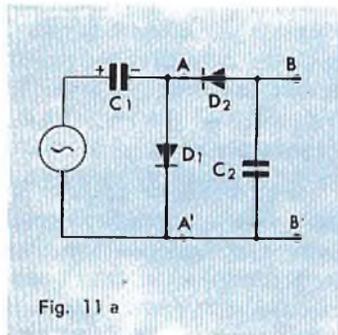


Fig. 11 a

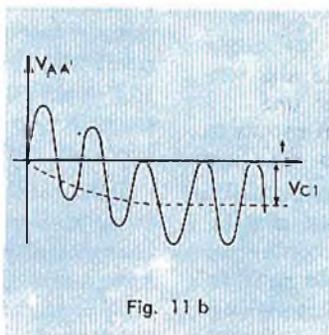


Fig. 11 b

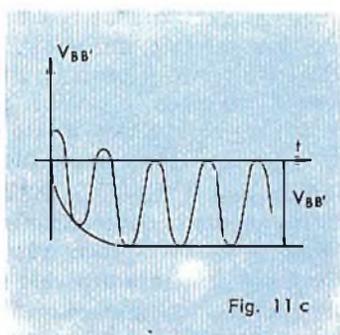


Fig. 11 c

un duplicatore di tensione, come quello di fig. 11 a.

Esso è costituito da due diodi e da due condensatori, ed è alimentato da un generatore di tensione sinusoidale. Durante la semionda positiva, il diodo D_1 carica il condensatore C_1 al valore di picco della tensione di alimentazione, con le polarità indicate in figura; e quindi la tensione vista dal diodo D_2 dai morsetti AA' una volta esaurito il processo di carica del condensatore C_1 , è data dalla somma della tensione alternata e dalla tensione continua negativa del condensatore C_1 (fig. 11 b). Il diodo D_2 carica allora il condensatore C_2 al valore di cresta della tensione che gli è presentata, e cioè al

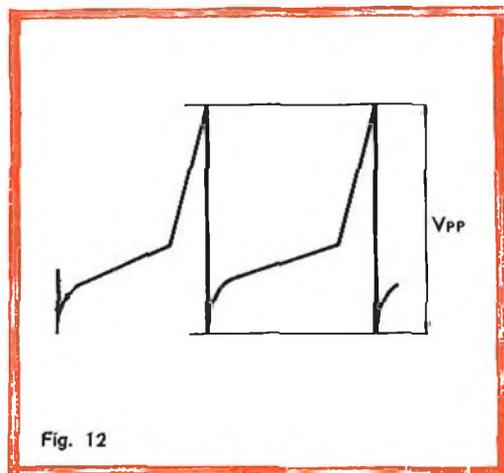


Fig. 12

valore picco-picco della tensione da misurare (fig. 11 c).

Ai morsetti d'uscita BB' è quindi presente una tensione continua, che viene applicata al partitore del voltmetro elettronico, e, come tale, misurata; la deviazione dello strumento è proporzionale alla tensione picco-picco, e poichè, per una forma d'onda sinusoidale, esiste un rapporto costante tra valore picco-picco e valore efficace, pari a $2\sqrt{2} = 2,82$, è possibile tarare la scala dello strumento direttamente in valore efficace; resta comunque inteso che tale taratura vale solo per forma d'onda sinusoidali. La misura del valore picco-picco è estremamente utile

quando la forma d'onda della tensione non sia sinusoidale, ma, ad esempio, impulsiva, come nel caso delle forme d'onda presenti nei circuiti dei televisori, in cui non interessa il valore efficace (fig. 12).

I diodi normalmente usati sono i diodi termoionici, i quali posseggono una resistenza inversa praticamente infinita ed ai quali è possibile applicare tensioni sufficientemente elevate, al contrario dei diodi a cristallo, che hanno una resistenza inversa troppo bassa e tensione massima applicabile limitata.

La misura delle tensioni a radiofrequenza

Il campo di frequenze in cui può operare il rivelatore picco-picco descritto in

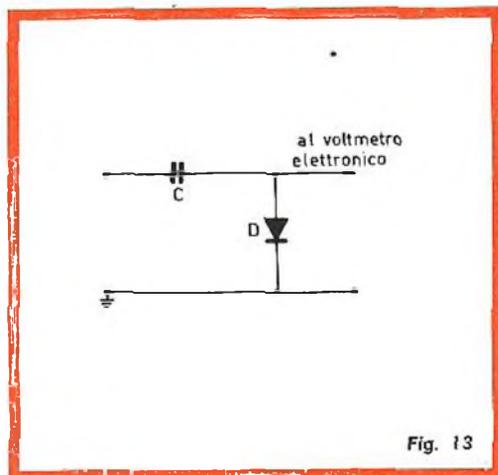


Fig. 13

precedenza, e che è contenuto generalmente nell'interno del voltmetro elettronico, si estende da alcune decine di herz sino a qualche megahertz; oltre a tale frequenza deve essere considerato l'effetto delle capacità parassite, dovute in gran parte alla capacità del cavo di collegamento — generalmente schermato — tra il puntale e lo strumento, ed alle capacità di ingresso dello strumento stesso.

Per evitare ciò si cerca di portare il circuito rivelatore il più possibile vicino al punto di misura, racchiudendolo in una sonda di forma particolare; in questo caso, poichè la tensione che esce dalla sonda rivelatrice è una tensione continua, non

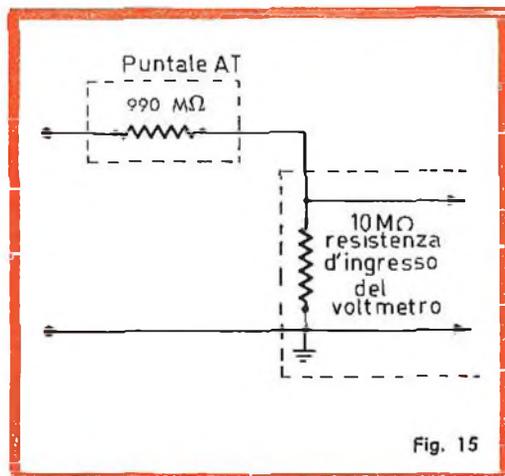
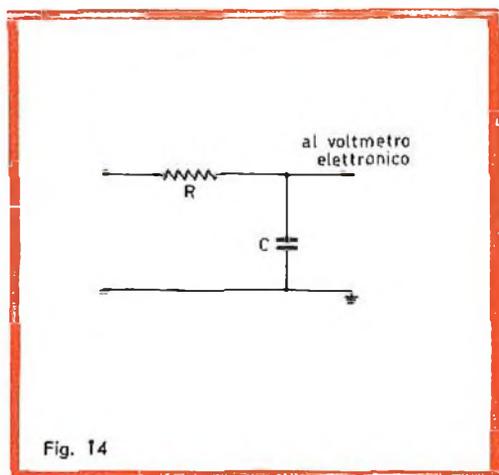
ha più alcun effetto la presenza delle capacità parassite, comunque sia lungo il cavo di collegamento. Il circuito generalmente usato è un rivelatore a cresta, in cui cioè la tensione di uscita è proporzionale al valore massimo della tensione da misurare, ed il diodo impiegato può essere del tipo a vuoto od anche del tipo a cristallo (fig. 13).

Con questi tipi di sonde a radiofrequenza si riescono a misurare tensioni la cui frequenza raggiunge alcune centinaia di megahertz; oltre a tali frequenze, interviene il tempo di transito degli elettroni, cioè il tempo impiegato dagli elettroni per percorrere lo spazio anodo-cattodo del diodo, che è causa di errore, tanto maggiore quanto più alta è la frequen-

za di un tubo oscillatore, dove, sovrapposta alla tensione continua di cui vogliamo conoscere il valore, vi è la componente alternativa dell'oscillazione. Il problema si risolve semplicemente filtrando la tensione in modo da eliminare la componente variabile e lasciare la componente continua. Il circuito generalmente usato è un partitore passabasso (fig. 14), costituito da una resistenza di caduta e da un condensatore di fuga, la cui frequenza critica è

$$f_c = \frac{1}{2 \pi RC}$$

La resistenza R, solitamente del valore di 1 Mohm, è contenuta in un puntale, che prende il nome di « probe per c.c. », ed



za di lavoro, per diminuire il quale è necessario ricorrere a diodi di particolare costruzione, aventi lo spazio interelettrodico notevolmente ridotto. La tensione massima applicabile dipende dal tipo di diodo usato, ed è dell'ordine del centinaio di volt per i diodi a vuoto, e dell'ordine delle decine di volt per i diodi a cristallo.

Misura delle tensioni continue in presenza di tensioni variabili

Accade spesso di dover misurare tensioni continue, cui sono sovrapposte delle componenti alternative, come ad esempio avviene quando si vuole misurare la tensione di polarizzazione della griglia di

il condensatore C è spesso costituito dalle capacità distribuite del cavo schermato di collegamento.

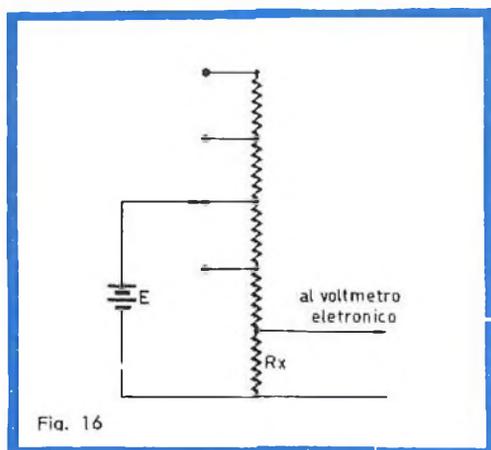
Misura di tensioni elevate

Per poter misurare tensioni dell'ordine di alcuni kilovolt, come ad esempio le tensioni di polarizzazione dei cinescopi, è necessario ricorrere all'uso di un partitore esterno, che attenui la tensione da misurare sino a portarla ad un valore contenuto nella portata del voltmetro. Un esempio di sonda per alte tensioni è riportata in fig. 15 e si riferisce ad un voltmetro elettronico avente resistenza d'ingresso pari a 10 Mohm, resistenza che

viene chiamata a far parte del partitore stesso: la resistenza totale d'ingresso del partitore risulta essere, per l'esempio riportato, pari a 1000 Mohm, determinando un rapporto di partizione uguale a

$$\frac{1000}{10} = 100.$$

Supponendo quindi di usare un voltmetro elettronico avente una resistenza d'ingresso di 10 Mohm, nella portata di 300 V fondo scala, possiamo misurare, con il partitore descritto, tensioni fino a 30 kV. La resistenza di caduta è in genere contenuta in una sonda, opportunamente isolata, date le elevate tensioni in gioco.



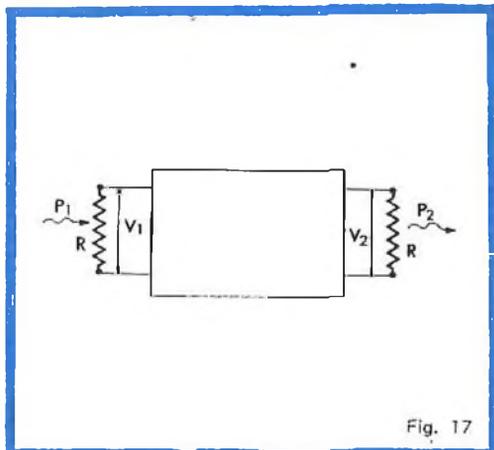
Misura di resistenze

Il voltmetro elettronico può essere trasformato in un sensibile ohmetro sfruttando una tensione di polarizzazione esterna, fornita ad esempio da una piccola pila. Quest'ultima alimenta un circuito resistivo formato dalla serie di un partitore tarato e dalla resistenza incognita; ai capi di questa si manifesta una caduta di tensione che è proporzionale alla resistenza stessa, e quindi possiamo tarare la scala del voltmetro direttamente in valori di ohm. Variando la posizione del cursore del partitore varia il valore della portata di fondo scala; la taratura avviene facendo coincidere lo zero della scala dei volt con lo zero della scala degli ohm, corto-

circuitando i morsetti del voltmetro e azzerandolo; lasciando i morsetti aperti, e quindi resistenza infinita, il valore di fondo scala dello strumento dovrà invece coincidere con il valore della scala degli ohm. La scala delle resistenze non è lineare, ma iperbolica, risultando rarefatta per valori bassi e più concentrata per valori elevati.

Misura di guadagni e di attenuazioni

Quando si tratta di effettuare misure su quadripoli, come ad esempio filtri, amplificatori, linee etc., è molto comodo esprimere l'attenuazione o l'amplificazione da essi introdotti, in termini di unità logaritmiche, quali il « decibel » ed il « ne-



per ». Come è noto tali unità esprimono in forma logaritmica il rapporto tra due grandezze omogenee, in genere potenze o tensioni presenti all'ingresso ed all'uscita del quadripolo.

Ricordiamo che se P_1 è la potenza che entra in un quadripolo e P_2 è la potenza che ne esce (fig. 17) la funzione di trasferimento espressa in dB assume l'espressione:

$$G = 10 \lg_{10} \frac{P_2}{P_1}$$

mentre se è espressa in « neper » risulta:

$$G = \frac{1}{2} \lg_e \frac{P_2}{P_1}$$

dove G sarà un guadagno se $P_2 > P_1$, ed una attenuazione se $P_2 < P_1$.

Esprimendo P_1 e P_2 in funzione delle tensioni V_1 e V_2 , e supponendo uguali le resistenze R d'ingresso e d'uscita, le precedenti espressioni si trasformano nelle seguenti:

$$G = 10 \lg_{10} \frac{V_2^2/R}{V_1^2/R} = 20 \lg_{10} \frac{V_2}{V_1}$$

$$G = \frac{1}{2} \lg_e \frac{V_2^2/R}{V_1^2/R} = \lg_e \frac{V_2}{V_1}$$

I voltmetri elettronici possiedono spesso una scala tarata in unità logaritmiche, generalmente in « decibel », con la quale è possibile determinare con molta facilità i guadagni e le attenuazioni introdotti da quadripoli.

Poichè però il « decibel » è una unità di rapporto, e quindi relativa, è necessario scegliere un valore di riferimento, e, secondo la convenzione inglese, è stato fissato il « livello zero », corrispondente ad una potenza di un milliwatt, dissipata su di un carico di 600 ohm. A tale potenza corrisponde un livello di riferimento di tensione pari a $V = \sqrt{PR} = \sqrt{600 \cdot 10^{-3}} = 0,775$ V; pertanto la scala del voltmetro sarà tarata in modo tale che alla tensione 0,775 V corrisponda il valore 0 dB, mentre alla generica tensione V corrisponde il valore espresso in dB dato dall'espres-

$$\text{sione } 20 \lg_{10} \frac{V}{0,775}$$

Poichè l'uso di questa scala può non essere familiare ad alcuni lettori, ci riserviamo di soffermarci più a lungo su tale argomento più avanti, a proposito degli esempi d'impiego del voltmetro elettronico.

I voltmetri differenziali

Come abbiamo più volte affermato, grande merito del voltmetro elettronico è quello di possedere un'impedenza d'ingresso molto elevate, dell'ordine dei me-

gaohm; più alta è l'impedenza d'ingresso più ci si avvicina al voltmetro ideale, il quale è caratterizzato da impedenza di ingresso infinita. Il voltmetro ideale però non è un'utopia, in quanto esso è realizzabile in pratica con un particolare circuito che prende il nome di voltmetro differenziale.

Per comprenderne il funzionamento, del resto molto semplice, richiamiamo l'attenzione del lettore sul ben noto circuito potenziometrico usato per misurare la forza elettromotrice di una pila, rappresentato in fig. 18.

Ad una sorgente di tensione campione, ad esempio una pila campione, è collegato un potenziometro di elevata precisione, mentre un voltmetro a zero centrale mi-

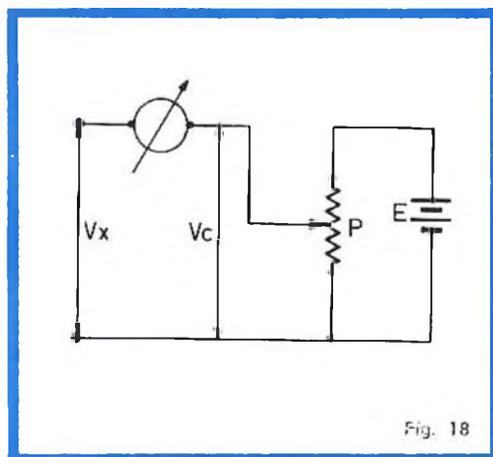


Fig. 18

sura la differenza di tensione tra la tensione campione V_c fornita dal potenziometro e la tensione da misurare V_x .

Spostando il cursore del potenziometro sino a che lo strumento dà indicazione nulla, il circuito si trova in una condizione di equilibrio per cui V_c è uguale ed opposta a V_x , annullando la corrente di assorbimento. La lettura della tensione avviene sulla scala tarata del potenziometro P , costituito in genere da un certo numero di decadi di resistenze di precisione. In tal caso la resistenza di ingresso risulta infinita.

I voltmetri differenziali elettronici consentono di effettuare misure di tensioni continue con notevole precisione, con un

errore anche inferiore a 0,5 %, e di tensioni alternate, riducendole in tensioni continue, con una precisione un po' minore. Oltre che come voltmetri differenziali essi possono essere usati come normali voltmetri elettronici.

Chiudiamo così la parte teorico-introduttiva del voltmetro elettronico, augu-

randoci, se non di aver chiarito tutto in modo completo, di aver almeno fatto nascere nel lettore quella curiosità, che lo porti ad interessarsi di questo utile strumento.

Prossimamente affronteremo il problema della costruzione di un voltmetro elettronico.

Ing. P. RICCI

ROMA



V.LE CARNARO
18/A/C/D/E
TELEF. 894894

Il funzionamento del polmone umano verrà, da oggi, studiato in laboratorio. E' stata recentemente annunciata, in America, la creazione di un « modello matematico » che metterà un elaboratore elettronico in condizione di simulare il lavoro di un polmone. Come è noto, spesso i ricercatori scientifici costruiscono un modello che « imiti » la situazione reale: il ricercatore traduce in termini matematici l'esperimento, servendosi spesso di un calcolatore elettronico che provvede alla elaborazione delle complesse formule.

Un esperimento di questo tipo, compiuto da un gruppo di scienziati della Columbia University, ha permesso di approfondire la conoscenza delle malattie polmonari, consentendo, sulla base dei dati ottenuti su un gran numero di pazienti, la creazione di un grafico dinamico dello scambio gassoso fra corrente sanguigna e polmoni.

La creazione del « modello » è avvenuta sulla base di una considerazione innovatrice: sul concetto, cioè, di tre sacche d'aria, o compartimenti, ognuno dei quali ha un differente coefficiente fra circolazione ematica e respirazione. Fino ad oggi gli studi sulla patologia polmonare partivano dal presupposto di un polmone ad uno o due compartimenti.

Ora, il « modello a tre compartimenti » permette lo studio contemporaneo di tutti e tre i gas presenti nel sangue, vale a dire ossigeno, azoto e anidride carbonica.

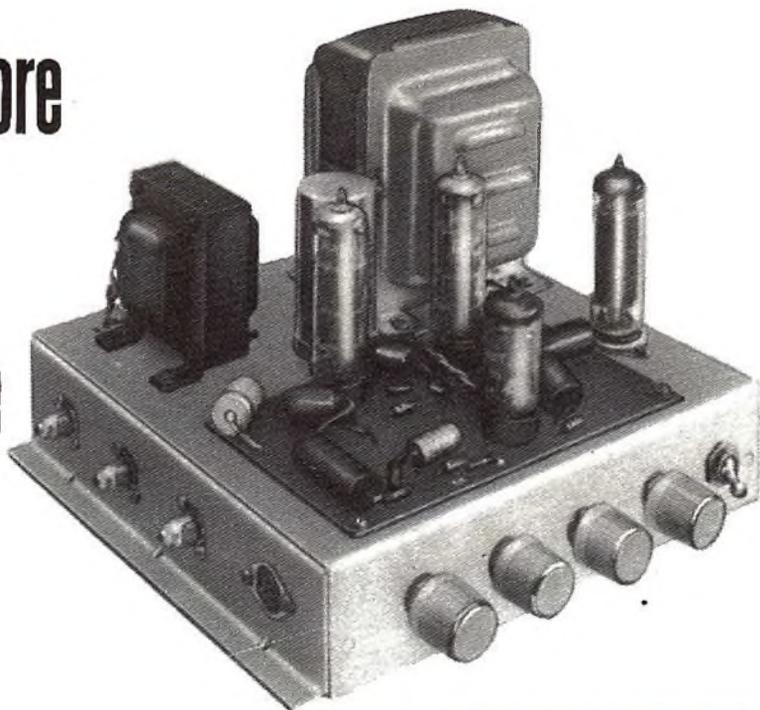
Con questo sistema, ciascun caso potrà essere studiato, facendo riferimento al modello, in un tempo brevissimo, inserendo i dati particolari del paziente nel sistema del modello.

Partendo dal principio dei tre compartimenti, infatti, il gruppo di ricerca ha sviluppato trentun equazioni matematiche che descrivono le funzioni del polmone.

Il problema è però così complesso che solo fornendo tutti i dati all'elaboratore è possibile ottenere una risposta immediata e di assoluta precisione.

Per esempio, una terapia usata con i sofferenti di disturbi polmonari consiste nel far loro respirare miscele di gas più ricche di ossigeno rispetto alla composizione dell'aria: con il modello, i medici saranno in grado di predire con precisione la reazione del paziente al trattamento e gli effetti sull'ossigenazione del sangue arterioso.

Amplificatore BF monoaurale da 10 w



a cura di Lacchini T.

AMPLIFICATORE MONOAURALE DA 10W POTENZA D'USCITA MASSIMA

Come promesso in precedenza, nell'intento di portare passo passo i nostri appassionati lettori a costruire amplificatori più efficienti, senza con questo far loro spendere cifre considerevoli, illustriamo ora un circuito che utilizza quasi totalmente i componenti già approvvigionati per la realizzazione precedentemente illustrata, ma che offre, per le caratteristiche che via via citeremo, un esempio di amplificatore di BF quanto mai economico e nello stesso tempo rispondente alle esigenze del costruttore raffinato.

Questo circuito è stato infatti progettato e realizzato con la massima cura, la sua sensibilità è più che doppia rispetto a quella del circuito descritto precedentemente, è adatto ai rivelatori piezoelettrici ed è tale da riprodurre fedelmente e con la massima potenza di uscita, anche incisioni, di musica classica, il cui livello di registrazione è solitamente tenuto molto basso.

Dati caratteristici dell'amplificatore:
Valvole: 1 X EF86 — 2 X ECL86 —
1 X EZ81.

Potenza d'uscita: 9 W

Assorbimento anodica: in riposo 70 mA

Assorbimento anodica: massimo 90 mA

Distorsione: 0,2 %

Sensibilità in ingresso (per 9 W d'uscita)
250 μ V

Risposta in frequenza: 20 Hz \div 20 kHz

Spostamento di fase minore di 20 gradi
fra: 10 Hz \div 20 E Hz

Ronzio e fruscio: 75 dB

Controreazione: 20 dB

Descrizione del circuito

Lo schema elettrico è illustrato in figura n. 1, ed in linea di massima rispecchia i comuni circuiti d'amplificazione di bassa frequenza in controfase. Particolare cura è stata posta alla caratteristica di fase dell'amplificatore ed ai suoi effetti sull'impiego della controreazione; ne è derivato un attento studio sull'amplificazione di ogni singolo stadio tendente ad eliminare difficili circuiti controreattivi e conservare

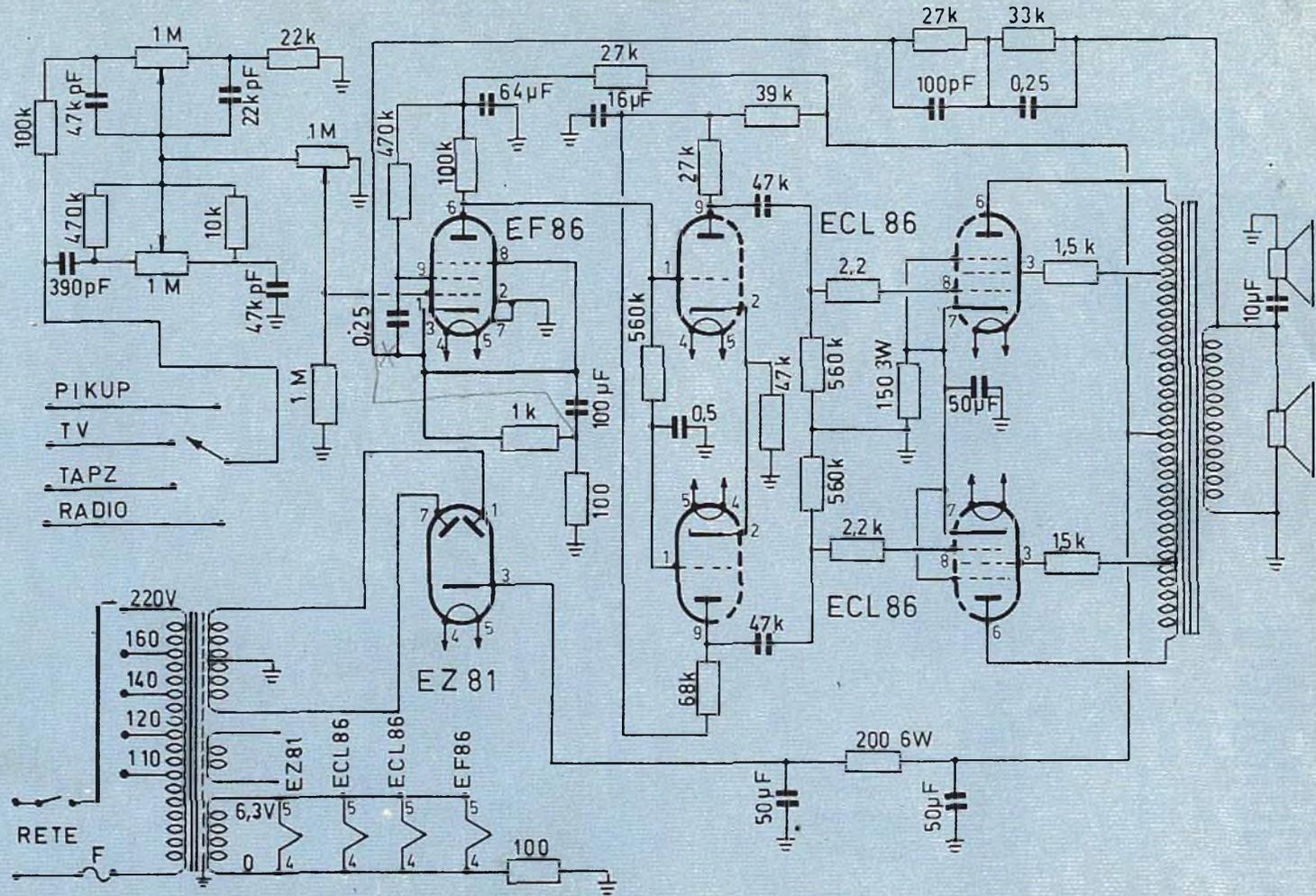


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore da 10 W.

all'amplificatore stesso una sufficiente stabilità.

In figura n. 2 si illustrano le curve caratteristiche di ciascun stadio.

Stadi d'ingresso

Lo stadio di ingresso è costituito da un pentodo EF 86, particolarmente studiato quale amplificatore di bassa frequenza ad alto livello di amplificazione (pari a 120 volte il segnale di ingresso) ed a bassissimo livello di fruscio. Detta valvola è pure munita di uno schermo elettrostatico interno che riduce notevolmente la possibilità di induzioni esterne.

Lo stadio d'ingresso è stato collegato direttamente agli invertitori di fase eliminando così una capacità che è spesso all'origine di inconvenienti elettrici e che costituisce anche una limitazione alla risposta dell'amplificatore.

Invertitore di fase

Per lo stadio invertitore di fase vengono impiegate le sezioni triodiche delle ECL86 e si evitano così noiosi accoppiamenti interelettronici dovuti all'utilizzazione di un doppio triodo.

La polarizzazione delle griglie viene effettuata tramite lo stesso collegamento diretto dell'accoppiamento con la valvola preamplificatrice e stabilizzato con la capacità da 0,5/μF posto sulla griglia controllo del 2° invertitore di fase.

In condizioni normali, ed in assenza di segnale in ingresso, la differenza di potenziale ai capi della resistenza da 0,56 MΩ che unisce le due griglie controllo deve essere zero o pressoché nulla. Qualora si dovesse notare una considerevole differenza di potenziale, si sostituisca il condensatore da 0,25 posto in griglia della 2° invertitrice di fase.

Particolare cura va posta affinché la tensione anodica dei due triodi invertitori di fase risulti assolutamente uguale.

Stadio finale

Lo stadio finale impiega le sezioni pentodiche delle valvole ECL86 che essendo pilotate dai rispettivi triodi, si ha che i collegamenti sono ridotti a lunghezze minime.

Le suddette sezioni pentodiche finali

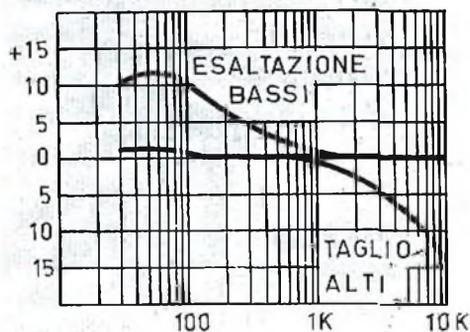


Fig. 2 - Curve caratteristiche della regolazione di tono.

lavorano in classe AB. Le condizioni di funzionamento di ogni singola sezione pentodica consigliabile è la seguente:

$V_A - K = 300$ V differenza di potenziale fra anodo e catodo

$V_{g2} - K = 300$ V differenza di poten-

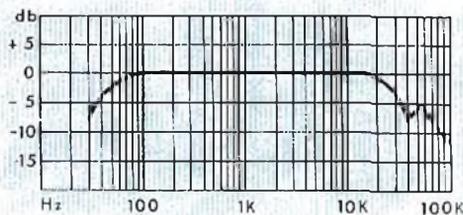


Fig. 3 - Curva di risposta in frequenza.

ziale fra griglia schermo e catodo.

Questa griglia va collegata con la presa posta al 20 % del primario del trasformatore d'uscita tramite una resistenza da 1,5 kohm.

Per il trasformatore d'uscita è bene orientarsi verso l'acquisto di un buon trasformatore commerciale.

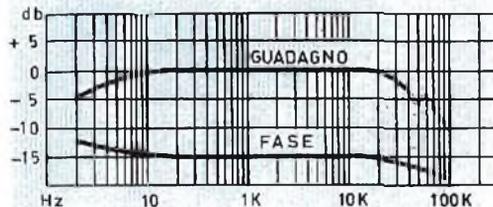


Fig. 4 - Curve di guadagno e di spostamento di fase.

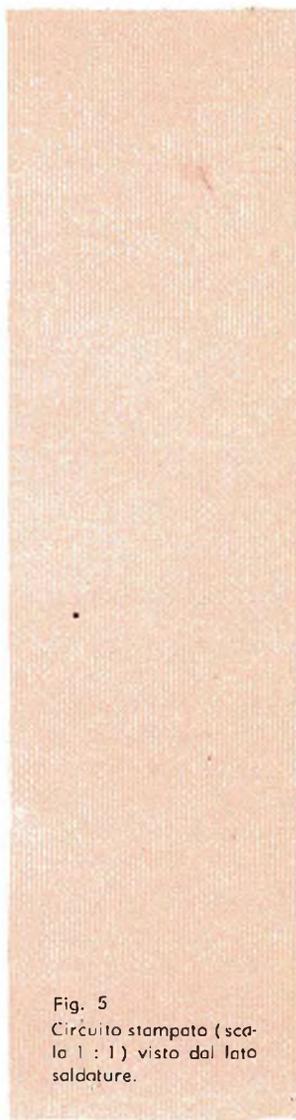


Fig. 5
Circuito stampato (scala 1 : 1) visto dal lato saldature.

Si può verificare che i condensatori da 47 k di accoppiamento, fra le sezioni triodiche degli invertitori di fase e le griglie dei pentodi, siano in dispersione, in queste condizioni, le griglie dei pentodi finali assumono una polarità positiva con conseguente arrossamento delle placche e possibile distruzione delle valvole.

In tal caso bisogna sostituire le capacità.

L'uscita del carico secondario è stata suddivisa in due rami con un condensa-

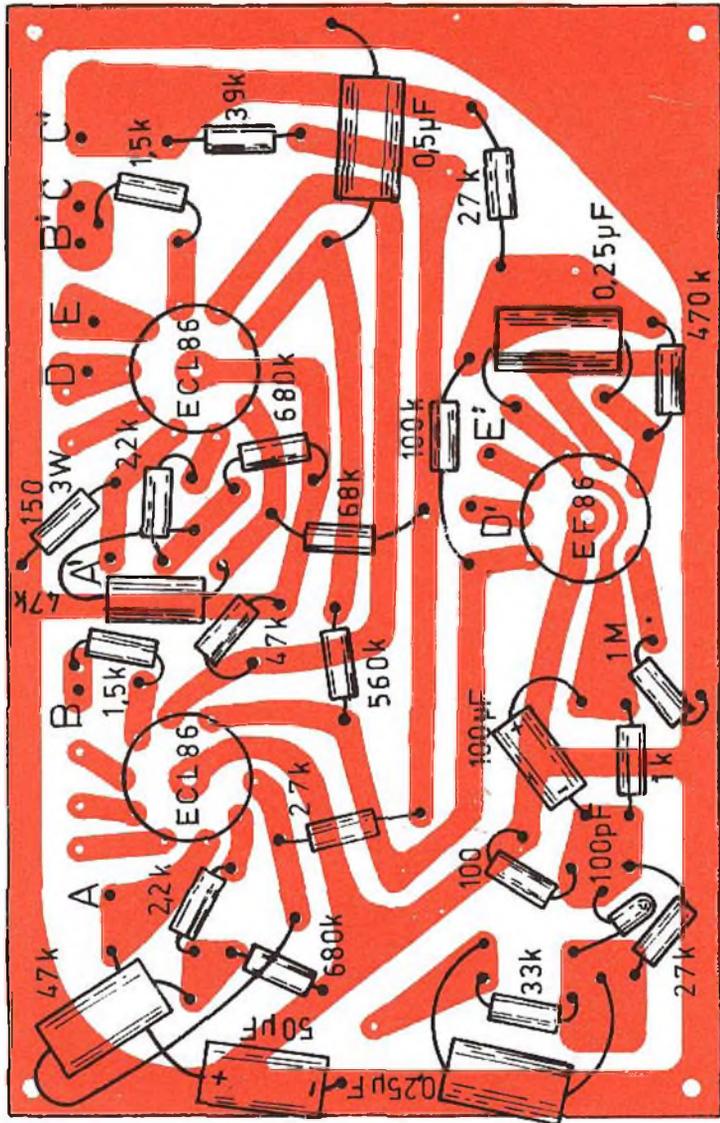
tore di filtro. Dalla prima spina si ricavano i segnali per il woofer, dalla seconda quelli per il tweeter, separando così i due campi di frequenza alta e bassa.

Controreazione

La controreazione di questo amplificatore è dell'ordine di 20 dB ed è inserita tra il secondario del trasformatore d'uscita ed il circuito dello stadio d'ingresso (valvola EF86).

Al momento del collaudo, particolare

Fig. 6
Circuito stampato visto dal lato componenti.



cura va posta affinché lo stadio finale non autoscilli. Ciò potrebbe derivare da varie cause e, date le potenze in gioco non si tarderebbe molto a portare all'autodistruzione sia delle valvole finali, che del trasformatore d'uscita.

Per accertarsi di tale inconveniente si deve in primo luogo cortocircuitare a massa l'ingresso dell'amplificatore affinché nessun segnale possa entrare e trarre in inganno, collegare un voltmetro in alternata (15 Vca fondo scala) in parallelo

al carico del secondario del trasformatore d'uscita.

Se nessun inconveniente è intervenuto a modificare le caratteristiche del circuito, lo strumento dovrebbe segnare zero V. In caso contrario si noteranno dei picchi di tensione aventi una frequenza uguale a quella delle auto-oscillazioni.

In questo caso sarà opportuno ridurre e meglio distanziare, i collegamenti del primario del trasformatore d'uscita. Quindi se l'autoscillazione persiste, aumentare

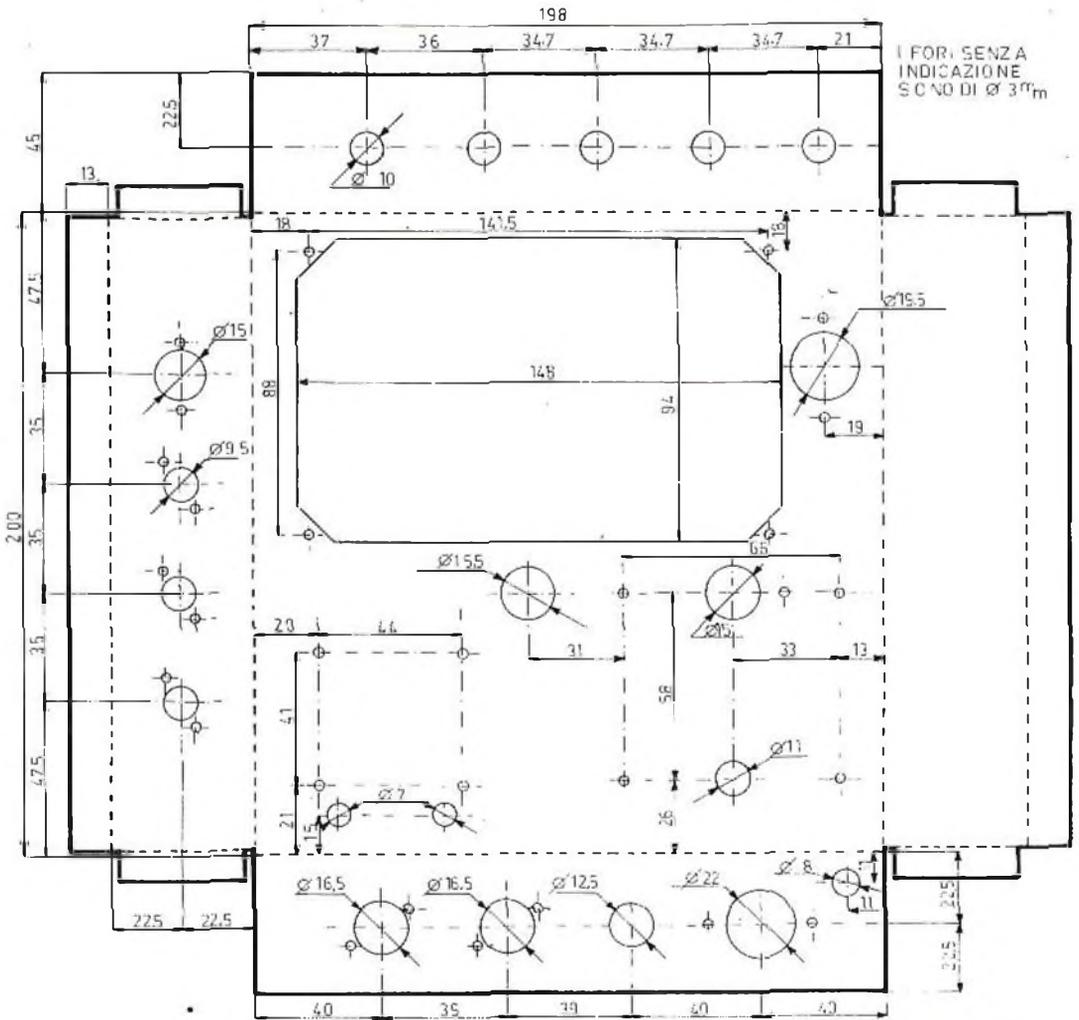


Fig. 7 - Schizzo quotato della piastra di alluminio per la costruzione del telaio.

il valore della capacità di controreazione fino ad un valore massimo di 150 pF.

Accertarsi anche che l'inconveniente, non sia dovuto all'errato collegamento della controreazione, in tal caso invertire i collegamenti di controreazione sul secondario del trasformatore d'uscita.

Controllo di tono e di volume ed ingresso

Il controllo dei toni illustrato in figura n. 1 prevede quattro comandi:

a) il controllo dei toni bassi prevede una regolazione da + 10 a - 12 dB a 30 Hz.

b) controllo dei toni alti prevede una

regolazione compresa tra i + 10 e - 13 dB a 15 kHz.

c) controllo del volume.

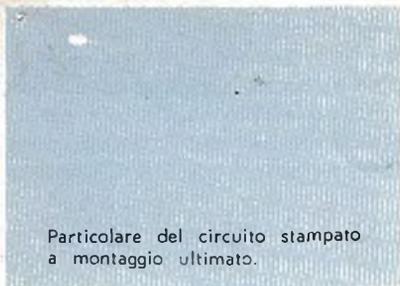
d) commutazione d'ingresso che permette di selezionare 4 diversi ingressi quali:

Pikus — Registratore — TV — Radio.

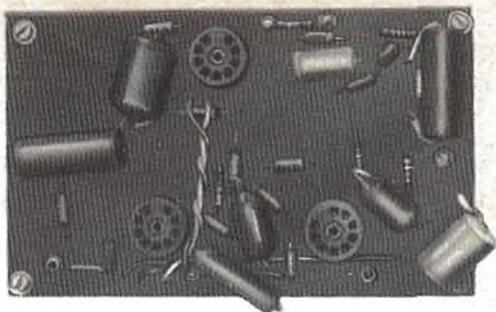
La fig. 2 mostra il diagramma di risposta del controllo dei toni.

Alimentazione

Nella scelta dei componenti del circuito di alimentazione, si è tenuto presente che la differenza di potenziale massima richiesta dalla valvola è di 300 V, e che



Particolare del circuito stampato a montaggio ultimato.



l'assorbimento, a riposo, è di 70 mA mentre al massimo pilotaggio è di 90 mA. Pertanto il trasformatore H/187 e la valvola EZ81 consigliati per la prima realizzazione sono sufficienti ad alimentare anche questo circuito monocanale.

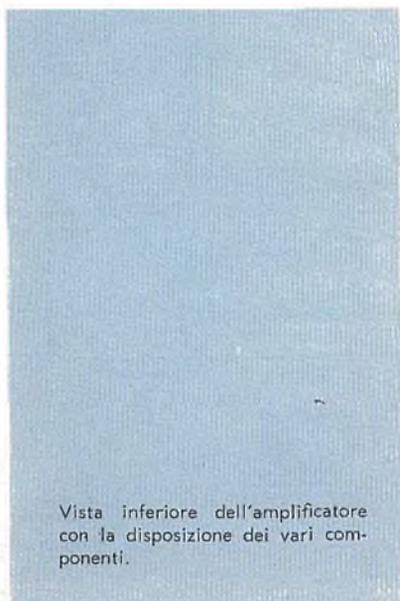
Per quanto concerne l'alimentazione dei filamenti, sarebbe consigliabile bilanciare questo con una presa centrale a massa, ma dalla realizzazione da noi effettuata si è constatato che il circuito in esame può essere realizzato anche nella maniera

comune senza che l'amplificatore risenta in alcun modo delle induzioni delle alternanze indotte nelle alimentazioni dei filamenti.

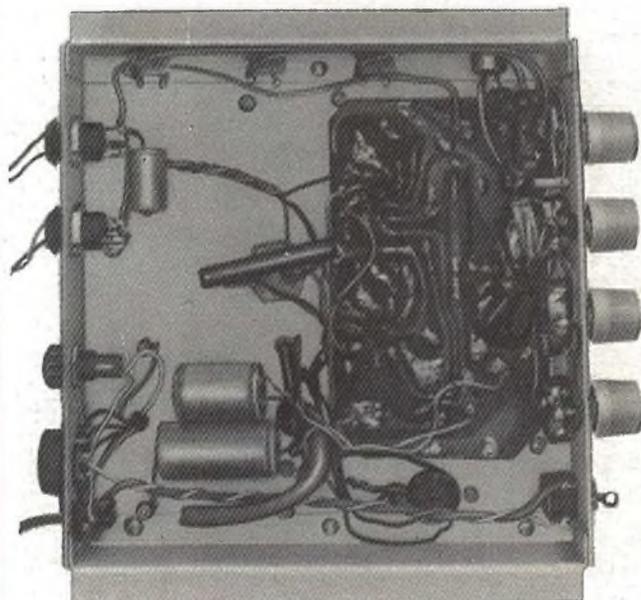
Realizzazione del circuito stampato

Già in precedenza ci siamo dilungati nella descrizione dell'impiego del Kit G.B.C. per la realizzazione dei circuiti stampati e non riteniamo necessario scendere nuovamente nei dettagli.

La figura n. 5 riporta in scala 1/1 la



Vista inferiore dell'amplificatore con la disposizione dei vari componenti.



filatura del circuito stampato da realizzare, essa potrà quindi essere ricalcata tale e quale. Il circuito è stato studiato e realizzato in modo da contenere tutti i componenti del circuito dell'amplificatore evitando noiosi accoppiamenti. Si racco-

manda, in modo particolare, di porre attenzione che le distanze fra le varie connessioni siano realizzate come nel disegno, in quanto distanze inferiori potrebbero dare le differenze di potenziale di picco presenti portare a scariche fra i vari

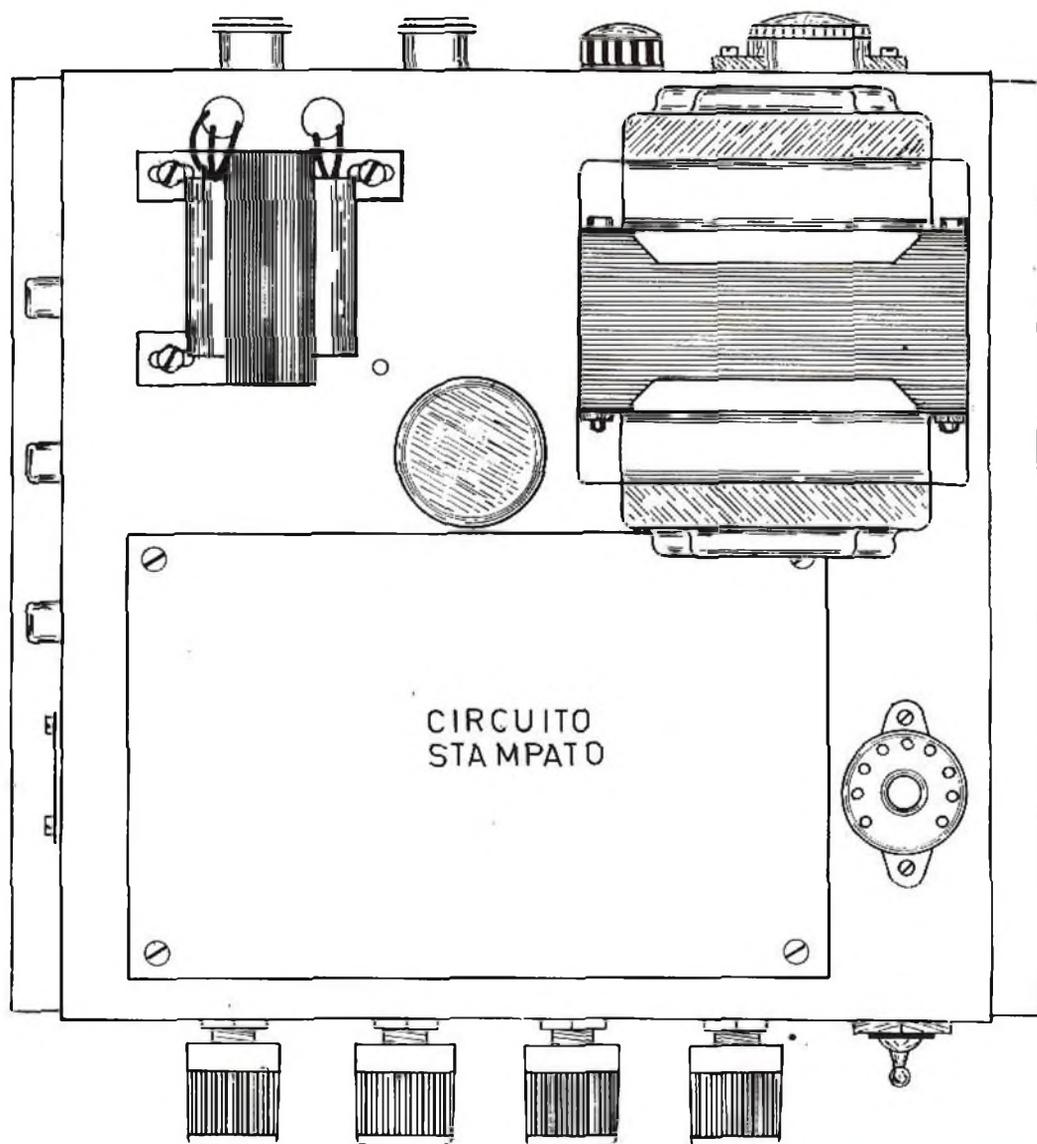


Fig. 8 - Disposizione dei componenti sul lato superiore del telaio metallico.

componenti. Tale inconveniente sarà facilmente eliminato se, dopo aver disegnato il circuito con l'apposito inchiostro, lo si lascerà asciugare completamente e quindi, con una punta metallica, si provvederà ai ritocchi opportuni grattando totalmen-

te la vernice in più. Altro richiamo opportuno, riguarda la foratura del circuito e, come già detto, si ricorda che i fori per i componenti devono avere un diametro di 1,25 mm., quelli per i piedini dello zoccolo 2,25 mm., quelli per il fissaggio del

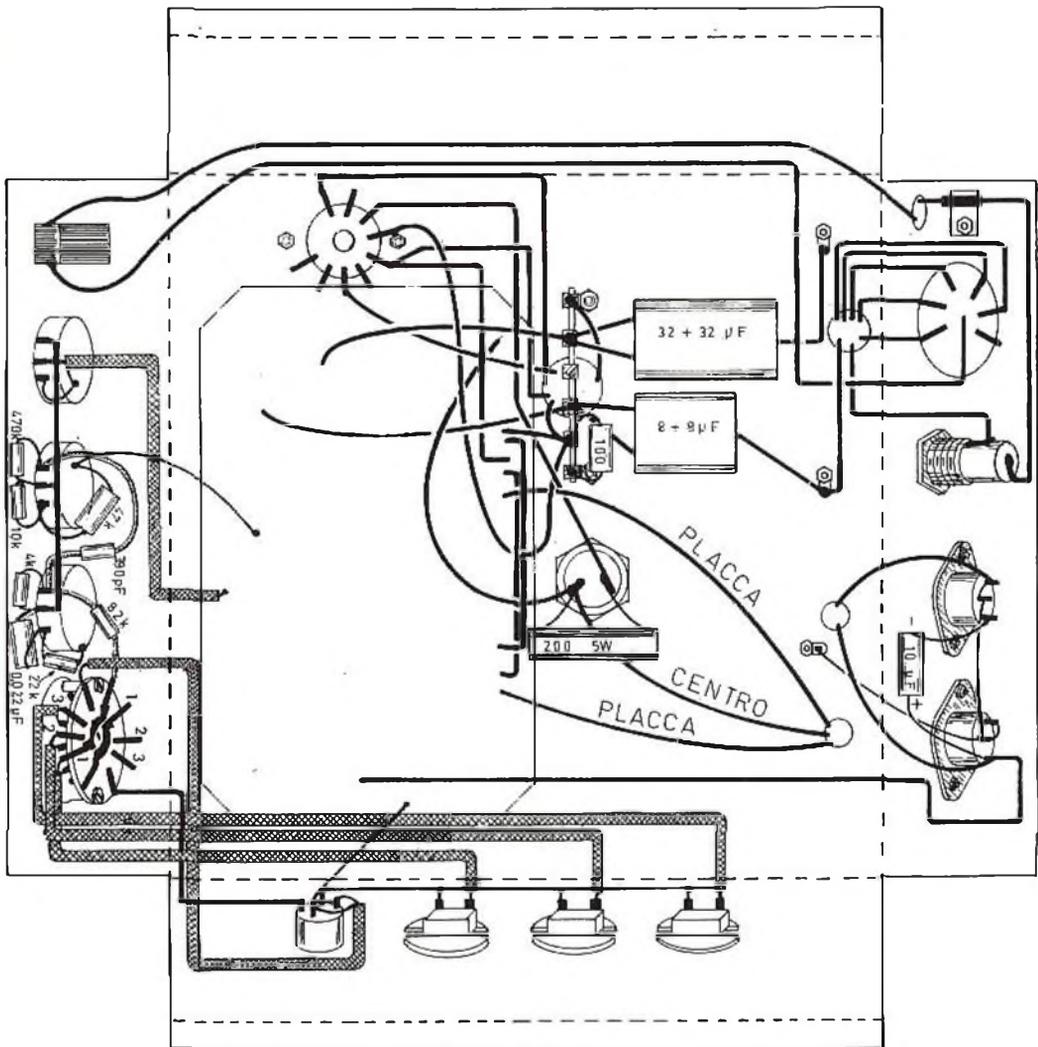
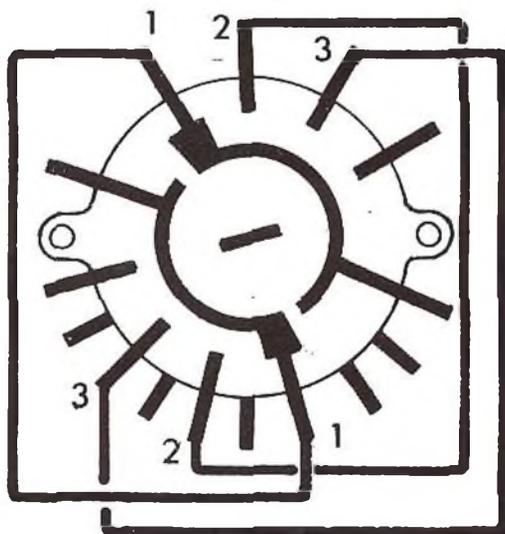


Fig. 9 - Schema di cablaggio.



Particolare delle connessioni interne sul commutatore d'ingresso.

pannello 3,25 mm., quello centrale di schermo dello zoccolo 5,25 mm.

Il montaggio del circuito stampato e dei rimanenti componenti sul telaio, deve essere effettuato come illustrato nella fig. 8, cosa che risulterà molto facile se si rispetteranno le misure d'ingombro illustrate.

Per gli ingressi si può mantenere la disposizione precedente, per quanto concerne jaks ed il commutatore (circuito che nella sua semplicità permette numerose commutazioni). Il controllo dei toni, va realizzato invece secondo gli schemi di fig. 1 e fig. 9.

Questo montaggio non presenta difficoltà, si raccomanda di eseguire collegamenti più corti possibile perchè essendo la sensibilità dell'amplificatore, a valle

Tabella delle tensioni

Tensioni	Valvola
V_{as} 300 V	EZ81
V_{aP} 285 V	
V_{qPT} 90 V	
V_{KT} 40 V	
V_P 50 V	ECL86
V_s 45 V	EF86

delle regolazioni, di 5 mV, è tale da raccogliere eventuali disturbi e fornire quindi sgradevoli rumori in riproduzione.

Carico in uscita e casse armoniche

E' evidente che la scelta dell'altoparlante deve essere fatta dopo la scelta del trasformatore d'uscita.

Sta di fatto che ogni tipo di trasformatore d'uscita è adattato ad una o più impedenze secondarie, di conseguenza la scelta degli altoparlanti va fatta in primo luogo in funzione di tale valore.

Di conseguenza l'altoparlante adatto va scelto in funzione della cassa armonica che si decide di impiegare (e perchè no, anche in relazione a ciò che si intende spendere).

GENOVA



Via Borgoratti 23/I/R
Tel. 316.888

Krundaal test instruments

- Dimensioni di ingombro mm. 60 x 93 x 150. ■ Alimentazione con pila a secco.
- Taratura singola di ogni strumento eseguita con calibratore a quarzo. ■ Quadrante di facile lettura con disco di protezione trasparente in pristol.



TRANSIGNAL AM

- GENERATORE MODULATO DI SEGNALI A RADIO FREQUENZA (ALTA E MEDIA) CON FUNZIONE DI ANALIZZATORE ELETTRONICO PER LA TARATURA E LA LOCALIZZAZIONE DEL GUASTO NEGLI APPARECCHI RADIO A TRANSISTOR.

■ PREZZO NETTO AI TECNICI: L. 12.800

TRANSIGNAL FM

- GENERATORE DI SEGNALI A RADIO FREQUENZA PER L'ALLINEAMENTO DEGLI STADI DI MEDIA FREQUENZA E DEL DISCRIMINATORE A RAPPORTO NEI RICEVITORI FM E TV.

■ NETTO AI TECNICI: L. 18.500

CAPACIMETRO AF. 101

- IL PRIMO CAPACIMETRO PER PICCOLE CAPACITA' ALLA PORTATA DI TUTTI. ■ DUE GAMME DI LETTURA: A = DA 1 ÷ 500 pF (CENTRO SCALA 50 pF). ■ B = DA 10 ÷ 10.000 pF (500 pF CENTRO SCALA).

■ PREZZO NETTO AI TECNICI: L. 29.500.

ONDAMETRO DINAMICO AF 112

- GAMMA DI FREQUENZA DA 10,5 MHz A 220 MHz IN 5 BOBINE COPRE L'INTERO CAMPO DELLE FREQUENZE IN USO NELLA RADIO FM E NELLA TELEVISIONE. ■ BOBINE KRUNDAAL PIATTE LEGGERISSIME, STAMPATE (BR).

■ PREZZO NETTO AI TECNICI: L. 29.500.



GENERATORE TV (VHF.UHF)

- GENERATORE DI BARRE VERTICALI E ORIZZONTALI PER IL CONTROLLO DELLA STABILITA', LINEARITA' E SENSIBILITA' DEL TELEVISORE. ■ CAVO CON ADATTATORE DI IMPEDENZA IN QUARTO D'ONDA. ■ USCITA BILANCIATA 300 OHM PER LA GAMMA UHF.

■ PREZZO NETTO AI TECNICI: L. 18.500.

gratis il manualetto per la riparazione degli apparecchi a transistor
richiedetelo alla radioelettromeccanica Krundaal via F. Lombardi 6-8 - Parma.

ELENCO DEL MATERIALE

N.	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
1	Potenziometro 1 m log.	D/201
1	Potenziometro 1 m log.	D/201
1	Potenziometro 1 m log.	D/201
1	Resistenza 470 k	D/32
1	10 k	D/32
1	100 k	D/32
1	470 k	D/32
1	1,5 M	D/32
1	1 k	D/32
1	100 ohm	D/32
1	100 k	D/32
1	27 k	D/32
1	47 k	D/32
1	560 k	D/32
1	47 k	D/32
1	68 k	D/32
1	39 k	D/32
1	27 k	D/32
1	33 k	D/32
1	560 k	D/32
1	560 k	D/32
1	2200 ohm	D/32
1	2200 ohm	D/32
1	150 ohm 2 W	D/73
1	150 ohm 2 W	D/73
1	1,5 k	D/32
1	1,5 k	D/32
1	Condensatori 390 pF	B/11
1	47 kpF	B/181-12
1	47 kpF	B/15-1
1	22 kpF	B/181-9
1	0,25 µF	B/263
1	32 + 32 µF	B/271-5
1	100 µF	B/347
1	8 + 8 µF	B/271
1	0,5 µF	B/264
1	502 pF	B/181-12
1	50 pF	B/18-12
1	100 pF	B/11
1	0,25 µF	B/263
1	50 µF	B/376
1	10 µF	B/372
1	50 + 50 µF	B/737
1	Trasformatore alimentazione	H/187
	Trasformatore uscita (come da descrizione)	
	Commutatore	G/1006
	Interruttore	G/1101
	Cambio tensione	G/2117-1
	Preso	G/2592-6
	Spina	G/2592-7
	Basetta	G/478
3	Spine	G/2581
3	Prese	G/2581-2
3	Zoccoli	
1	Zoccoli	G/2650
1	Cordone alimentazione	C/221
2	Prese altoparlante e spina	G/2430
1	Piastra	O/179-3
4	Manopole	F/246-4
1	Telaio	O/950-4



In questo capitolo delle nostre note esamineremo brevemente quelle che possono essere le principali anomalie alle quali può andare soggetto il circuito della valvola finale di un amplificatore o di un radioricevitore. Parallelamente alle indicazioni dei sintomi che si manifestano nell'apparecchio indicheremo le probabili cause che possono essere l'origine delle anomalie.

1. L'apparecchio è completamente muto. La tensione misurata tra la placca della valvola finale e la massa è identica a quella misurata fra la griglia schermo e la massa.

L'inconveniente può essere attribuito a:

a) Al condensatore C1, di figura 1, posto in parallelo al primario del trasformatore di uscita, in corto circuito. In tal caso, staccandone uno dei due capi, il ricevitore dovrà funzionare regolarmente.

Qualora si ignori il valore di tale condensatore esso può essere sostituito con altro avente la capacità compresa fra 3.000 e 10.000 pF.

b) Alla valvola finale difettosa, con corto circuito interno fra placca e schermo.

c) Ad un corto circuito fra i due capi del primario del trasformatore di uscita o ad un corto circuito interno dello stesso (in tal caso la tensione di placca e di griglia della valvola finale possono differire leggermente fra di loro).

2. L'apparecchio è completamente muto. La tensione misurata tra la placca e la massa è nulla. La valvola raddrizzatrice si riscalda notevolmente.

Il guasto è da attribuire:

a) Condensatore C2 (fig. 1) in corto circuito. Naturalmente escludendolo dal circuito il ricevitore dovrà funzionare regolarmente. Si tratta di un tipo di anomalia piuttosto frequente e facilmente individuabile.

b) Un capo del primario del trasformatore di uscita è in corto circuito con la massa.

Sovente gli inconvenienti di cui ai punti 1) e 2) possono essere dovuti ad un corto circuito che si verifica nel cordone che serve a collegare l'altoparlante al circuito del ricevitore, fatto questo che avviene frequentemente per apparecchi aventi molti anni di servizio o nelle località piuttosto umide.

3. L'apparecchio è completamente muto. La tensione di placca è nulla.

L'inconveniente può essere dovuto a:

a) Primario del trasformatore di uscita interrotto. In tal caso la griglia schermo, sulla quale è misurabile una tensione piuttosto elevata, generalmente si arroventa.

b) Collegamento del primario del trasformatore di uscita interrotto (in tal caso, come detto sopra, occorre verificare il cordone di collegamento o i contatti della eventuale spina che serve ad unire l'apparecchio all'altoparlante nel quale è alloggiato il trasformatore di uscita).

4. La ricezione è possibile ma è accompagnata da crepitii aventi una tonalità piuttosto elevata.

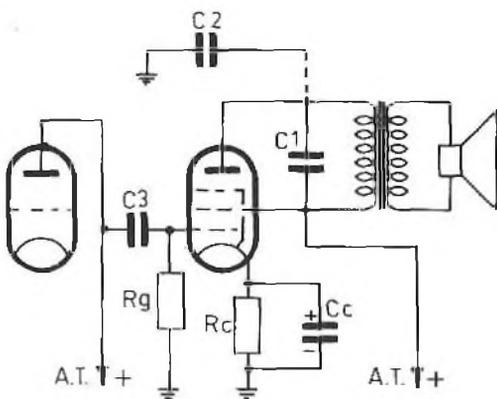


Fig. 1 - Stadio finale in un apparecchio radio.

Misurando la tensione di placca della valvola finale, in concomitanza dei crepitii si notano delle sensibili variazioni di tensione. In tal caso, con tutta probabilità l'anomalia è dovuta al primario del trasformatore di uscita in procinto di interrompersi od ai condensatori C1 e C2 che scaricano. Un'anomalia simile può essere provocata dall'avvolgimento di campo dell'altoparlante, o dalla resistenza di livellamento.

5. L'apparecchio è muto. Le tensioni applicate alla valvola finale sono pressochè normali.

L'inconveniente può dipendere da:

a) Valvola finale completamente esaurita.

b) Resistenza di polarizzazione e relativo condensatore elettrolitico, Rc e Cc di figura 1, staccati.

c) Resistenza di griglia Rg in corto circuito.

6. Apparecchio muto. Si nota la presenza di una tensione positiva alla griglia della valvola finale.

Le cause dell'anomalia risiedono nel:

a) Condensatore C3 in corto circuito in dispersione.

Eliminando tale condensatore dal circuito la tensione positiva deve scomparire. La sostituzione di detto condensatore, qualora se ne ignori la capacità, deve essere effettuata con altro di valore compreso fra 10.000-15.000 pF.

b) Corto circuito interno nella valvola fra la griglia controllo, la placca o la griglia schermo (anomalia molto rara).

7. Audizioni deboli e distorte. Le tensioni sono normali.

L'inconveniente, escluse naturalmente le anomalie dovute ad altri stadi, è provocato dallo stacco del condensatore C3, o dalla sua diminuita efficienza. Naturalmente può dipendere anche dalla valvola finale esaurita, in tal caso la riproduzione può non essere notevolmente distorta.

8. Le audizioni sono deboli e distorte. La tensione di placca è superiore al valore normale.

La resistenza di polarizzazione in serie al catodo della valvola finale è interrotta.

9. L'intensità di ricezione è normale ma alquanto distorta. La valvola finale può anche riscaldarsi eccessivamente.

Il condensatore elettrolitico, avente generalmente una capacità compresa fra i 25 ed i 30 microfarad, che è posto in parallelo alla resistenza di polarizzazione del catodo, è in corto circuito.

10. Portando il volume dell'apparecchio verso il massimo si nota una sensibile distorsione.

Se l'apparecchio non è affetto da particolari anomalie e le tensioni sono regolari, l'inconveniente può essere eliminato, o notevolmente ridotto, **augmentando leggermente il valore della resistenza catodica** (ad esempio portandola, ammesso sia di 200 ohm, a 250 a 300 ohm).

11. Con apparecchio funzionante regolarmente, dal punto di vista elettrico, la resa in potenza con volume al massimo è piuttosto bassa.

In tal caso è opportuno ridurre il valore della resistenza di catodo tenendo però presente che oltrepassando certi limiti inferiore l'apparecchio può avere tendenza a distorcere e la valvola finale a riscaldarsi.

(E' qui il caso di precisare che in taluni circuito l'eliminazione del condensatore elettrolitico di catodo, che ha il compito di filtrare la tensione di polarizzazione, può portare a risultati migliori nei confronti della riproduzione, anche se qualche volta provoca una certa diminuzione dell'intensità sonora di uscita).

12. La valvola finale è fredda, l'apparecchio è muto.

a) Se il filamento della finale è spento, mentre quelli delle altre valvole sono regolarmente accesi è evidente che il filamento stesso è interrotto oppure che i corrispondenti piedini dello zoccolo non fanno un buon contatto con il proprio portavalvole.

b) Il circuito di alimentazione è staccato od interrotto in tal caso occorre rivedere i paragrafi precedenti.

RAPIDO CONTROLLO DELLA CORRENTE ANODICA ASSORBITA DALLA VALVOLA FINALE

Talvolta, ad esempio allo scopo di accertare che il funzionamento della valvola finale sia regolare, oltre che alla misura delle tensioni può essere molto utile effettuare anche la misura della corrente circolante nel circuito anodico.

Tale operazione, che sovente è trascurata dai tecnici radioriparatori per la perdita di tempo che procura l'inserimento in serie al circuito del milliamperometro, è possibile effettuarla senza dover ricorrere all'uso del saldatore. E' sufficiente, infatti, portare lo strumento nella posizione milliamperometrica richiesta (generalmente fra 50 e 150 mA) e mettere i relativi puntali a contatto con le due estremità del primario del trasformatore di uscita.

Questo metodo consente di effettuare delle misure di corrente con un grado di precisione sufficientemente esatto in relazione al fatto che mentre lo strumento ha una resistenza di pochi ohm il primario del trasformatore di uscita presenta una resistenza ohmica ben più elevata, generalmente sempre superiore ai 200 ohm.

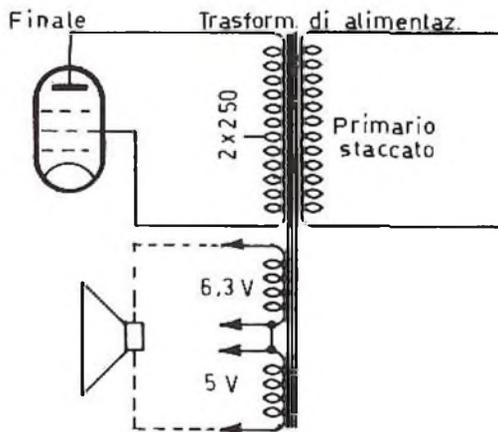


Fig. 2 - Sostituzione provvisoria di un trasformatore d'uscita con un trasformatore d'alimentazione.

CALCOLO DELLA RESISTENZA CATODICA

In taluni casi può essere particolarmente utile al radioriparatore effettuare il calcolo della resistenza catodica relativa ad un circuito finale. Si tratta di eseguire un calcolo molto elementare che spieghiamo con un esempio.

Ammettiamo che si tratti di calcolare la resistenza catodica relativa ad un tetrodo di potenza a fascio, del tipo 6V6, funzionante in classe A1, con una tensione di placca V_a uguale a 250 V, una tensione di griglia schermo V_g di 250 V, una

tensione di griglia controllo di — 12,5 V, una corrente anodica media di 46 mA ed una corrente media di griglia schermo di 5 mA.

La corrente catodica totale che dovrà attraversare la resistenza di polarizzazione sarà in tal caso uguale a $I_c = 0,046 + + 0,005 = 0,051$ mA.

Applicando la legge di Ohm, otterremo il valore della resistenza ricercata dividendo il valore della tensione di griglia controllo per quello della resistenza catodica e precisamente $R_c = 12,5 : 0,051 = = 245$ ohm circa, per arrotondamento, 250 ohm.

Nel prossimo numero ci intratterremo più diffusamente sul controllo della sezione di bassa frequenza di un ricevitore o di un amplificatore.

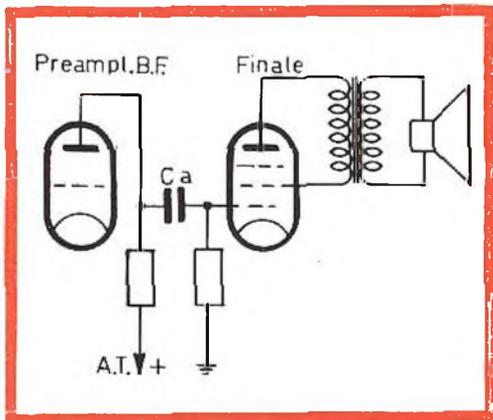


Fig. 3 - Variando il valore di Ca è possibile variare la tonalità.

CODICE DELLE VALVOLE AMERICANE

Per quanto concerne le valvole americane ci limitiamo a pubblicare le modalità di designazione dei tubi ricevuti adottate negli Stati Uniti dal **JOINT ELECTRON TUBE ENGINEERING COUNCIL**.

Ogni tipo di valvola è caratterizzato da una sigla costituita da un numero, un gruppo di lettere, e un secondo numero seguito da altre lettere.

Il primo numero ha il compito di indicare il valore delle tensione di accensione come segue:

Tensione di accensione in V	Primo n. della sigla
oltre 0 fino a 1,6 V inclusi	0
oltre 1,6 fino a 2,6 V inclusi	1
oltre 2,6 fino a 3,6 V inclusi	2
oltre 3,6 fino a 4,6 V inclusi	3
oltre (n-0,4) fino a (n + 0,6) incluso con n intero qualsiasi	n

Esempio: se $n = 7$ ciò significa che comprende dei valori di accensioni compresi fra $7 - 0,4 = 6,6$ V, e $7 + 0,6 = 7,6$ V, eccetera.

Per i tipi di valvole aventi il filamento a riscaldatore con presa intermedia, il primo numero si riferisce, secondo la regola di cui sopra, alla tensione totale della sezione di filamento in serie fra loro.

Il gruppo di lettere successivo è caratteristico del tipo e viene generalmente ripetuto in modo identico per i tipi che differiscono solo per la tensione di accensione o per qualche altra caratteristica non essenziale.

Il secondo numero indica il numero degli elementi per i quali si hanno connessioni esterne. Tra gli elementi sono contati ogni schermo avente un terminale separato ed esclusivo, e il piedino n. 1 delle valvole con zoccolo octal.

I filamenti ed i riscaldatori sono contati come unico elemento ad eccezione di quelli muniti di presa centrale, dalla quale sono divisi in due sezioni di tensione o corrente diversa, che sono contati come due elementi. Non sono contati gli elementi connessi a piedini per i quali sia specificatamente vietato l'uso come terminali per collegamento esterno. Infine un elemento collegato a più terminali o più elementi collegati allo stesso terminale sono contati sempre come un solo elemento.

Il secondo gruppo di lettere (eventuale) comprende nell'ordine:

La lettera **G** che indica un bulbo in vetro e uno zoccolo octal, o, in alternativa le lettere **GT** che indicano un bulbo in vetro cilindrico (**T9**) e uno zoccolo octal.

La lettera **X**, che indica uno zoccolo a bassa perdita (fattore di perdita massimo: 0,035) o, in alternativa, la lettera **Y**,



FACON

FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI s.r.l.
VARESE - VIA APPIANI, 14 - TELEF. 22.501



che indica uno zoccolo con perdite intermedie (fattore di perdita massimo: 0,1).

Le lettere **A, B, C, D, E, F**, usate nell'ordine, servono ad indicare versioni successive o modificate, che possono essere sostituite ad ogni versione precedente e non viceversa. Questa serie di lettere non comporta alcuna informazione sulla natura della modificazione.

CODICE DELLE VALVOLE EUROPEE (Philips)

Nelle valvole di vecchia costruzione la prima lettera stava ad indicare la serie, il primo numero l'accensione del tubo in V, ed il secondo numero, diverso da zero, il coefficiente di amplificazione (ad esempio il tubo B409 richiedeva un accensione di filamento di 4 V ed aveva un coefficiente di amplificazione uguale a 9).

La seguente chiave si riferisce invece ai tipi di valvole più recente e di essa riportiamo la definizione in lingua italiana e quella in lingua inglese, la qualcosa può essere utile per la consultazione dei manuali scritti in quest'ultima lingua.

Prima lettera (**first letter**), serve ad indicare la tensione o la corrente di accensione (**heater current**).

A = 4 V ca; **B** = 180 mA cc; **C** = 200 mA cc/ca; **D** = 1,4 V cc; **E** = 6,3 V cc/ca; **F** = 13 V (autoradio); **G** = 5 V cc; **H** = 150 mA cc/ca; **K** = 2 V cc; **M** = 2,5 V ca; **P** = 300 mA ca/cc; **U** = 100 mA cc/ca; **X** = 600 mA; **Y** = 450 mA; **Z** = catodo freddo (**cold cathode**).

Seconda lettera (**second letter**) ha il compito di indicare il tipo di valvola (**type of tube**).

A = diodo semplice (**single diode**).

B = diodiodo, cioè doppio diodo (**double-diode**).

C = triodo, amplificatore di tensione (**triode voltage amplifier**).

D = triodo finale (**triode power amplifier**).

E = tetrodo amplificatore di tensione (**tetrode voltage amplifier**).

F = pentodo per alta frequenza (**pentode**).

H = esodo o eptodo (**hexode or heptode**).

K = ottodo o pentagriglia (**octode or pentagrid**).

L = pentodo finale (**pentode of power amplifier**).

M = indicatore visivo di accordo (**tuning indicator**).

P = tubo con sistema di emissione secondaria (**tube with secondary emission system**).

Q = enneodo (**enneode**).

T = tubi misti (**miscellaneous**).

X = raddrizzatrice biplacca ad atmosfera gassosa (**full wave gas filled rectifier**).

W = raddrizzatrice monoplacca ad atmosfera gassosa (**half wave gas filled rectifier**).

Y = raddrizzatrice monoplacca (**half wave rectifier**).

Z = raddrizzatrice biplacca (**full wave rectifier**).

SOSTITUZIONE DEL TRASFORMATORE DI USCITA PER SOSTITUZIONE DELLA VALVOLA FINALE

Qualora in un amplificatore o in un ricevitore si proceda alla sostituzione della valvola e delle valvole con altre non dello stesso tipo si deve tenere conto, in modo particolare, della differenza di impedenza fra le due valvole ed in caso essa sia notevole è indispensabile procedere alla sostituzione del trasformatore di uscita.

Qui di seguito diamo il valore d'impedenza di carico di alcune fra le valvole finali più usate attualmente: valori che per le valvole non indicate si possono trovare negli opuscoli delle case costruttrici delle valvole o negli appositi manuali.

Valvola	Impedenza
UL84	2.500 ohm
45B5	2.500 ohm
UL41	3.000 ohm
35QL6	3.000 ohm
35D5	3.000 ohm
35B5	3.000 ohm
50B5	3.000 ohm
EL90	5.000 ohm
UCL82	5.000 ohm
6V6	5.000 ohm
6AQ5	5.000 ohm
EL84	7.000 ohm
ECL86	7.000 ohm

Valvola	Impedenza
EL41	7 000 ohm
DL92	7.000 ohm
DL93	7.000 ohm
6BQ5	7 000 ohm
EL42	10.000 ohm
DL94	10.000 ohm
3S4	10.000 ohm
DL96	15.000 ohm
PP6V6	5000 + 5000 ohm
PPEL95	5000 + 5000 ohm
PPEL84	4000 + 4000 ohm
PP6BQ5	4000 + 4000 ohm
PPEL41	3500 + 3500 ohm
PPEL86	1750 + 1750 ohm

ACCORDIMENTI PARTICOLARI DA ADOTTARE PER LA SOSTITUZIONE DEI TUBI ELETTRONICI CON ALTRI SIMILARI

Accensione - Nei ricevitori con tubi accesi in parallelo, il tubo scelto per la sostituzione deve avere la stessa tensione di accensione del tubo da sostituire. Qualora quest'ultimo avesse una tensione inferiore è indispensabile ritoccare il relativo avvolgimento del trasformatore di alimentazione. In questi casi è quasi necessario aggiungere al vecchio secondario di accensione un opportuno numero di spire allo scopo di ottenere la nuova tensione necessaria. Ciò generalmente è possibile dato che gli avvolgimenti di accensione sono posti esternamente all'avvolgimento principale e quindi è sufficiente smontare il trasformatore, sfilare i lamierini e avvolgere le spire mancanti.

Il numero delle spire da avvolgere si determina calcolando il **numero di Spire/V**, dividendo il numero di spire esistenti per il valore della tensione di accensione del tubo precedente. Tale rapporto andrà moltiplicato per la tensione richiesta dal nuovo tubo ottenendo così il numero di spire definitivo. Il filo dovrà avere il diametro adatto alla corrente circolante come indicato:

0,15A = 30/100; 0,3A = 45/100; 0,45 A = 50/100; 0,6A = 60/100; 0,9A = 70/100; 1A = 75/100; 1,5A = 90/100; 2A = 100/100; 3A = 130/100.

Ammettiamo ad esempio che in un ricevitore nel quale è previsto l'uso di tubi

con accensione a 2,5 V si debba adottare l'accensione a 6,3 V — 0,3 A. Se il vecchio avvolgimento di accensione del trasformatore ha, ad esempio, un numero di spire corrispondente a 13 avremo:

$$\text{Spire/V} = 13/2,5 = 5 \text{ circa}$$

Dato che per ottenere 6,3V occorre aggiungere ai 2,5 V esistenti altri 3,8 V si aggiungeranno alle 13 spire esistenti, in serie, altre 19 spire (infatti $5 \times 3,8 = 19$ circa). Il filo da impiegare, in base alla tabella avrà un diametro di 45/100.

Qualora il nuovo tubo richieda la stessa tensione di accensione, non ha notevole importanza se la corrente è superiore a quella del tubo dato che il trasformatore può sempre sopportare un leggero sovraccarico.

Nei tubi con accensione in serie la corrente di accensione del nuovo tubo dovrà corrispondere a quella del tubo originale. Se la corrente richiesta dal nuovo tubo è inferiore a quella originale si può inserire in parallelo ad esso una resistenza di valore adeguato che assorba la differenza di corrente. Anche differenze di tensione possono essere compensate con resistenze in serie.

SOSTITUZIONE DEI TUBI DI POTENZA

Dovendo sostituire un tubo finale con altro avente caratteristiche sensibilmente diverse, si tenga presente che notevoli differenze di potenza di uscita sono difficilmente percettibili all'orecchio umano per cui la differenza di livello sonoro che si ottiene sostituendo un tubo avente una potenza di uscita di 3 W con un tubo avente una potenza d'uscita di 2 o 2,5W è appena rilevabile da un ascoltatore, che effettui contemporaneamente l'ascolto dei due differenti livelli sonori.

L'impedenza di carico anodica ottima, prescritta per un tubo di potenza finale è il risultato di un compromesso fra la potenza d'uscita e la distorsione armonica: di conseguenza sono sempre tollerati scarti d'impedenza anodica anche sensibili, rispetto al valore prescritto, senza che si abbiano a verificare serie conseguenze per il pratico funzionamento di un ricevitore.

TRASFORMATORI D'USCITA DELLA G.B.C.

Da pagina 562 a pagina 566 del **Catalogo Generale G.B.C.** è illustrata una lunga serie di trasformatori d'uscita normali e per push-pull, adatti per qualsiasi valore d'impedenza del primario, del secondario e di potenza d'uscita.

Da pagina 567 a pagina 568 sono illustrate le caratteristiche complete dei trasformatori d'uscita PHILIPS.

A pagina 575, è elencata invece una lunga serie di trasformatori d'uscita HI-

FI per potenze comprese fra 15 e 25 W con responso lineare in frequenza da 12 a 30.000 Hz. Detti trasformatori sono muniti di prese S1 e S2 al 43 % del primario, per il collegamento alle griglie schermo in caso d'impiego in circuiti **ultrali-neari**. Per potenze d'uscita dell'ordine dei 50 W, e sempre per complessi HI-FI, sono particolarmente indicati i trasformatori della serie PATRIDGE le cui caratteristiche sono riportate nelle pagine 578 e 579 del catalogo.

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI

LA INTERPRETAZIONE DEI SIMBOLI CHE COMPAGNANO
NELLE TABELLE SI PUÒ TROVARE NEL N. 2-1965

(Cont. dal N. 2-1966)

SPIEGAZIONE DELLE SIGLE DEI COSTRUTTORI

ETC = Electronic Transistors Corp.	PHIN = Philips Gloeilampenfabrieken	KOKJ = Kobe Kogyo Corp.	TFKG = Telefunken GmbH
THI = Texas Instruments Semicon-Components	ITC = Industro Transistor Corp.	MOTA = Motorola Semicon. Products	FSC = Fairchild Semiconductor Division
TIIB = Texas Instruments Ltd.	NAS = National Semiconductor Corp.	STCB = Standard Telephones & Cables	NECJ = Nippon Electric Co.
TEC = Transitron Electronic Corp.	FERB = Ferranti Ltd.	NONE = Non identificato	FCAJ = Fujitsu Limited No.
LFFT = Lignes Telegraphiques & Telephoniques	MATJ = Matsushita Electronic Corp.	TRW = TRW Semiconductors Inc.	NAS = National Semiconductor Corp.
HUGS = Hughes International	SYL = Sylvania Semiconductor Div.	SIHG = Siemens and Halske Aktiengesellschaft	RAYN = Raytheon Semiconductor Division
GESY = General Electric Semicon Products	RCA = Radio Corp. of America	INTG = Intermetal	BEN = Bendix Semicon Division
	GIC = General Instrument Corp.	AEIL = Associated Electrical Industries Export	HITJ = Hitachi Ltd.
	SELG = Standard Elektrik Lorenz Aktiengesellschaft		WEC = Western Electric Co.
			GME = Non identificato

Manca pg. 399

Manca pag.400

Manca pag.401

Manca pag.402

SALDATORE A PISTOLA **ERSA SPRINT**



CARATTERISTICHE

Alimentazione 110 V - 220 V

Potenza 80 - 150 W

Tempo di riscaldamento 10 secondi

Peso 200 g

Punta saldante intercambiabile

Prezzo di listino Lire 8.500

numero
G.B.C.

L/430

ERSA

la grande marque internationale

DISTRIBUTED BY G.B.C. ELECTRONIC COMPONENT



L'**HIGH-KIT**, che da lunghi anni primeggia nel campo della riproduzione acustica ad alta fedeltà e nel campo della strumentazione, non poteva rimanere estranea alle nuove applicazioni che la moderna scienza dei semiconduttori ha aperto all'elettronica.

Ci riferiamo alle applicazioni sui motori a combustione interna, e in particolare modo alle modifiche che è possibile apportare all'originale sistema di generazione e distribuzione della corrente elettrica per l'alimentazione delle candele.

L'accensione elettronica HIGH-KIT mod.

UT/22, si avvale della moderna tecnica dei semiconduttori, e si presenta in una esecuzione di nuova concezione che le consente una serie di prestazioni eccezionali sotto il profilo elettrico e meccanico, e la pone indiscutibilmente all'avanguardia nella moderna tecnologia elettronica. L'accensione elettronica HIGH-KIT vuole essere stilisticamente una parola nuova nel campo delle radio applicazioni: alla sua perfezione hanno collaborato i tecnici più qualificati, i materiali impiegati sono stati scelti dopo innumerevoli prove di qualità, eseguite su quanto di me-

ACCENSIONE ELETTRONICA PER AUTOMOBILI

glio poteva offrire il mercato.

Le dimensioni sono state contenute nei limiti dell'indispensabile: a questo proposito l' HIGH-KIT può vantare un' apparecchiatura veramente compatta e di impiego universale; il fissaggio è standard, per tutte le vetture di normale produzione. I materiali impiegati hanno subito controlli severissimi, e sono stati scelti fra quanto di meglio la produzione del settore pone attualmente sul mercato: le parti meccaniche sono in lamiera robusta con ossidazione in profondità, l'elemento dissipatore di calore è in speciale trafi-

lato d'alluminio ad elevato potere di trasferimento termico, l'elemento bobina si compone di un avvolgimento particolare ad elevato rendimento e di un nucleo magnetico di produzione esclusiva.

I problemi di allacciamento sono praticamente nulli: l'accensione elettronica HIGH-KIT mod. UT/22 sostituisce con vantaggio il preesistente circuito montato in origine dal costruttore, e tutte le operazioni di installazione possono essere eseguite anche da personale non specificatamente competente.

Palesi poi sono le ragioni che hanno



CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Tensione di funzionamento:	11 ÷ 14 V
Morsetto della batteria a massa:	negativo
Consumo in corrente:	
per giri/motore = 0	7 A
per giri/motore = 2500	3 A
Tensione sulle candele:	
per giri/motore = 8.000	30 kV
per giri/motore = 10.000	25 kV
Tensione sulle puntine:	10 V
Corrente sulle puntine:	0,25 A

MIGLIORI PRESTAZIONI DEL MOTORE

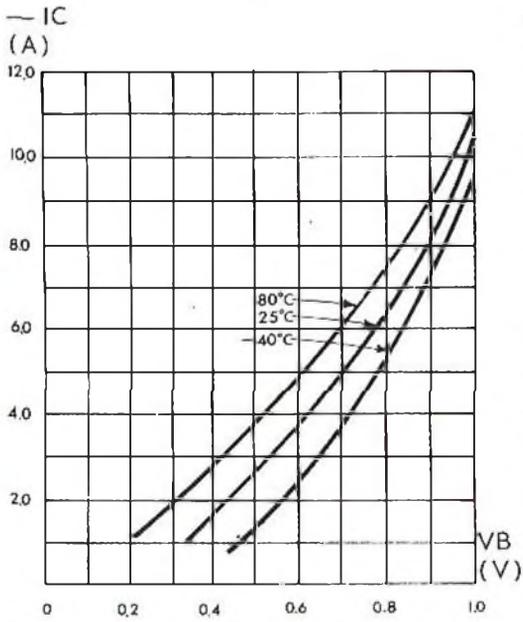
Guadagno consumo carburante:	≅ 8%
Guadagno nel tempo di avviamento motore:	≅ 80%
Guadagno potenza:	
per giri/motore = 2500	≅ 25%
per giri/motore = 2500 ÷ 6500	≅ 10%
per giri/motore = 6500	≅ 20%
Guadagno velocità massima:	≅ 15%
Apertura puntine (normale):	0,4 mm
Apertura contatti candele (normale):	0,6 mm

spinto i progettisti ad impiegare nel circuito esclusivamente i semiconduttori: sicurezza assoluta di funzionamento, durata illimitata di tutti i componenti, che lavorano a tensioni di gran lunga inferiori a quelle nominali, nessuna influenza negativa sulle altre parti del motore, che non deve essere in alcun modo modificato e non richiede, di conseguenza, alcuna taratura o messa a punto particolari.

GENERALITA'

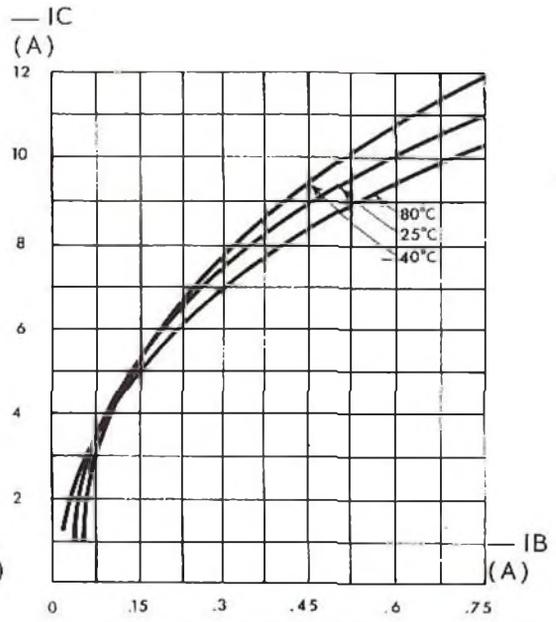
La sicurezza di marcia di un motore per automobile dipende in massima parte dalla perfetta efficienza del sistema elettrico di accensione: a questa delicata sezione dell'autovettura è legato in massima parte il rendimento del motore, e di conseguenza le migliori prestazioni che da questo il conduttore può trarne, sia in campo sportivo che in campo civile. Ai suoi tempi il sistema d'accensione, ora comune a tutte le auto, rappresentò una grande invenzione. Progettato circa 50 anni fa da C. Kettering, soppiantò il sistema d'accensione a magnete, che rendeva molto difficile l'avviamento del motore. Col passare degli anni al sistema di Kettering sono stati apportati miglioramenti, variabili per entità ed importanza a seconda delle diverse case costruttrici, ma attualmente esso risulta ormai superato rispetto al livello di prestazioni che si esige da un moderno motore per autovetture.

I componenti, sui quali si basa il funzionamento dell'attuale sistema di accensione, sono soggetti a particolari usure e quindi devono essere sostituiti con una frequenza maggiore rispetto agli altri pezzi facenti parte del motore. Inoltre, difficilmente è possibile stabilire quando questa sostituzione si renda necessaria, cioè quando le candele e le puntine dello



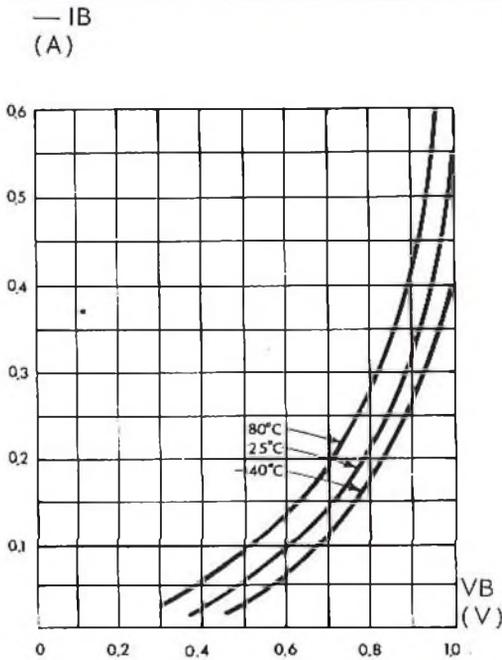
a - curve

— I_C/V_B



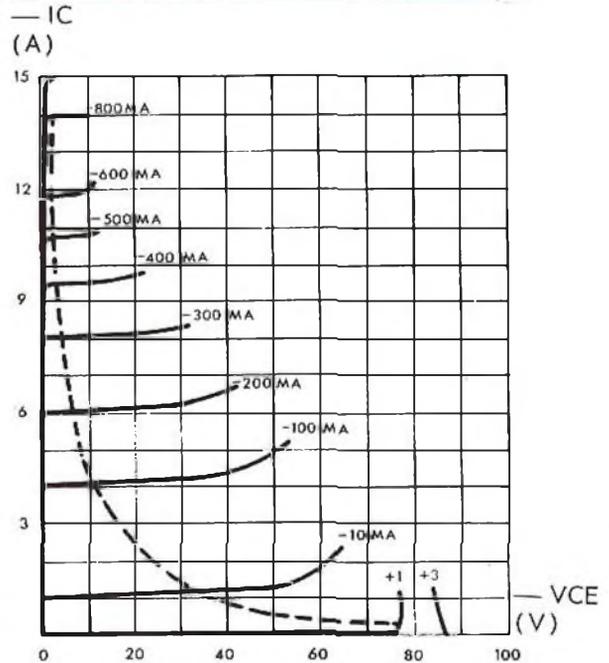
b - curve

— I_C/I_B



c - curve

— I_B/V_B



d - curve

— I_C/V_{CE}

Caratteristiche del transistor di potenza impiegato sull'accensione elettronica UT 22.

spinterogeno debbano essere sostituite ai fini del migliore funzionamento del motore: la loro efficienza infatti decresce lentamente e le prestazioni del motore diventano sempre più scarse finché non avviene un guasto vero e proprio.

Ai fini di evitare « panne » improvvise, occorre sottoporre tali componenti a controlli periodici a cura di personale specializzato.

Con l'attuale sistema di accensione inoltre, i progettisti dei motori d'auto si trovano dinanzi ad un notevole ostacolo, quando cercano di aumentare la potenza dei motori riducendone il peso ed il consumo; infatti, oltre al consumo delle

un sistema completamente nuovo.

L' HIGH-KIT in questo campo ha condotto studi severi, tenendo conto con obiettività i seguenti risultati:

- Aumentare la vita delle puntine.
- Estendere la durata delle candele.
- Eliminare componenti tradizionali di facile deterioramento.
- Migliorare le caratteristiche alla partenza.
- Ridurre il consumo di carburante.
- Migliorare le prestazioni alle alte velocità.
- Migliorare la potenza ai bassi e medi regimi.
- Aumentare la durata delle restanti parti meccaniche.

Tutti i punti di cui sopra sono soddisfatti dall'adozione dell'accensione elettronica HIGH-KIT; miglioramenti in percentuale più o meno evidente si possono ottenere, logicamente, a seconda dello stato e del rendimento del motore al momento della sostituzione dell'impianto tradizionale con quello elettronico.

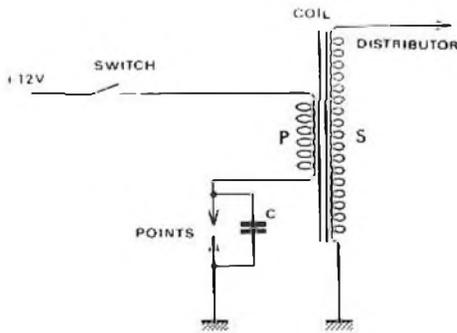


Fig. 2 - Schema elettrico del sistema d'accensione convenzionale.

parti, il sistema presenta un altro notevole inconveniente: con l'aumentare del numero dei giri del motore, la tensione ottenibile dallo spinterogeno diminuisce, mentre dal canto loro le candele vorrebbero sugli elettrodi una scintilla sempre più calda.

Il mercato richiede motori sempre più veloci e leggeri, esistono tutte le parti meccaniche per la loro costruzione e le benzine adatte ad esse: ciò che manca è un'accensione più efficiente.

Il sistema d'accensione tradizionale non è adatto per le nuove esigenze: l'unica alternativa quindi consiste nell'adottare

FUNZIONAMENTO DEL SISTEMA CONVENZIONALE

Nel sistema convenzionale le puntine del distributore (spinterogeno) si chiudono, e la batteria fornisce corrente all'avvolgimento primario della bobina. Viene a crearsi quindi un flusso magnetico, che può essere considerato come una forma di energia immagazzinata, che è proporzionale al quadrato della corrente e all'induttanza del primario, cioè circa proporzionale al numero delle spire della bobina. La fig. 2 riporta, in linee generali, lo schema elettrico del sistema: l'interruttore indicato corrisponde alla chiave di accensione dell'autovettura, e i simboli di terra al capo della batteria -12 V. Quan-

do le puntine si aprono e la corrente cessa di scorrere, il flusso magnetico cade a zero ed induce una punta di tensione ai capi dell'avvolgimento primario. Ai capi dell'avvolgimento secondario sarà presente un picco di tensione che equivale in ampiezza alla tensione primaria moltiplicato per il rapporto esistente tra il numero di spire secondarie e quelle prima-

ga un valore ottimo. Dall'elettrotecnica è noto che l'ampiezza di una sovratensione generata in un circuito induttivo è tanto maggiore quanto più veloce è la variazione di corrente che lo percorre, ossia quanto minore è il tempo impiegato per effettuare tale variazione.

Se E è la sovratensione generata, L l'induttanza del circuito, V la velocità di va-

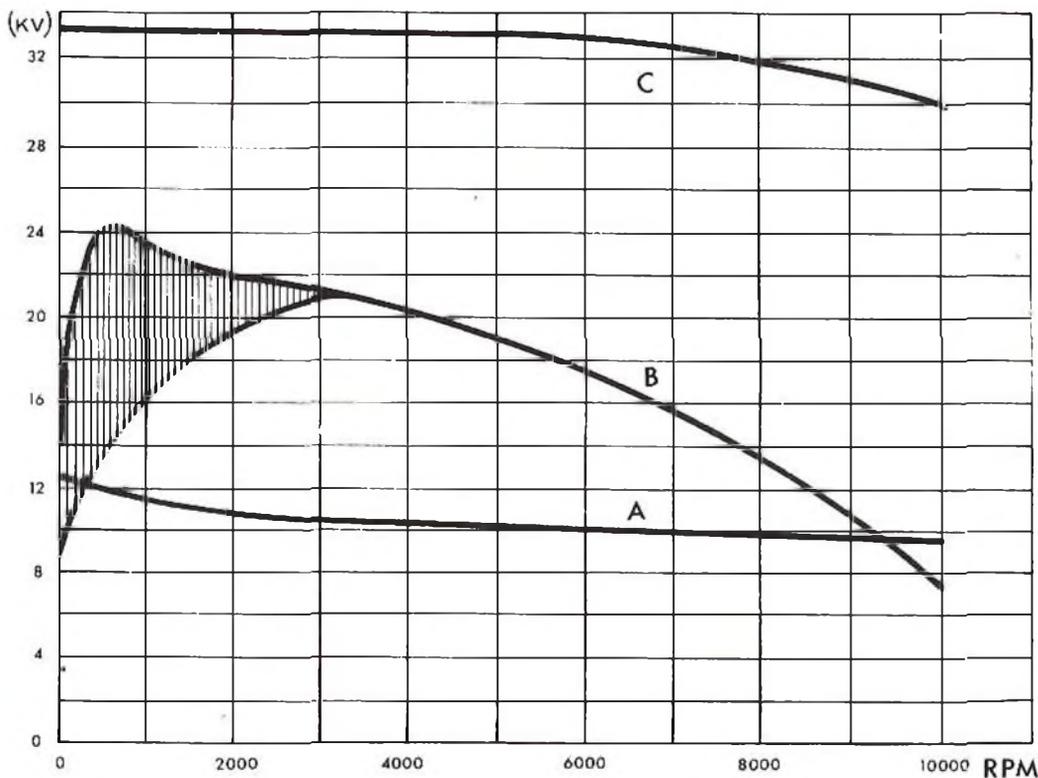


Fig. 3 - Diagramma delle tensioni a vuoto sviluppate dal sistema tradizionale (B) e dal sistema elettronico (C) - la curva A indica il livello di tensione necessaria all'innesco della scintilla sugli elettrodi delle candele.

rie. Questa tensione deve essere compresa tra 10 e 20.000 V, affinché scocchi una scintilla fra gli elettrodi delle candele sufficiente ad accendere la miscela composta da aria e benzina.

La principale difficoltà nel progettare un sistema d'accensione è il tempo (in millisecondi) necessario affinché la corrente nel primario della bobina raggiun-

ga un valore ottimo. Dall'elettrotecnica è noto che l'ampiezza di una sovratensione generata in un circuito induttivo è tanto maggiore quanto più veloce è la variazione di corrente che lo percorre, ossia quanto minore è il tempo impiegato per effettuare tale variazione, quanto sopra può essere riassunto dalla relazione:

$$E = LV = L \frac{DI}{DT}$$

Quindi, per stabilizzare E, che può essere intesa come una grandezza propor-

zionale alla tensione disponibile sugli elettrodi delle candele, occorre stabilizzare DT, essendo gli altri elementi della relazione costanti ad uno stesso regime. Nel sistema tradizionale, invece, la presenza dello scintillio sulle puntine dello spinterogeno provoca una variazione della grandezza DT in maniera irregolare: infatti la scintilla che scocca fra due contatti che si stanno aprendo, allunga il tempo impiegato ad interrompere la corrente che circola nei contatti stessi. Come risultato, si verificherà una sensibile riduzione della

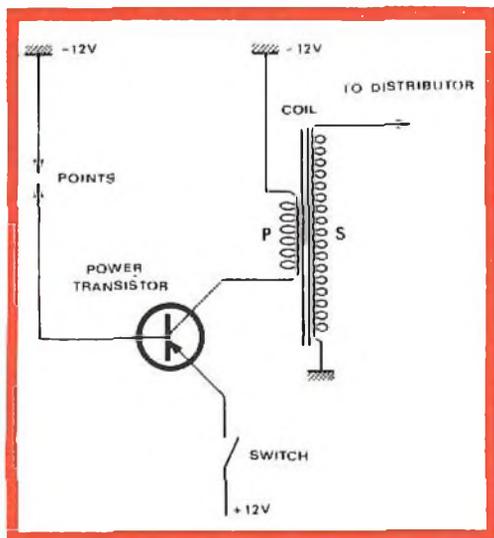


Fig. 4 - Schema di principio del sistema di accensione elettronico.

tensione ai capi del primario della bobina, riduzione che sarà tanto maggiore quanto più perdurerà la scintilla sui contatti delle puntine. Grazie alle nuove apparecchiature elettroniche, oggi a disposizione delle industrie automobilistiche, è stato possibile procedere ad un completo esame dei vari tipi di motore a scoppio in condizioni dinamiche.

L'HIGH-KIT nella sua indagine ha confrontato il rendimento del circuito di ac-

ensione tradizionale con quello elettronico, applicati su motori a 2 e a 4 tempi, e da 1 fino a 12 cilindri. Sono stati rilevati i diagrammi relativi agli assorbimenti, tensioni generate, perdite, e le curve oscillografiche del funzionamento contemporaneo di tutti i cilindri del motore a scoppio. Riportiamo parte di tali grafici, affinché sia possibile stimare i sostanziali vantaggi introdotti da un sistema di accensione elettronico in un motore a combustione interna a 4 tempi e a 4 cilindri, applicato su una vettura di serie che aveva percorso 25.000 km.

In fig. 5a è indicata la tensione a vuoto corrispondente a una velocità motore di 1.000 giri/minuto; la sovrapposizione di diversi impulsi successivi sta ad indicare la notevole instabilità del fronte di accensione, la minore ampiezza massima (22.000 V) ed il maggior tempo di salita (100 μ sec.).

Il fenomeno di scintillio sulle puntine si manifesta in maniera preoccupante ai bassi regimi (250 ÷ 1.500 giri), ivi compresa la fase di avviamento: ciò ha come risultato severe degradazioni del dispositivo che, inducendo perdite nell'accensione della miscela dei cilindri, può compromettere notevolmente la messa in moto del motore.

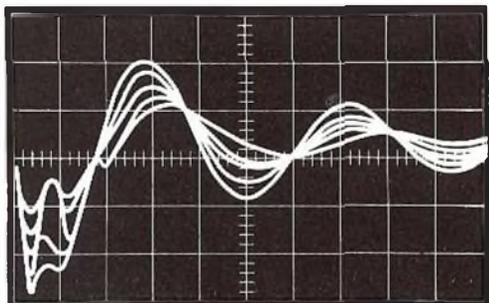
La tensione fornita quindi dal sistema tradizionale presenta una grave forma di instabilità: essa provoca perdite di accensione ai bassi regimi e un totale spegnimento delle candele agli alti regimi di rotazione. In fig. 3 sono indicate le curve B e C della tensione a vuoto sviluppata dal sistema tradizionale e dal sistema elettronico: inoltre la curva A indica il livello di tensione necessaria all'innesco della scintilla sugli elettrodi della candela.

Come si può notare la curva C, quella

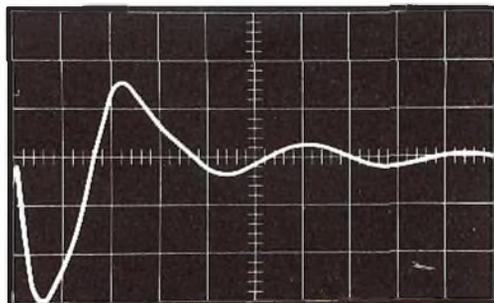
cioè relativa al sistema elettronico, parte dal valore massimo e si mantiene, fino ad elevatissime velocità angolari, di circa 10.000 V superiore a quella del sistema tradizionale; accenna quindi a decrescere solamente dopo i 10.000 giri al minuto.

L'ACCENSIONE ELETTRONICA HIGH-KIT UT/22

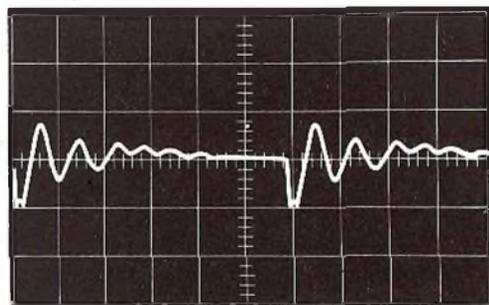
La fig. 4 ne indica il principio di funzionamento: rispetto al circuito convenzionale è stato aggiunto un transistor di



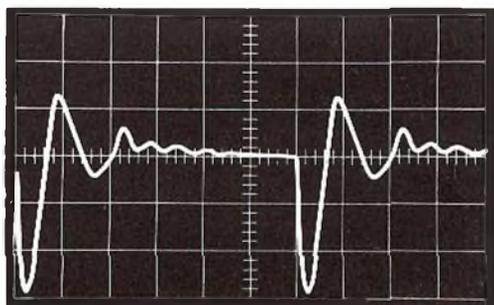
a - diagramma della tensione a vuoto, nel sistema convenzionale per giri motore = 1000.



b - la stessa curva rilevata sul sistema elettronico.



c - diagramma della tensione a vuoto, nel sistema convenzionale per giri motore = 10.000.



d - la stessa curva rilevata sul sistema elettronico.

potenza al quale è affidato il compito di pilotare la corrente nel primario della bobina di alta tensione. Rimangono quindi gli elementi convenzionali, e cioè le puntine, la bobina e le candele: l'adozione del transistor nobilita le funzioni dell'accensione a spinterogeno, trasformandone completamente il rendimento, pur agendo secondo il primitivo sistema di

funzionamento. L'accensione elettronica non può definirsi un nuovo sistema (come fu per lo spinterogeno nei confronti del magnete volante), ma deve essere considerato il mezzo per ottenere dal sistema a spinterogeno prestazioni nuove; prestazioni che, fino all'introduzione dei transistori anche nel settore motoristico, sembravano concettualmente assurde.

Ritornando allo schema di fig. 4 possiamo paragonare il transistor ad un relais che trasformi una debole corrente

di comando (in questo caso quella di base interrotta dalle puntine) nella forte corrente richiesta dal primario della bobina. La funzione delle puntine è quindi radicalmente cambiata; infatti esse risultano sottoposte a una corrente inferiore a 0,25 A, contro i 5 A del sistema tradizionale, e ad una tensione praticamente uguale a quella della batteria, anziché

200 ÷ 400 V.

Inoltre anche la natura elettrica del circuito commutato dalle puntine è cambiata: mentre prima era di tipo induttivo ora, nel sistema elettronico HIGH-KIT, è essenzialmente resistivo. L'eliminazione completa dello scintillio, universalmente noto come principale causa di logorio dei contatti elettrici, suggerisce che ora la vita delle puntine diventa praticamente senza limiti. Ma la eliminazione dello scintillio non solo salva le puntine, ma dà un vantaggio decisivo al dispositivo elettronico: stabilizzazione della tensione disponibile alle candele specialmente ai bassi regimi di rotazione. L'esame delle curve e dei rilievi oscillografici consente di stabilire che ogni forma di instabilità è stata eliminata; in questo modo, non avendo più riduzione della tensione all'avviamento ed ai bassi regimi, si conferisce al motore maggiore regolarità di accensione. La oscillazione che si manifesta nell'accensione standard, non solo provoca irregolarità di accensione e riduzione di tensione, ma influenza anche il tempo di salita della tensione sull'avvolgimento secondario della bobina; poichè le possibilità di scarica di una tensione sugli elettrodi delle candele sono strettamente dipendenti dalla velocità di salita della tensione, si può dedurre che l'accensione elettronica, con la sua caratteristica di salita più stabile e più ripida consente un sostanziale miglioramento della capacità di accensione delle candele.

In pratica si è constatato come l'accensione elettronica HIGH-KIT sia in grado di accendere benissimo candele che nel sistema convenzionale sono da considerarsi inutilizzabili, a causa del logorio e delle incrostazioni sugli elettrodi.

La fig. 5b indica il rilievo oscillografico della tensione sul secondario della bobina

di accensione per una velocità motore di 1.000 giri al minuto. La sovrapposizione di 5 impulsi successivi, mostra la perfetta stabilità del fronte negativo di accensione, l'ampiezza (circa 32.000 V), ed il brevissimo tempo di salita (38 μ sec.).

Il fenomeno della maggiore tensione ottenibile ai capi del secondario della bobina è spiegato invece dal fatto che la corrente primaria nella bobina, grazie alla resistenza di conduzione estremamente bassa del transistor, sale ad un valore superiore prima che le puntine si aprano. Ciò si traduce in un aumento della energia accumulata nell'induttanza e quindi in una maggiore tensione disponibile alle candele. Grazie alle qualità eccezionali del transistor impiegato, è stato possibile anche aumentare considerevolmente la corrente della bobina, lasciando invariata la corrente sulle puntine al valore di 250 mA. Di conseguenza anche il rapporto spire è aumentato e ciò, pure implicando maggiori problemi di isolamento nella bobina, ha consentito di realizzare un componente ad elevatissimo rendimento elettrico. Gli studi condotti nei laboratori HIGH-KIT, immediatamente dopo la realizzazione dell'accensione elettronica descritta, hanno interessato anche la sostituzione totale del sistema « ruttore » a puntine e « distributore » rotante. In pratica si sono realizzati sistemi di comando fotoelettrici, capacitivi e magnetici. L'eliminazione del distributore rotante è stata ottenuta con l'accensione denominata « totale », e con la soluzione più semplice, ma logicamente più costosa, di utilizzare tanti gruppi bobina/transistor quante sono le candele da accendere. Dai risultati ottenuti si è dedotto che potevano essere raggiunti miglioramenti sulla potenza sviluppata dal motore e sul consumo di carburante nell'or-

dine dello $0,5 \div 1,5\%$. Quindi completamente ingiustificati, considerate le numerose altre parti meccaniche del motore che maggiormente abbisognano di modifiche per essere al passo con le moderne tecnologie.

La semplice adozione dell'accensione elettronica HIGH-KIT consente di ottene-

FUNZIONAMENTO DEL SISTEMA HIGH-KIT MODELLO UT/22

Lo schema di fig. 6 illustra il funzionamento dell'accensione elettronica HIGH-KIT UT/22; sono indicati tutti i componenti racchiusi nei due pezzi che compongono l'apparecchio: la bobina d'accensio-

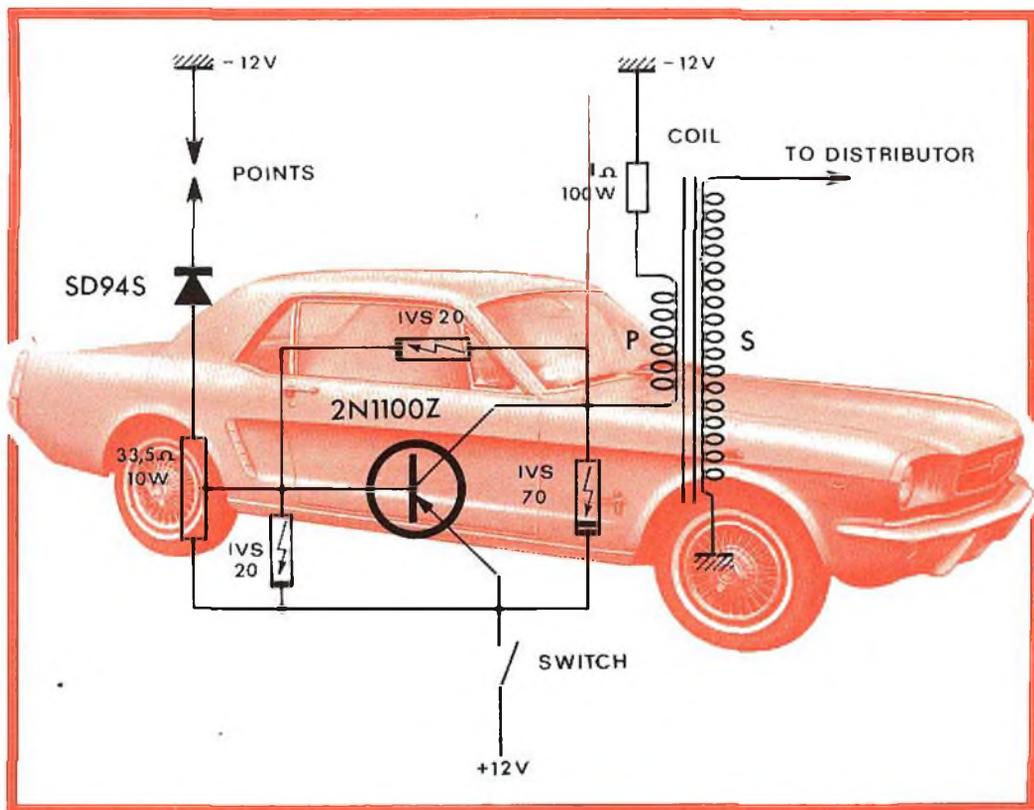


Fig. 6 - Schema elettrico dell'accensione elettronica HIGT-KIT UT 22.

re, su di un motore normale, miglioramenti di prestazioni valutabili nell'ordine del $10 \div 25\%$, a seconda dei dati presi in esame. In pratica l'autovettura, corredata di accensione elettronica, darà al pilota nuove sensazioni di guida, e prestazioni che prima erano prerogativa solo di autovetture di maggiore cilindrata e potenza.

ne e il centralino di comando a transistor. Questo risulta collegato in serie, tra collettore ed emettitore, al primario della bobina, alla resistenza di carico da 1 ohm, e alla tensione di alimentazione. La resistenza da 1 ohm, ha il compito di limitare la corrente che scorre nel transistor a un valore accettabile, e che in regime di fun-

zionamento normale è eguale a circa 3A; la caduta di tensione sarà quindi di 3 V.

Durante picchi di corrente al momento dell'accensione o per sbalzi di temperatura, che possono portare momentaneamente fuori caratteristica il transistor, la caduta di tensione aumenta considerevolmente sino a un valore di $7 \div 8$ V; anche in questo caso, comunque, il rendimento della bobina non ne risulta minimamente influenzato. Questa resistenza può dissipare una potenza di 100 W: è custodita da

spinterogeno, e i tre scaricatori che proteggono il transistor da eventuali sovratensioni.

Esaminando il circuito elettrico risulta evidente come, a puntine chiuse, la base del transistor sia fortemente negativa rispetto all'emettitore: la corrente che scorre nello stesso è quindi massima e il primario della bobina può caricarsi a un valore elevato di magnetizzazione.

La corrente che scorre nelle puntine corrisponde alla corrente di base del tran-

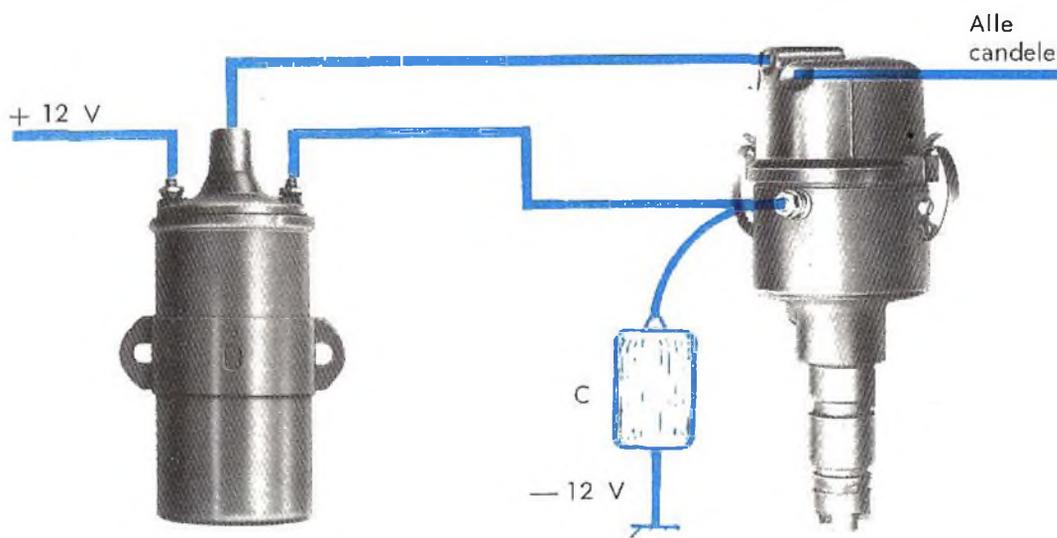


Fig. 7 - Collegamenti relativi al sistema tradizionale.

un involucro metallico rigidamente fissato al corpo della bobina; la distanza dalla bobina stessa o da altri elementi del circuito è tale da consentire una ottima dispersione di calore.

Il secondo componente comprende il transistor, montato su un adatto dissipatore realizzato in trafilato di alluminio. Di fianco al dissipatore è fissata la resistenza di polarizzazione del transistor, il diodo che fa capo alle puntine dello

sistore: la forte corrente di comando della bobina scorre invece nella giunzione collettore-emettitore. All'atto dell'apertura delle puntine il transistor viene portato immediatamente all'interdizione, poiché la base risulta allo stesso potenziale dell'emettitore: la corrente nel primario della bobina cadrà praticamente a zero, mentre sul secondario sarà presente un picco di tensione corrispondente a circa 30.000 V.

I tre scaricatori, ai quali si è precedentemente accennato, hanno il compito di fugare eventuali sovratensioni presenti sulle giunzioni del transistor: al loro pronto intervento è legata la vita di questo prezioso elemento, il quale può sopportare forti correnti, ma risulta irrimediabilmente danneggiato da sovratensioni che durino anche solo pochi istanti. Questi scaricatori sono di due tipi: quello collegato tra collettore ed emettitore ha un valore di « break » notevolmente superiore

to che la corrente media di assorbimento del sistema rimane praticamente la stessa del sistema tradizionale, non è necessario modificare in alcun modo tale componente. Come risulta evidente dall'esame dello schema elettrico, il funzionamento dell'accensione elettronica UT/22 sarà lo stesso per qualsiasi regime di rotazione del motore: la corrente elevata, per comandare la bobina, non percorre più le puntine, che in questo compito sono state sostituite dal transistor, al quale può es-

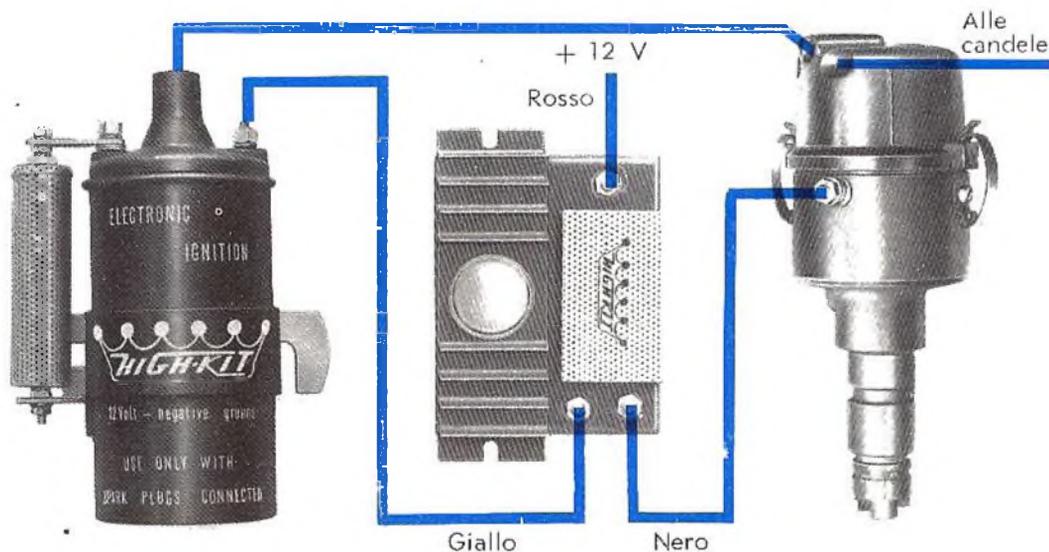


Fig. 8 - Collegamenti del sistema elettronico HIGH KIT: si noti la stretta equivalenza col sistema tradizionale.

re agli altri due, collegati tra base collettore e base emettitore: l'impiego di questi nuovi componenti ha consentito di eliminare i diodi zener. Anche il diodo collegato in serie alle puntine ha lo scopo di proteggere il transistor: è un diodo da 1,5 A/400 V, consente una rapida commutazione in senso diretto, e presenta in senso inverso una elevatissima resistenza.

L'interruttore indicato corrisponde alla chiave di accensione dell'autovettura: da-

sere affidato con piena sicurezza un numero infinito di commutazioni.

INSTALLAZIONE DELL'ACCENSIONE ELETTRONICA HIGH-KIT SU UN'AUTOVETTURA

Come precedentemente accennato, l'accensione elettronica HIGH-KIT modello UT/22, può essere installata su qualsiasi tipo di autovettura dove le caratteristiche

dell'impianto elettrico siano: **12 V - negativo a massa**. E' quindi escluso il funzionamento su vetture a 6 V, 24 V, e positivo a massa. Non solo il sistema non funzionerebbe, ma risulterebbe immediatamente danneggiato.

Per installare l'accensione elettronica occorre svolgere alcune operazioni meccaniche, ed effettuare pochi collegamenti elettrici.

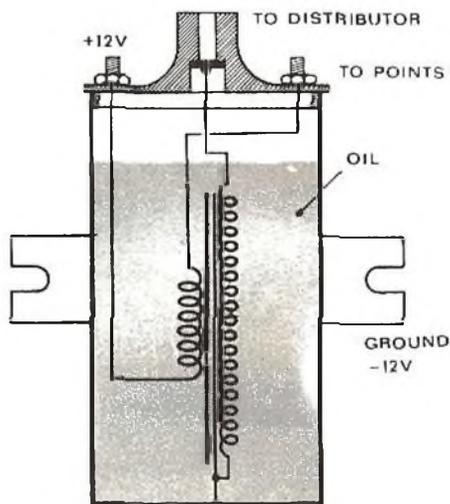


Fig. 9 - Sezione di bobina spinterogeno.

Le operazioni meccaniche riguardano la sostituzione della bobina preesistente con quella HIGH-KIT; a tale scopo il fissaggio di quest'ultima è stato previsto secondo lo standard internazionale: medesima foratura ed uguale distanza fra i bulloni di fissaggio. Il circuito comprendente il transistor deve essere collocato

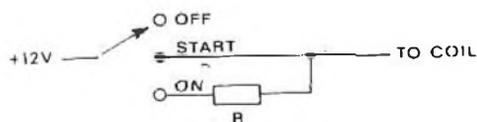


Fig. 10 - Resistenza limitatrice di corrente collegata in serie al circuito d'accensione. Adottando l'accensione elettronica HIGH-KIT detta resistenza (presente su alcune autovetture di costruzione USA) deve essere eliminata o, più semplicemente cortocircuitata.

nelle immediate adiacenze della bobina: è opportuno che il luogo scelto per il fissaggio risulti sufficientemente areato quando la vettura è in movimento; in pratica qualsiasi ubicazione andrà bene, all'infuori di una sistemazione vicino al collettore di scarico, che è il punto più caldo del motore. Il fissaggio del dissipatore può essere fatto con dadi e bulloni, o con viti di tipo autofilettante; la soluzione migliore andrà scelta conformemente al tipo di vettura e allo spazio disponibile nel vano motore. Controllare quindi che i due componenti, e in special modo la bobina, non siano soggetti a vibrazioni, che col tempo porterebbero ad un affaticamento delle viti di fissaggio e quindi a contatti imperfetti o addirittura a rotture meccaniche. Sotto il profilo elettrico ricordiamo che il dissipatore non abbisogna di alcun collegamento di massa; al contrario della bobina, dato che questa invece chiude il circuito del primario attraverso la resistenza di carico fissata sul fianco.

Prima di fissare la bobina al telaio dell'autovettura, ravvivare con una lima la superficie di contatto; usare bulloni di fissaggio completi di ranelle « grower », e curare che i dadi siano serrati perfettamente.

Per i collegamenti elettrici è utile fare riferimento alle fig. 7 e 8 le quali mettono in evidenza la disposizione di un sistema tradizionale e del sistema elettronico HIGH-KIT. I collegamenti relativi al sistema tradizionale possono riassumersi in:

- Collegamento del + 12 V; un filo proveniente dal cruscotto, attraverso la chiave d'accensione arriva a un terminale della bobina.
- Collegamento delle puntine dello spinterogeno; il secondo terminale della bobina è connesso al morsetto dello

spinterogeno, che internamente fa capo alle puntine. Sullo stesso contatto vi è un condensatore, il cui compito è quello di ridurre lo scintillio che si verifica sulle puntine.

Collegamento dell'alta tensione; dal nasello centrale della bobina un conduttore di elevato isolamento porta la tensione del secondario della bobina sino al contatto centrale del distributore rotante.

lo » del centralino di comando.

- Collegamento delle puntine dello spinterogeno; dal morsetto sullo spinterogeno al terzo punto di collegamento sul centralino di comando corrispondente al colore « **nero** ». Per un migliore rendimento del sistema il condensatore collegato sullo spinterogeno può essere staccato.
- Collegamento dell'alta tensione; come per il sistema tradizionale, dal nasello



Fig. 11 - Esempio di installazione su una autovettura di produzione USA.

I collegamenti relativi invece all'accensione elettronica HIGH-KIT sono:

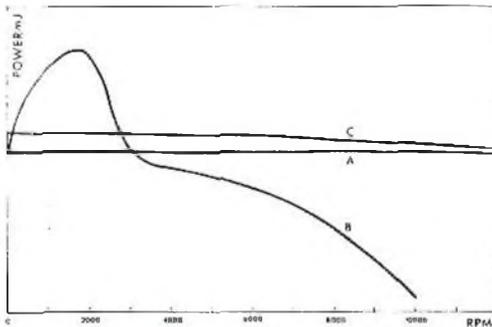
- Collegamento del + 12 V; precedentemente allacciato a un terminale della bobina, ora deve essere connesso al morsetto « **rosso** » del centralino di comando.
- Collegamento del primario della bobina; dalla bobina al morsetto « **gial-**

centrale della bobina sino al contatto centrale del distributore rotante: usare filo ad altissimo isolamento.

OPERAZIONI FINALI

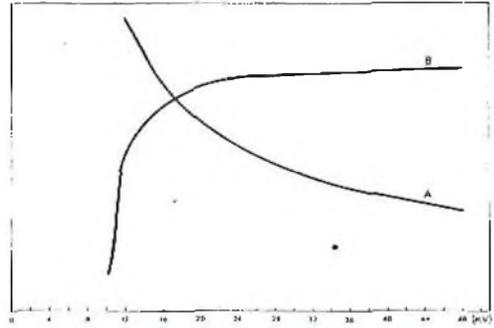
Prima di porre in movimento il motore della vettura si consiglia di effettuare un controllo di tutte le parti elettriche relative all'accensione.

- Controllo delle candele; smontare tutte le candele, pulirle, controllare che la distanza fra gli elettrodi sia quella consigliata dal costruttore: se la vettura ha percorso più di 10.000 km, sostituirle.
- Controllo delle puntine; togliere il coperschio del distributore, esaminare lo stato della camme, del reggispinta di fibra e delle puntine che andranno

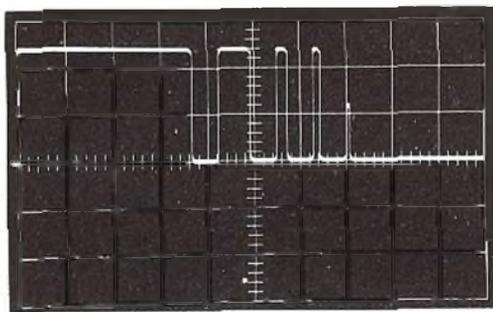


12 a - A) Potenza da fornire alle candele.
B) Sistema normale.
C) Sistema elettronico.

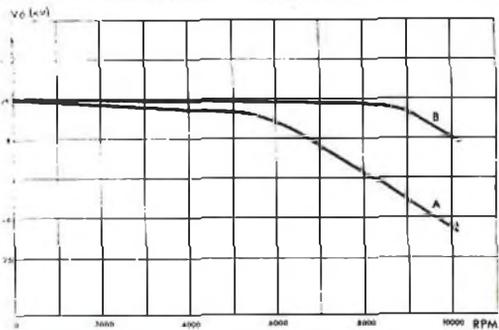
- polature o rigature di alcun genere.
- Controllo dei fili di collegamento; l'isolamento deve essere perfetto, la distanza dal motore o da altre parti dell'autovettura, per le minime dispersioni elettriche e termiche, quella prevista dal costruttore. Non esitare a sostituire i fili, o gli attacchi a candele e spinterogeno, se sussistono dubbi di funzionalità.



12 b - A) Vita delle candele in funzione della tensione applicata.
B) Potenza sviluppata dal motore.



12 c - Successivi rimbalzi per giri motore = 6000.



12 d - Tensione d'uscita per apertura puntine = 0,5 mm. (A) e 0,15 mm. (B).

pulite con una lima sottile o con della tela smeriglio finissima. Se presentano deterioramenti dovuti alle scintille troppo calde, procedere senz'altro alla sostituzione. Prima di chiudere la calotta effettuare un'accurata pulizia della stessa, assicurandosi che sia perfettamente asciutta e non presenti scre-

- Controllo della fase; l'angolo di anticipo sulla fase di accensione con l'applicazione dell'accensione elettronica non varia. Se si vogliono effettuare verifiche e controlli, rivolgersi, e affidare l'autovettura, solo a personale specializzato in possesso di attrezzature moderne ed efficienti.

**CONSIDERAZIONI PARTICOLARI
SULL'ADOZIONE
DEL SISTEMA ELETTRONICO**

Finora si è voluto considerare la semplice sostituzione della bobina con l'accensione elettronica HIGH-KIT: nessuna operazione particolare è stata indicata, nessuna manomissione si è consigliato di apportare agli altri elementi del motore: le caratteristiche finora descritte sono i risultati di una semplice sostituzione. Alcuni vantaggi intrinseci del sistema possono però essere sfruttati a fondo al fine di migliorare le caratteristiche di quella parte del circuito che è in comune ai due sistemi: ci si vuol riferire alle puntine ed alle candele. Si è esaminato il comportamento meccanico delle puntine ai vari regimi di giri, si è notato che au-

mentando la velocità (nell'ordine dei $4 \div 5.000$ giri/motore) si manifesta un fenomeno di rimbalzo dei contatti. Tale fenomeno diviene sempre più evidente all'aumentare del numero dei giri; esso si verifica al momento della richiusura dei contatti e si presenta (vedi fig. 12c) come una serie di riaperture e richiusioni di durata sempre minore fino allo smorzamento completo dell'oscillazione.

Ai fini del funzionamento elettrico il rimbalzo delle puntine significa una diminuzione della tensione in uscita: tale riduzione è spiegata dal fatto che durante le riaperture di rimbalzo si perde una energia notevole a causa della riduzione del tempo utile di carica della bobina. E' evidente che se il circuito induttivo non si carica completamente al valore nominale di corrente, la tensione secondaria che ne

ELENCO MATERIALI

SIGLA	SIMBOLO	DESCRIZIONE	N.
HK/320	L1	Bobina EAT	1
—	Q1	Transistore + accessori per montaggio	1
—	D1	Diodo	1
HK/119	R1	Resistenza 1Ω 100 W	1
HK/120	R2	Resistenza $33,5 \Omega$ 10 W	1
IVS20	—	Scaricatore	2
IVS70	—	Scaricatore	1
HK/521	—	Telaio verniciato nero	1
HK/522	—	Dissipatore alluminio ossidato nero	1
HK/523	—	Coperchio verniciato nero	1
HK/525-R	—	Ponte metallico Bobina /1	1
HK/618-R	—	Dado 5MA	4
HK/619-R	—	Ranella 5 mm	9
HK/620-R	—	Vite 5MA x 20	3
HK/621	—	Pagliette 5 mm	5
HK/622-R	—	Dado cieco 5MA x 10	6
HK/602-R	—	Dado 3MA	2
HK/623-R	—	Rane e 3 mm	2
HK/624-A	—	Grower 5 mm	10
HK/625-A	—	Grower 3 mm	2
HK/617-C	—	Ranella isolante in moplen rosso	1
HK/617-A	—	Ranella isolante in moplen nero	1
HK/617-E	—	Ranella isolante in moplen giallo	1
C/312	—	Tubetto di vipla \varnothing 10 mm	mm. 30
HK/627	—	Ranella di fibra 5 mm x 8	3
HK/628	—	Ranella di fibra 5 mm x 16	6
HK/054	—	Imballo	1
HK/056	—	Manuale istruzione	1

risulta sarà notevolmente inferiore. Il rimbalzo delle puntine è influenzato da vari fattori meccanici fra cui: la distanza fra i contatti, la forza della molla di richiamo e la velocità di azionamento; è evidente che gli elementi su cui si può agire sono i primi due. Nel sistema tradizionale tali elementi sono stati dimensionati in maniera compatibile col fenomeno della scintillazione. Infatti, per limitarla, si è dovuto adottare una certa distanza fra i contatti a puntine aperte e ciò è la prima causa del rimbalzo degli stessi. Il sistema elettronico, grazie alla minore tensione applicata ai contatti consente di ridurre notevolmente la distanza di apertura e di conseguenza il fenomeno del rimbalzo. Da prove effettuate si è scesi fino a un decimo di millimetro di apertura: in questa condizione il fenomeno del rimbalzo, che prima si manifestava a $4 \div 5.000$ giri, ora inizia a circa 8.000 giri (vedi fig. 12d curva A e B); la modifica in oggetto permette inoltre di aumentare il tempo utile di carica (periodo in cui le puntine sono chiuse) migliorando ulteriormente l'ampiezza della tensione sulle candele.

A proposito di quest'ultime sono stati condotti severi esami, sia sulla vita in funzione della tensione di accensione, che sul rendimento della combustione della miscela in funzione della potenza di scintilla fra i contatti della candela. Questi studi hanno consentito di determinare un appropriato rapporto di trasformazione sulla bobina che fornisca alle candele la massima tensione di scarica, e il migliore compromesso fra la vita delle candele e il rendimento della combustione nei cilindri.

L'energia di scarica poi, contrariamente al sistema tradizionale, rimane regolarmente uniforme. La modifica quindi che può riguardare le candele è una spaziatura dei contatti delle stesse, spaziatura che può raggiungere anche i 2 mm: in tale modo la scintilla che ne risulta è più energica, dato che la resistenza di scarica nei gas è ad andamento negativo; inoltre il consumo degli elettrodi risulta diminuito in proporzione inversa all'entità dell'allontanamento. La conseguenza pratica

è un incredibile aumento della vita delle candele: all'incirca 3-4 volte la durata garantita dal costruttore. Infine si vuole accennare al condensatore normalmente collegato ai capi delle puntine; questo componente, che risulta indispensabile nel sistema tradizionale, può essere con vantaggio eliminato. Una parte di meno funzionante, da controllare periodicamente, e da sostituire.

CONCLUSIONI

Le modifiche risultanti se da un canto assicurano un lieve miglioramento delle prestazioni del motore soprattutto agli elevatissimi regimi di rotazione, dall'altro implicano un intervento su componenti quali puntine, angolo di fase del distributore, ecc., che deve essere affidato esclusivamente a personale altamente specializzato, e in possesso dei migliori strumenti per la verifica dei motori. Affidandosi a personale non specializzato o, peggio ancora, effettuando da sé tali modifiche, si incorre nel gravissimo pericolo di manomettere i circuiti e porre il motore in una situazione di funzionamento errata; ciò può portare, nei vari casi, a « battiti in testa », surriscaldamento e conseguente bruciatura delle valvole di scarico, ritorni di fiamma nel carburatore, ossidazione e bruciatura dei contatti del distributore, consumo prematuro dei diversi organi maggiormente colpiti e sollecitati. In questo caso la ricerca della perfezione può condurre ad un deterioramento del motore e a deduzioni sbagliate sulle funzionalità e vantaggi dell'accensione elettronica applicata. L'HIGH ha realizzato un'apparecchiatura che basa i propri pregi sulla non necessità di modificare in alcun modo l'impianto e i componenti dell'autovettura; basa la propria esperienza su rilevazioni e collaudi eseguiti su autovetture che hanno percorso complessivamente 10 milioni di km, su strade e in condizioni climatiche diverse. E' quindi orgogliosa di presentare all'industria automobilistica il più funzionale e collaudato sistema di accensione elettronica a transistori.

**l'accensione
elettronica
è reperibile
presso tutti
i punti di vendita**



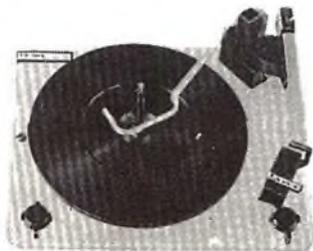
**numero
G.B.C.
Z/717**

**Prezzo
netto
lire
29.600**

LESA

per l'industria:

**GIRADISCHI
CAMBIADISCHI
POTENZIOMETRI
MACCHINARIO ELETTRICO**



LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO
LESA OF AMERICA - WOODSIDE N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i.Br. • LESA FRANCE - LYON • LESA SUISSE - BELLINZONA

TRANSISTORI « ATES » ED EQUIVALENTI

Tipi ATES	Applicazioni	Tipi Similari	
		Europei	Americani
AF 164	RF Amplificatore FM	AF114-AF124-SFT358	2N1177
AF 165	Convertitore autodyna FM	AF115-AF125-SFT357	2N1178/7
AF 166	Amplificatore F.I. AM/FM	AF116-AF126-SFT316	2N1180
AF 168	Convertitore autodyna AM fino a 27 MHz	AF115-AF125-SFT354	2N2083
AF 170	Convertitore autodyna AM fino a 1,5 MHz	AF117-AF127-SFT320 SFT317-319	2N1639
AF 171	Amplificatore F.I. AM 450 kHz	AF 117	—
AF 172	Amplificatore F.I. AM 450 kHz	AF117-AF127-SFT319	2N1638
AC 134	Amplificatore audio segnale debole	OC71-AC151-SFT351/2/	2N406
AC 135	Amplificatore audio segnale debole-segnale forte	OC72-AC151-SFT322/3	2N408
AC 136	Amplificatore audio segnale forte	OC74-AC121-SFT322/3 OC72-AC132	2N109
AC 137	Amplificatore audio segnale debole alto guadagno	AC126-AC107-SFT353- SFT337	—
AC 138	Amplificatore audio segnale debole	OC75-AC151-SFT352/3	TA2063
AC 139	Amplificatore audio segnale forte	AC128-AC153-SFT325	40253
AC 141	NPN Amplificatore audio segnale forte	AC127-SFT377	2N647
AC 142	PNP Amplificatore audio segnale forte	AC128-AC153-SFT325	2N217
AD 142	Amplificatore audio segnale forte	OC26-AD149-SFT240 SFT239	2N2870 2N301A
AD 143	Amplificatore audio segnale forte	OC26-AD150-SFT213/4	2N2869
AD 145 (TA203)	Amplificatore audio segnale forte	OC16	—
AL 100	Potenza, commutaz., ampl. deflessione orizzontale tubi 90°	AU103-AU105-AD168	2N1906
AL 101	Potenza, commutaz. rapida-ampl. lineare larga banda segnale forte	AU102	2N1905
AL 102	Amplificatore audio Hi-Fi segnale forte	AD167	2N2147
AL 103	Amplificatore audio Hi-Fi segnale forte	AD166	2N2148
AA 121	Diodo		
AA 123	Diodo		

Nota: La somiglianza non sempre implica una intercambiabilità diretta, a causa di possibili differenze nelle caratteristiche meccaniche e/o elettriche.

RADIO MICROFONO FM 91,5-103,5 MHz

Presentiamo ai nostri lettori un interessante radio-microfono, che opera a modulazione di frequenza nella gamma 91,5-103,5 MHz e quindi può funzionare in collegamento con un normale radio-ricevitore FM

La sua portata può essere estesa fino a circa 50 metri mediante qualche semplice modifica suggerita dallo stesso costruttore.

Il circuito (fig. 2) comprende quattro transistori al silicio. La stabilità della frequenza è ottima grazie al forte isolamento tra l'antenna e l'oscillatore. La riproduzione del suono può definirsi di alta fedeltà, grazie all'alto guadagno e alla forte controreazione negativa. Naturalmente l'uso di un microfono esterno, collegato tramite l'apposito jack, può migliorare ulteriormente le prestazioni. L'impedenza del microfono supplementare deve essere compresa tra 500 e 3.000 Ω .

Caratteristiche:

Peso: 150 g

Dimensioni: 25 x 58 x 82 mm

Alimentazione: batteria da 9 V

Gamma di frequenza: 91,5-103,5 MHz

Portata: 50 metri (max)

Irradiazione: circa 50 μ V/m a 15 metri

Modulazione: \pm 75 kHz

Microfono piezoelettrico incorporato

Pulsante di chiamata: provoca l'emissione di un suono continuo di 1.000 Hz per la sintonizzazione del ricevitore.

Risposta audio-frequenza: \pm 3 dB da 20 a 20.000 Hz.

Le operazioni necessarie per mettere in opera il radio-microfono sono le seguenti:
1) Accendere il ricevitore FM e lasciarlo scaldare per circa 10 minuti. In tal modo si stabilizzano tutti i circuiti e si evita la « deriva » della frequenza.



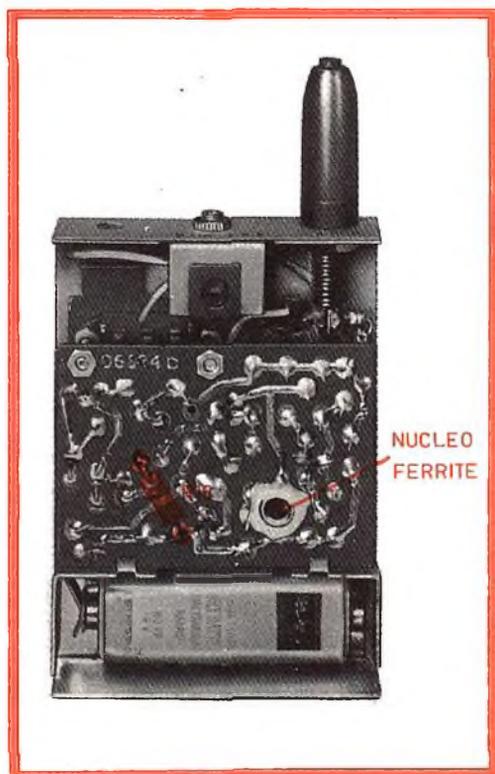


Fig. 1 - Il Radio-microfono visto dal retro. Si vede dove va collegata la resistenza R16.

2) Spostare l'interruttore sulla posizione « ON » e premere il pulsante rosso « SPOT ».

3) Sintonizzare il ricevitore finché si sente forte e nitido il sibilo di 1.000 Hz emesso dal radio-microfono, quindi inserire il controllo automatico della frequenza (A.F.C.), se esiste.

4) Lasciare libero il pulsante « SPOT ».

5) Parlando con tono di voce normale ad una distanza di 10-20 cm dal microfono si avrà una modulazione di livello appropriato.

6) Se c'è una stazione trasmittente che interferisce durante il collegamento col radio-microfono, spostare la sintonia del ricevitore alla ricerca di un canale libero tra 91,5 e 103,5 MHz, quindi, mantenendo premuto il pulsante « SPOT », ruotare lentamente il nucleo in ferrite visibile dal foro praticato sul retro del radiomicrofono

no finché si sente il solito sibilo di 1.000 Hz. Non forzare il nucleo se è arrivato a fine corsa.

7) Distorsione o taglio dei suoni si verificano quando si parla troppo forte o troppo vicino al microfono. E' il fenomeno della supermodulazione. In tal caso basta abbassare il tono di voce o allontanare leggermente il microfono dalla bocca.

COME AUMENTARE LA POTENZA

Togliendo il coperchio si vede il circuito stampato dalla parte delle saldature (fig. 1): su di esso sono segnati due punti rossi tra i quali va saldata una resistenza (R 16) da 10 k Ω -1/4 W - 10 %. Con questa modifica la potenza irradiata viene triplicata e la deviazione raddoppiata.

Eliminando il condensatore C12 e la resistenza R14 (vedi schema) si ha un ulteriore aumento della potenza irradiata. Infine sostituendo l'antenna in dotazione con una di maggiore lunghezza si ha un aumento della portata. Per far ciò basta togliere il cappuccio in plastica e saldare allo spinotto un filo di almeno 75 cm di lunghezza.

E' ovvio che anche l'antenna del ricevitore ha molta importanza. I tipi raccomandati sono il dipolo convenzionale o l'antenna a « orecchie di coniglio ». La polarizzazione deve essere verticale, quindi il dipolo, ad esempio, deve essere posto in posizione verticale. L'antenna a orecchie di coniglio in posizione a « V » è normalmente polarizzata in senso verticale.

Gli impieghi che si possono suggerire per il radio-microfono sono numerosissimi: basta ricordare i lavori teatrali o televisivi, in cui il filo di collegamento di un microfono tradizionale impedirebbe agli attori di muoversi liberamente sul palcoscenico; le conferenze, le radiocronache, le comunicazioni da una stanza all'altra. Può essere usato anche con strumenti musicali tramite microfono supplementare a contatto.

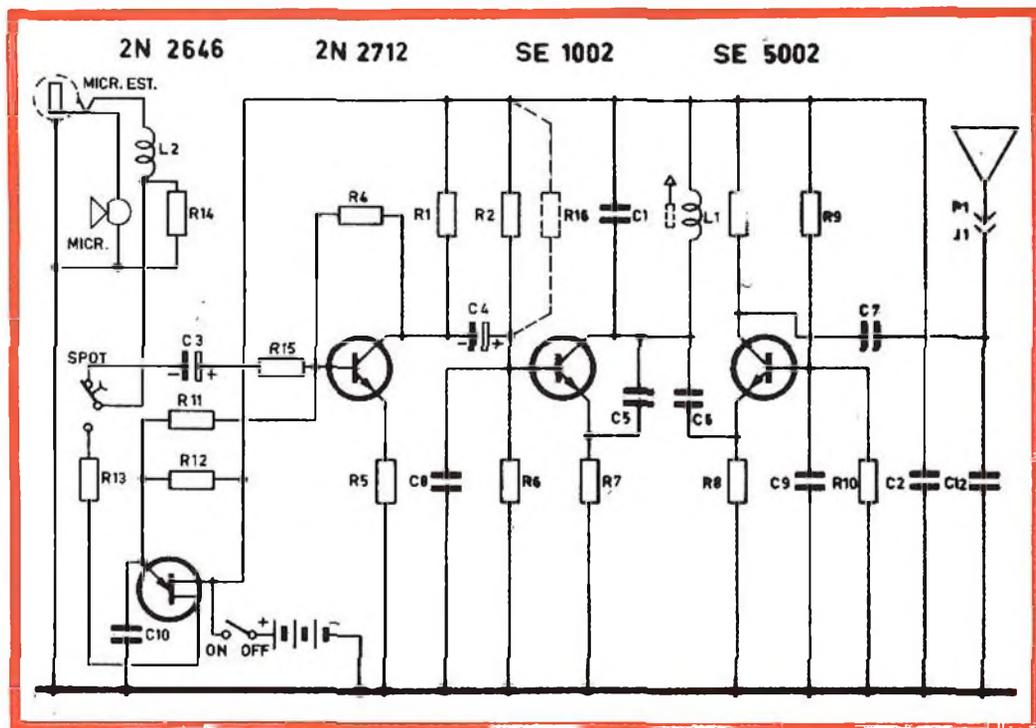


Fig. 2 - Schema elettrico del Radio-microfono FM.

Resistenze

R1	=	10	kΩ
R2	=	47	kΩ
R3	=	470	Ω
R4	=	100	kΩ
R5	=	47	Ω
R6	=	10	kΩ
R7	=	3	kΩ
R8	=	1	kΩ
R9	=	15	kΩ
R10	=	10	kΩ
R11	=	5,6	MΩ
R12	=	470	kΩ
R13	=	270	Ω
R14	=	220	Ω
R15	=	1	kΩ
R16	=	10	kΩ

Condensatori

C1	=	12	pF
C2	=	0,002	μF
C3	=	5	μF - 12 V
C4	=	5	μF - 12 V
C5	=	1,8	pF
C6	=	1	pF
C7	=	5	pF
C8	=	0,002	μF
C9	=	0,002	μF
C10	=	0,002	μF
C12	=	2	pF

Transistori

2 N 2646
 2 N 2712
 S E 1002
 S E 5002

Nota: tutte le resistenze sono da 1/4 W 10 %.

Il radio-microfono FM - Cadre Consort è distribuito dalla G.B.C. col N. di catalogo Q/120 al prezzo netto di lire 49.000.



TELE-WEST



« Gli Apaches ci attaccano nelle retrovie, mio Generale! ... ».



« Bugiardo! pretendi d'amarmi alla follia e la tua valvola di pressione segna solo cinque gradi! ... ».

TELE-WEST



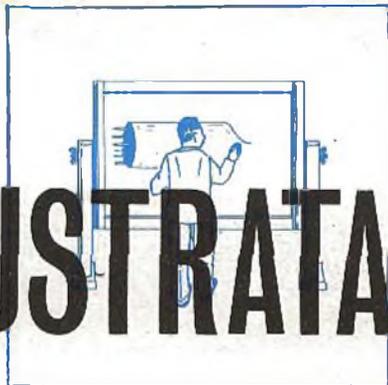
« È l'ultimo grido in fatto di tatuaggi di guerra, Occhio d'Aquila: me l'ha assicurato un mio amico viso pallido che lavora alla televisione ... ».



« È la lampada ultimo grido per i gialli-TV, caro ».

l'elettronica

ILLUSTRATA



In precedenza abbiamo illustrato i fenomeni salienti che interessano la produzione del suono. Ci occuperemo in questa puntata della trasmissione e della ricezione del suono portato nello spazio dalle onde elettromagnetiche. Prima dovremo chiarire ancora alcuni concetti.



Le onde elettromagnetiche trasportano nello spazio le onde sonore in forza di un processo di modulazione di cui ci occuperemo più avanti. L'onda elettromagnetica per questa sua caratteristica viene chiamata « onda portante ».

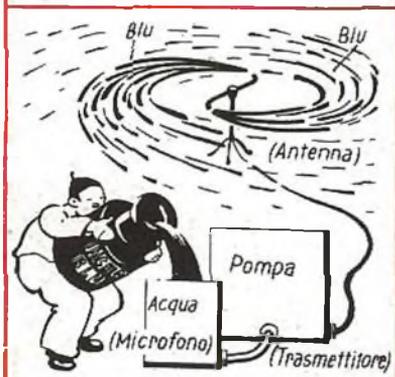


Un'analogia idraulica di questo processo può essere data da un diffusore di acqua di quelli impiegati nei prati. L'acqua viene gettata in tutte le direzioni alla stessa guisa che l'antenna irradia in tutte le direzioni l'onda portante.





Il trasmettitore « pompa » onde elettriche nell'antenna.



Con il diffusore possiamo diffondere non solo acqua pura ma ovviamente anche acqua colorata a nostro piacimento, allo stesso modo l'antenna può irradiare non solo la pura onda elettromagnetica ma anche onde modificate dalla voce o dalla musica.



L'onda « portante » trasporta e irradia nell'etere il suono o la voce; le oscillazioni meccaniche del suono che possono propagarsi solo in un mezzo materiale vengono trasformate in oscillazioni elettromagnetiche capaci di raggiungere qualsiasi punto della terra e dello spazio.

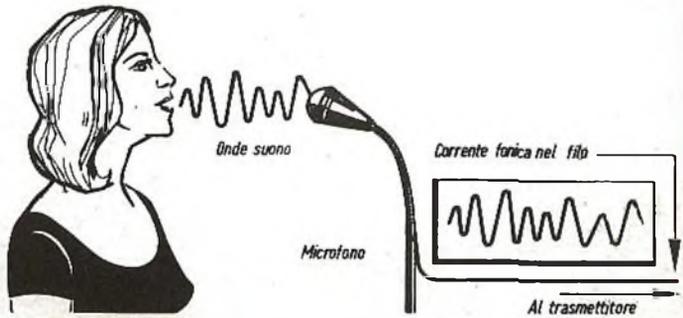


Un'onda elettromagnetica « portante » ha una frequenza ben determinata per esempio Milano I ha una frequenza di 899 kHz corrispondente ad una lunghezza d'onda di 333,7 m.

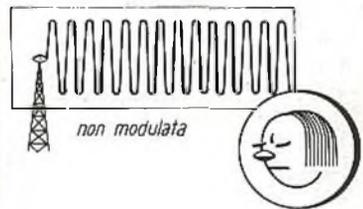
Un'onda elettromagnetica modificata da un'onda sonora (parola-musica) è chiamata onda « modulata », viceversa l'onda elettromagnetica da sola e non modificata viene chiamata onda « non modulata ».



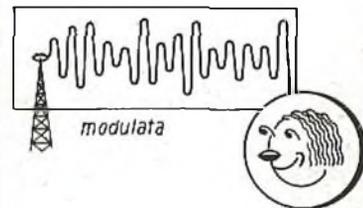
Onda sonora trasformata in un'onda di tensione.



Onda elettromagnetica non modulata.



Onda elettromagnetica modulata dalla precedente onda sonora.

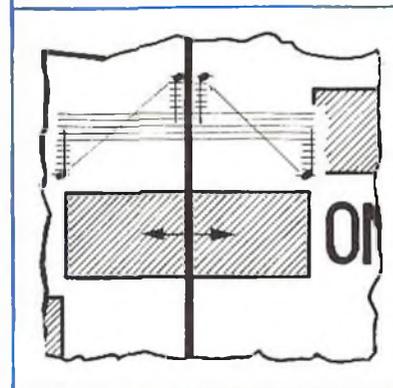




Cerchiamo di ricevere (sintonizzarsi) col nostro ricevitore la stazione di Milano I.



Vedremo che portando l'indice della scala in corrispondenza del contrassegno che individua Milano I, possiamo spostarlo di un poco a destra e a sinistra di questo punto (corrispondente alla frequenza di 899 kHz) senza per questo cessare di udire l'emittente.



Spostando ancora di più l'indice a destra o a sinistra del punto corrispondente alla frequenza della portante, ci accorgeremo che sentiremo meglio i toni alti della trasmissione mentre quelli bassi scompariranno del tutto.



Maggiore è la banda di frequenza del segnale audio e tanto più grande sarà lo spazio entro il quale è possibile ancora udire l'emittente (sintonizzarsi). Siccome però il numero delle emittenti è grande e la banda è limitata, non si potrà trasmettere tutta la banda delle frequenze audio (20 Hz-20 kHz); diversamente le stazioni si sovrapporrebbero interferendosi una con l'altra.

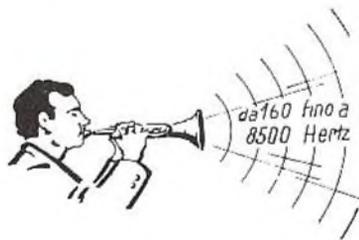
Questo è il motivo per cui ogni emittente non può trasmettere una gamma di frequenze audio più larga di quella convenuta.



Quando più sopra abbiamo parlato di una banda di frequenze audio volevamo significare tutta la gamma dei suoni udibili. Per esempio la banda dei suoni emessi da un pianoforte va dalle note basse, 26,6 Hz a quelle più alte e cioè 4096 Hz.

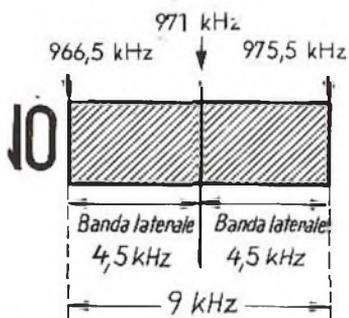


Se poi si considerano le armoniche, le quali, com'è noto, sono frequenze multiple della fondamentale e sono quelle che caratterizzano il suono di un dato strumento si vede come la gamma si estenda in realtà oltre la frequenza più elevata della fondamentale. Nel caso di una cornetta si arriva fino alla frequenza di 8500 Hz.

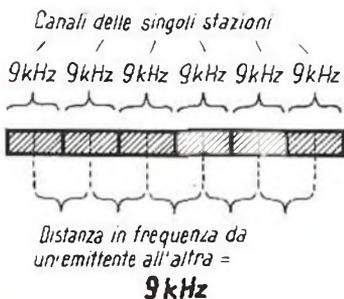


Supponiamo ora che l'emittente di Milano voglia trasmettere un « a solo » di cornetta. Durante la modulazione della portante verrà occupato uno spazio di frequenza pari a 8500 Hz situato da una parte e dall'altra della frequenza della portante. Evidentemente nei due canali delle trasmettenti adiacenti a Milano si avrà un'interferenza.

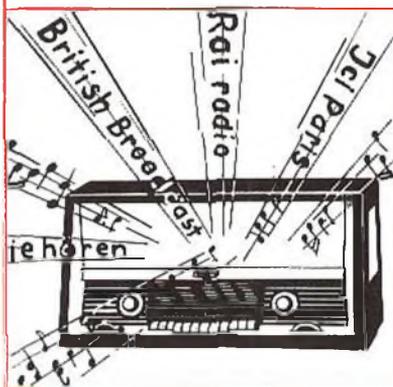




In realtà la stazione di Milano, può occupare uno spettro di frequenza non oltre i 4500 Hz da una parte e dall'altra della frequenza della portante.

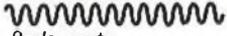


Se vogliamo inserire molte trasmettenti in una determinata banda di frequenze è necessario fissare per ciascuna di esse « lo spazio » che dovrà occupare lungo lo spettro delle frequenze della banda. Ciò si ottiene assegnando a ciascuna emittente una larghezza di banda di 9 kHz, corrispondenti ad una massima frequenza audio di 4500 Hz al di qua e al di là della frequenza della portante. La riproduzione audio viene considerevolmente « spogliata » delle frequenze superiori; ma data la strettezza della banda assegnata alle onde medie e dato il gran numero di trasmettitori operanti su questa banda, non c'era altra via da scegliere.



Questa è la regola, ma purtroppo non viene osservata. Basta infatti accendere alla sera un radiorecettore e esplorare la banda delle onde medie per accorgersi che ben poche stazioni possono essere udite senza interferenza. Perché? Facciamo un po' i conti; la banda delle onde medie va da 1605 a 535 kHz circa (189 ... 560 m); supponendo che ogni stazione operante su questa banda (1070 kHz) occupi un canale di 9 kHz, possono essere inserite circa 120 stazioni. In pratica se ne contano più di 400. Ecco il perché delle interferenze!

Numero di trasmettitori

Tipi di onde:	
 Onde lunghe (2000-1050m)	15
 Onde medie (fra 600 e 180m)	120
 Onde corte (fra 50 e 11,5m)	2000

Ancora meno stazioni possono essere inserite nella banda delle onde lunghe. Infatti tra 1050 e 2000 m (285 ... 150 kHz) abbiamo una larghezza di banda di 135 kHz, nella quale solo 15 stazioni possono essere collocate. Nella banda delle onde corte le cose vanno meglio. Per esempio, tra 11,5 e 50 m (26100 kHz ÷ 5950 kHz) si possono piazzare ben 2000 stazioni con un canale largo 10 kHz. Ma anche questa banda è stata presto « riempita »; attualmente si è ricorsi alla banda delle frequenze ultracorte (VHF) le quali grazie ad uno speciale sistema di modulazione (modulazione di frequenza) consentono non solo il « piazzamento » di molte emittenti ma anche l'allargamento della banda audio trasmessa la quale da 4,5 kHz diventa circa 15 kHz.

STEREO CUFFIE

“*Superex*”



Negli Stati Uniti continuano a diffondersi le cuffie stereo per ascolto personale, grazie ai modelli a larga banda e a risposta lineare messi sul mercato da molte Case.

A testimoniare l'interesse per l'ascolto in cuffia basta ricordare che una Casa americana ha creato recentemente un amplificatore a transistori appositamente studiato per le cuffie, che riceve il segnale da un pick-up magnetico, o un sintonizzatore o un registratore e alimenta due cuffie separatamente.

Uno degli impieghi meno noti ma non per questo meno interessanti per le cuffie è come apparecchi audio analgesici.

Molti dentisti infatti le hanno adottate per coprire il sibilo del trapano e attenuare così la sensazione dolorifica del paziente.

Una tra le maggiori Case costruttrici americane è la « **Superex** » che ha una gamma estesissima di cuffie, per usi professionali o domestici, con microfono o senza. I due modelli che presentiamo sono i più diffusi.

Il mod. **ST-M** « **Superex** » (vedi foto in alto) è una cuffia stereofonica professionale dalle prestazioni eccezionali. Essa elimina infatti ogni effetto di rimbombo o

di risonanza dell'ambiente e dà un suono limpido e pulito, che corrisponde in ogni dettaglio a quello inciso sul disco o registrato sul nastro.

In ciascun auricolare sono compresi un woofer dinamico ed un tweeter ceramico, con rete crossover miniaturizzata. La banda riprodotta copre l'intera gamma udibile e va da 20 a 20.000 Hz. I soffici cuscinetti in plastica eliminano qualsiasi rumore esterno.

Ciascun auricolare è provvisto di controllo potenziometrico dei toni alti.

Le caratteristiche sono le seguenti:

Risposta di frequenza:	20 ÷ 20.000 Hz
Impedenza:	4 ÷ 16 Ω
Potenza nominale:	20 mW
Potenza massima:	2 W
Cordone di collegamento:	2 m (con spinotto stereo)
Peso:	580 g

N.° G.B.C. P/392

Prezzo netto: Lire 29.500.

La stereo-cuffia Hi-Fi « **Superex** » mod. **SX-800** è invece un apparecchio di grande leggerezza (pesa solo 330 g) fornito di riproduttori dinamici a larga banda.



Stereo-cuffia « Superex » mod. SX-800

La forma compatta ed i morbidi cuscinetti in plastica, garantiscono un ascolto confortevole ed un perfetto isolamento dai rumori ambientali.

Caratteristiche:

Risposta di frequenza:	40-14.000 Hz
Impedenza:	4 ÷ 16 Ω
Potenza nominale:	15 mW
Potenza massima:	500 mW
Cordone di collegamento:	2 m (con spinotto stereo)
Peso:	330 g

N.° G.B.C. P/390

Prezzo netto: Lire 22.500.

Collegamento stereo

Le stereo-cuffie «-Superex » vengono fornite complete di spinotto stereo, che va inserito nell'apposito jack nell'amplificatore.

Se però l'amplificatore ne è sprovvisto è necessario staccare lo spinotto e collegare i quattro fili rimasti liberi con altrettanti spinotti singoli del tipo adatto. Il filo nero costituisce la massa del canale destro, mentre il rosso ne è il lato caldo; il filo bianco invece è la massa del canale sinistro, mentre il verde è il positivo, sempre del lato sinistro.

Le cuffie possono essere alimentate tramite le uscite a 4;8 o 16 Ω dell'amplificatore.

Collegamento monoaurale

Per collegare la cuffia ad un amplificatore monoaurale basta mettere insieme i fili bianco e nero per fare la massa, ed i fili rosso e verde per fare il lato caldo.

Collegamento di più cuffie

Volendo collegare diverse cuffie ad una stessa uscita basta semplicemente fare il parallelo, collegando insieme i fili di ugual colore, cioè nero con nero, bianco con bianco, rosso con rosso e verde con verde.

Messa a punto

Gli auricolari vanno sistemati in modo che non vi siano infiltrazioni d'aria nelle orecchie, così da evitare la percezione di tutti i rumori esterni.

L'auricolare al quale è connesso il filo di collegamento corrisponde al canale sinistro.

Fin dal primo ascolto in cuffia vi meraviglierete che nei vostri dischi ci siano tanti suoni, tante sfumature che non avete mai apprezzato.

Questi suoni evidentemente venivano dispersi nell'ascolto con altoparlanti.

In certi casi vi sembrerà di udire una specie di sibilo, che può dipendere dall'usura del disco, ma può anche essere causato dalle valvole, specialmente se sono un po' vecchie.

Ovviamente le cuffie sono puramente passive e non producono alcun rumore, solo riproducono fedelmente i segnali che ricevono.

In ogni caso sul mod. ST-M tramite il controllo degli alti si può eliminare ogni disturbo. Ruotando in senso orario le manopole di controllo si ha la massima uscita sui toni alti; per attenuarli invece basta ruotare in senso anti-orario.

E' ovvio che gli stessi controlli si possono effettuare tramite le manopole dell'amplificatore; in tal caso si possono anche esaltare i bassi o filtrare le alte e le basse frequenze contemporaneamente.

i lettori ci scrivono

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 500 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

Sig. FABRIS A. - Treviso

Piaccametro

Attualmente ci è possibile fornirle soltanto lo schema di principio dell'apparecchio per la determinazione degli ioni (pH) TF 889/1 della MARCONI INSTRUMENTS il quale consente di effettuare misure da 1 a 11 pH con una discriminazione di $\pm 0,05$ unità pH. Esso è munito dell'elettrodo di vetro TM 5182 e di elettrodo di referenza

TH 3887A; nella versione originale il sistema di elettrodi è definito: glass/calomel, with potassium chloride salt bridge. Alimentazione a batterie (LT = 3 V, HT = 22,5V). Può richiedere il catalogo o particolari spiegazioni alla MARCONI INSTRUMENTS LTD, St. Albans, Hertfordshire (Inghilterra).

Non appena ci sarà possibile rintracciare uno schema più completo non mancheremo di inviarglielo.

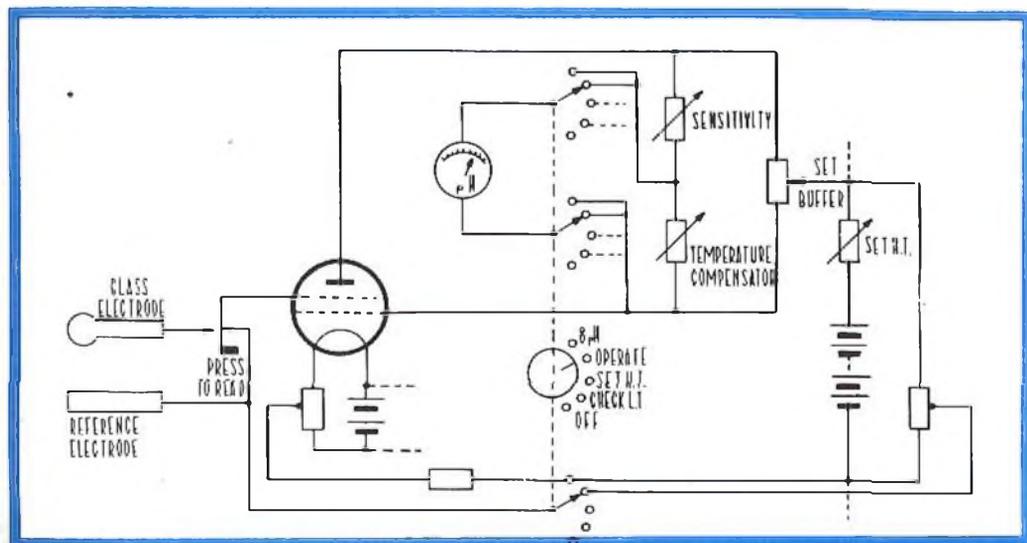


Fig. 1 - Schema di principio dell'apparecchio per la determinazione degli ioni.

Apparecchio rivelatore di rumori

Il cap. Longo, noto studioso nel campo della radiotecnica, mi ha gentilmente inviato lo schema di un apparecchio a transistori che può essere usato quale ripetitore di una suoneria, amplificatore del battito delle nocche su una porta d'ingresso (per i deboli d'udito) per segnalare l'apertura o la chiusura di una porta o di un cassetto, rumori di liquidi o di gas uscenti con pressione oppure, tramite l'uso di un microfono a contatto, come segnalatore dell'avvicinarsi di convogli ferroviari, o simili, e per gli altri impieghi.

Lo schema illustrato in figura 1 non necessita di particolari spiegazioni. I componenti usati sono i seguenti: Tr1 = Tr2 = OC71; Tr3 = OC75 oppure 2N526; D = OA85. R1 = 2.500 ohm; R2 = 1.000 ohm; R3 = 8.000 ohm; R4 = 10.000 ohm. C1 = 100 µF 12V; C2 = 32 µF 12V; C3 = 16 µF. T1 = GBC H333 oppure H334; T2 = GBC H92.

E' stato fatto uso di un relé avente una resistenza di 400 ohm.

l'oscilloscopio EICO mod. 425 e nel numero 11/12 dello stesso nell'articolo del SERVIZIO RADIO-TV di P. Soati e relativo agli STRUMENTI PER IL CONTROLLO E LA RIPARAZIONE DI UN TELEVISORE.

Se è sprovvisto dei suddetti numeri può richiederli direttamente alla nostra redazione.

Sig. ORSENIGO D. - Milano

Per le resistenze a vetro aventi valori dell'ordine di centinaia di megaohm, oltre alla Siemens può rivolgersi alle seguenti ditte: CORNING GLASS INF. presso la ditta BAY & C Via Fabio Filzi 24 Milano.

DAVEN, presso A.V. Marano, Via Quadronno 4 Milano.

ELETTRONICA METAL LUX, Viale Sarca 94 Milano.

RPC RESISTENCE PROD. presso Doletto Bernardo, Via S. Quintino 40 Torino.

SECI, Via G.B. Grassi, 97 Milano.

SPRAGUE CREAS, Via Pantigliate 5 Milano.

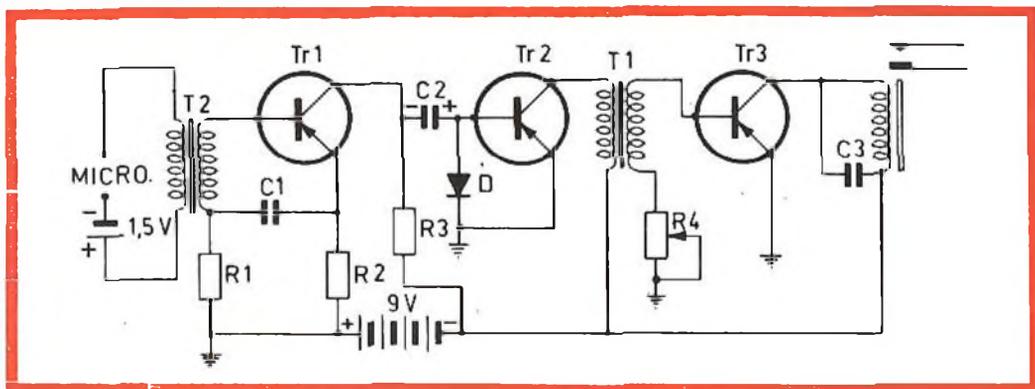


Fig. 1 - Schema elettrico di un apparecchio rivelatore di rumori.

Sig. ERCOLI F. - Brescia

Collegamento oscillografo-sweep marker

L'argomento da lei richiesto circa il collegamento dell'oscillografo allo sweep-marker per il controllo di un televisore, è stato trattato diffusamente sulla rivista e precisamente a pagina 563 del n. 7/8 - 1962 nell'articolo ALCUNE APPLICAZIONI DELL'OSCILLOSCOPIO dedicato, appunto, al-

Sig. FASOLETTI G. - Lucca

TX per radioamatore

Evidentemente l'antenna che ha in progetto di costruire non rappresenta la migliore soluzione possibile per ottenere il massimo rendimento del TX. Un'antenna del tipo ROTARY BEAM, da usare naturalmente per le frequenze più elevate, pur occupando uno spazio molto limitato le

consentirà senz'altro di avere dei risultati nettamente superiori.

L'antenna verticale potrà invece usarla per le frequenze più basse. Un filtro del tipo da lei desiderato è riportato in figura 1. I condensatori dovranno avere la capacità di 150 pF e la distanza delle lamine dovrà essere proporzionata alla potenza del trasmettitore. La bobina sarà costituita da 20 spire di filo da 2 mm su un diametro di 65 mm con prese ad ogni spira a partire dalla sesta spira. S1 è un commutatore a tre sezioni cinque posizioni del tipo ceramico mentre S2 è un commutatore ad una sezione e undici posizioni.

Tenga presente che quale circuito d'uscita del trasmettitore VALIANT la Johnson adotta un circuito oscillante con accordo a π .

RADIO AMATEUR'S HAND-BOOK. Ciò le consentirà di superare con maggior facilità gli inevitabili ostacoli che incontrerà inizialmente per svolgere la sua attività in modo ortodosso.

Sig. FORNI R. - Trieste

Caratteristiche della valvola 6D10

Le caratteristiche della valvola 6D10, impiegata nel ricevitore VHF descritto nel n. 9/1964 della rivista, in questa rubrica, sono le seguenti:

Filamento: 6,3V 0,45A; Capacità d'ingresso 2,2 pF; Capacità d'uscita 0,5 pF; Capacità griglia-placca 1,5 pF; Tensione anodica 125 V; Corrente anodica 4,2 mA; Tensione di griglia controllo -1V; Resistenza

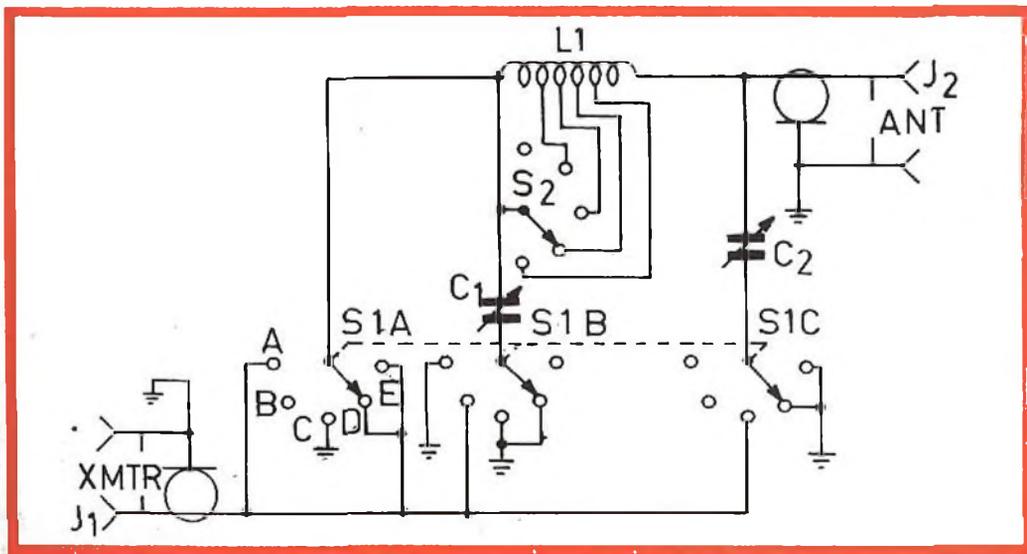


Fig. 1 - Esempio di filtro da inserire tra l'antenna ed il trasmettitore.

Questo circuito a pi greco è stato realizzato per adattare i carichi resistivi di antenna compresi fra 50 e 600 ohm e può compensare anche una larga percentuale di reattanza.

Dato che afferma di esser un digiuno di costruzioni radioelettriche le consiglio di leggere il libro ANTENNE edito dall'editrice il Rostro e il volume della ARRL, indispensabile per un radioamatore, THE

di placca 13600 ohm, trasconduttanza 4,200; fattore di amplificazione 57.

Può richiedere la valvola alla sede centrale della GBC che, se disponibile, provvederà ad inviargliela per mezzo della concessionaria di zona. Tale valvola attualmente non ha corrispondenti europee: per la sua eventuale sostituzione si può ricorrere all'impiego di tre triodi distinti aventi caratteristiche identiche.

Radiotelefono

Il radiotelefono al quale fa riferimento può essere usato senz'altro per la frequenza di 27,255 kHz e così pure il relativo ricevitore dato che i circuiti sono calcolati per poter funzionare sui 27 ed i 28 MHz, in funzione del cristallo usato. L'accordo naturalmente verrà fatto su tale frequenza. In figura 1 riportiamo un altro schema di un interessante radio telefono a tre transistori di costruzione più semplice del precedente.

Tenga presente che per usare ambedue questi apparecchi occorre essere in possesso della relativa autorizzazione ministeriale.

ohm; R7 = 56.000 ohm; R8 = 1.000 ohm; R9 = 10.000 ohm; R10 = 560 ohm; R11 = 15 ohm; R12 = 27 ohm; tutte le resistenze da 1/2 W; T1 = trasformatore; primario 10.000 ohm, secondario 1.000 presa centrale (usata una sola sezione); T2 = trasformatore: primario 20.000 ohm, secondario 800 ohm presa centrale (usata una sola sezione). T3 = trasformatore: primario 650 ohm con presa centrale; secondario 16 ohm.

CR = Cristallo 27,255 kHz; L1 = 25 µH impedenza a radio frequenza; L2 = 9 spire filo di rame del n. 24 avvolte su un supporto in ferrite da 6 1/2 millimetri.

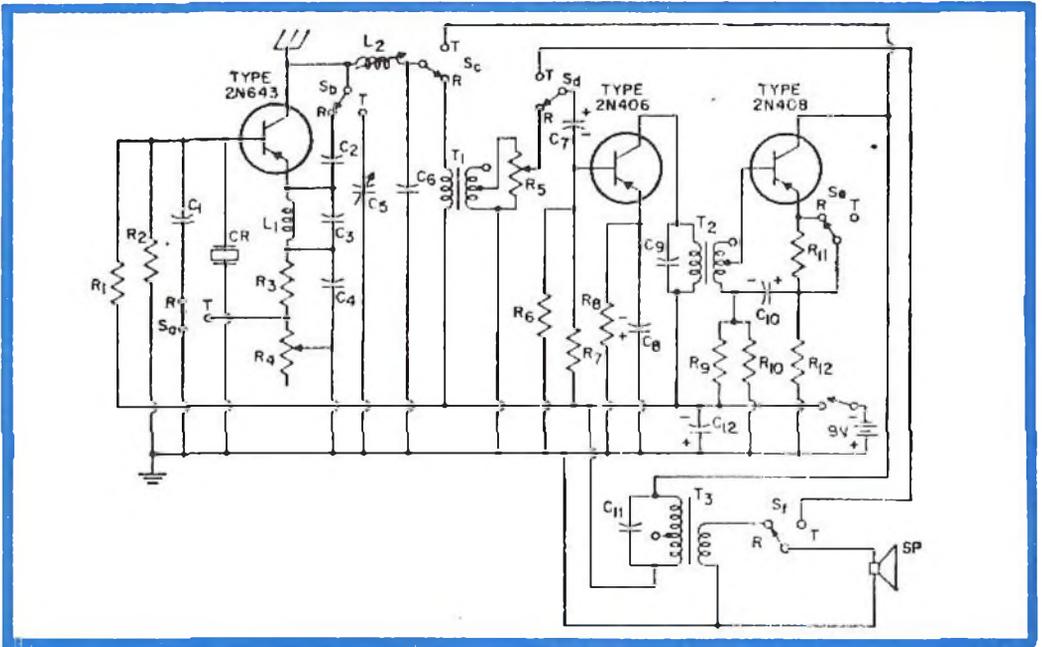


Fig. 1 - Schema elettrico di un radiotelefono funzionante su una frequenza di 27 MHz.

Il valore dei componenti è il seguente: C1 = C6 = C9 = 0,001 µF ceramico a disco; C2 = C3 = 27 pF mica; C4 = 0,02 µF ceramico disco; C5 = 3-35 pF trimmer; C7 = 10 µF elettrolitico 3V; C8 = C10 = 30 µF elettrolitico 3V; C11 = 0,2 µF ceramico disco; C12 = 200 µF elettrolitico; 10 V; R1 = 22.000 ohm; R2 = 2.200 ohm; R3 = 240 ohm; R4 = 1.000 ohm potenziometro rigenerazione; R5 = 5.000 ohm controllo volume; R6 = 6.800

Sig. BERNARDINI G. - Vicenza

Procedura per ottenere la licenza di radioamatore

Per ottenere la licenza di trasmissione di radioamatore occorre rivolgere domanda al Ministero delle P.P.T.T. in carta da bollo da Lire 400 accompagnata da due fotografie di cui una legalizzata; attestazione di versamento di L. 500 — tassa d'esame — sul c.c.p. n. 1/11440 Direz. Prov. P.T. di Roma

Canoni, concessioni dei servizi radioelettrici; marca da bollo da L. 400; dichiarazione cumulativa dell'ufficio anagrafico.

Esistono tre tipi di patenti: 1 classe (50 W L. 3.000) 40 caratteri al minuto in telegrafia. 2 classe (150 W L. 4.000) 60 caratteri al minuto. 3 classe (300 W L. 6.000) 80 caratteri al minuto.

Il programma d'esame consiste in una prova pratica di ricezione e trasmissione alla velocità prevista per ogni classe di patente e di una prova scritta relativa ad un questionario contenente una serie di domande su argomenti tecnici, legislativi regolamentari, e sulle norme di esercizio sul servizio internazionale. Per tale prova sono concesse tre ore.

Ad ogni modo le consiglio di rivolgersi, a mio nome, al signor Mario De LORENZI, casella Postale 311 Vicenza, responsabile della locale sezione dell'ARI (Associazione Radiotecnica Italiana) il quale potrà fornirle l'opuscolo COME SI DIVENTA RADIO-AMATORI, nel quale sono contenute tutte le norme legislative che disciplinano l'attività radiantistica in Italia e la prassi da seguire per ottenere la patente e la licenza di trasmissione.

Sig. PATACCA R.

Durante il tempo intercorso fra il suo quesito e la nostra risposta è uscito il n. 10 di SELEZIONE RADIO TV, dedicato agli impianti HI FI, che certamente le sarà pervenuto, e che dovrebbe aver risposto in parte a quanto ella desiderava sapere.

La soluzione da lei prospettata di usare un amplificatore SM/ 5001-5003 per realizzare un complesso stereo è senz'altro possibile, ma siamo del parere che minori note e risultati migliori potrà ottenere con certezza se procederà al montaggio di uno dei tanti amplificatori segnalati nel suddetto numero.

Ottimi sono infatti gli amplificatori, sintonizzatori, stereo FM, multiplex della EICO modelli 3566 (GBC Z/658), 2536 (GBC Z/642), 2510 XS (GBC Z/652) oltre ai modelli UL40 e UB31 i quali sono stati ampiamente trattati sulla rivista.

Su tali apparecchi presso la sede di Roma della GBC potrà avere ulteriori chiarimenti.

Sig. PINTONI D. - Brescia

Trasmittitore EICO modello 720

Il trasmettitore EICO modello 720, il quale è fornito montato (Z/504) e sotto forma di scatola di montaggio (SM/182 del catalogo G.B.C.), ha una potenza di circa 90 W in telegrafia e di 65 W in ondulazione di ampiezza.

La portata, naturalmente, dipende dal tipo di antenna usata e dalle condizioni di propagazione. Trattandosi di un trasmettitore adatto a funzionare su tutte le gamme radianti che comprese fra i 10 e gli 80 metri si può affermare che con esso è possibile effettuare dei QSO con tutti i paesi del mondo.

Per lo studio dell'alfabeto Morse è utile il CORSO PRATICO DI RADIOCOMUNICAZIONI di P. Soati, che può richiedere direttamente alla nostra amministrazione dietro invio dell'importo di Lire 350.

Circa l'esistenza di scuole o comunque di corsi che consentano d'imparare a ricevere o trasmettere i segnali Morse, per scopi dilettantistici naturalmente, può rivolgersi alla sezione dell'ARI di Brescia a mio nome (Casella Postale 230).

Sig. ZINO C. - Genova

Rubrica PANORAMA RADIOFONICO

La prima puntata della rubrica PANORAMA RADIOFONICO è stata pubblicata sul numero 6 dell'anno 1963 di SELEZIONE TECNICA che può ritirare direttamente presso la filiale della GBC di Genova. Nel caso quest'ultimo ne sia sprovvisto, la richieda direttamente alla nostra amministrazione.

La rubrica, anche se non regolarmente per esigenze di spazio, sarà continuata e da parte nostra sarà compiuto ogni sforzo per migliorarla in tutti i suoi particolari. Purtroppo non sempre ci sarà possibile pubblicare l'elenco dei notiziari in lingua francese da lei richiesti ma, tenuto conto che riportiamo l'indirizzo delle amministrazioni che gestiscono i servizi radiotelevisivi, ella potrà rivolgersi ad esse chiedendo tutte le informazioni relative alle emissioni nelle varie lingue.

Prossimamente dedicheremo una puntata ai vari notiziari in lingua italiana che sono trasmessi regolarmente dalle emittenti mondiali.

Trasmettitore per i 432 MHz

In figura 1 riportiamo lo schema di un rice-trasmettitore adatto a funzionare a 432 MHz il quale può essere scisso in due complessi distinti, cioè un TX e un RX ed essere adatto al radiocomando. In tal caso occorre eliminare il trasformatore T1 che un comune trasformatore di alimentazione di piccola potenza con primario a 110 V e secondario a 220 V e 6,3 (avente il compito di trasformazione di modulazione e di uscita) ed il commutatore.

Tutto il complesso è montato su una

C1 = 8,7 pF variabile (tipo Hammarlund MAC 10, Johnson 160-104 o similare)
 C2 = variabile subminiatura da 7,3 pF (Johnson 189-3 o similare); C5 = 0,01 µF;
 C4 = 0,1 µF; C3 = 270 pF; C6 = 10 µF 25 V;
 C9 = 50 µF 25 V; C8 = 270 pF.

RFC1 = 1 µH; RFC2-RFC4 = 10 µH;
 RFC3 = 2,4 µH.

Come antenna, dato che non le sarà facile costruire delle antenne paraboliche, le consigliamo l'uso di una corner che è stata descritta nel n. 12-1963 pagina 1370 di SELEZIONE RADIO TV. Tenga presente che la formula relativa al calcolo di S deve essere così modificata: $S = 58675/F$.

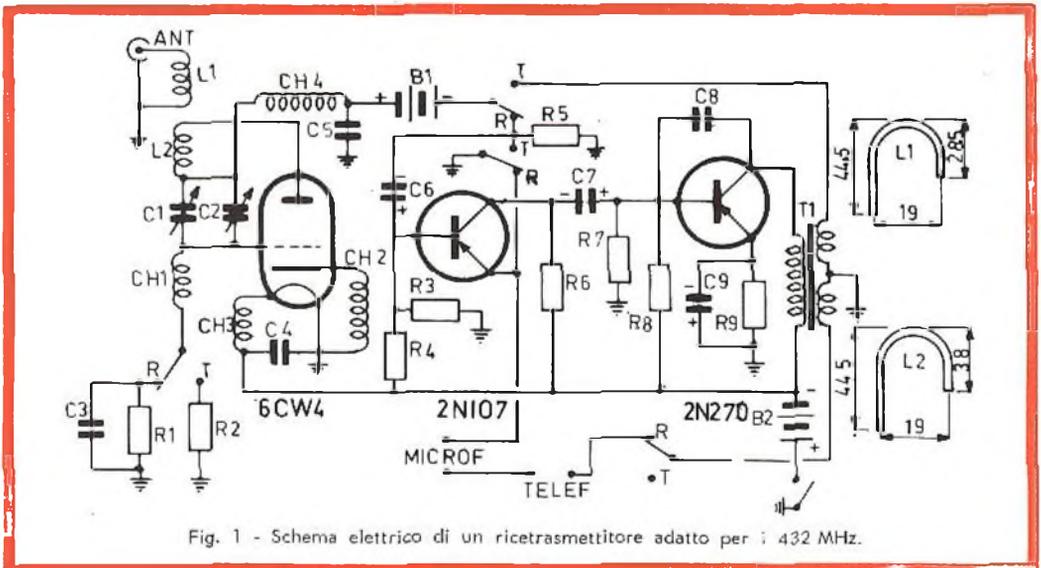


Fig. 1 - Schema elettrico di un ricetrasmittitore adatto per i 432 MHz.

basetta di plexiglass come da figura 2 (nella stessa anche nel caso di funzionamento come rice-trasmettitore non trovano posto il trasformatore ed il commutatore).

La bobina L2 dovrà essere collegata direttamente fra la placca della valvola ed il condensatore C1 e così pure la bobina L1 che sarà saldata all'antenna e a massa. L'accoppiamento esatto fra le due bobine, le cui caratteristiche sono illustrate in figura, dovrà essere trovato per tentativi. Il filo da usare dovrà essere del tipo argentato da 2 mm.

R1 = 4.700 ohm; R2 = 330 ohm; R5 = 470 ohm; R4 = 47.000 ohm; R3 = 4.700 ohm; R6 = 1.000 ohm; R7 = 2.200; R8 = 10.000 ohm; R9 = 47 ohm.

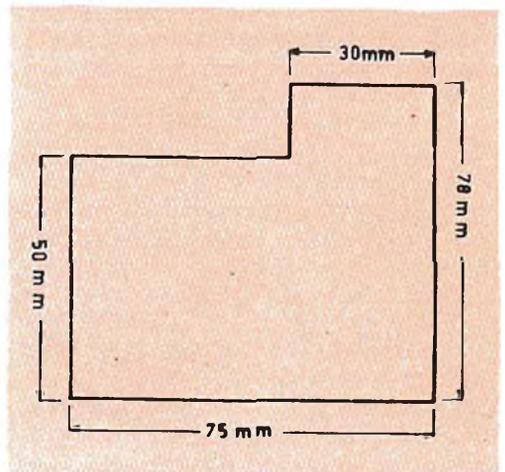


Fig. 2 - Schizzo quotato della basetta di plexiglass.

Non si farà

Chiediamo venia, ma dobbiamo pregare i lettori di riaprire due fascicoli arretrati della nostra rivista: quello di settembre 1965 a pagina 1140 e quello di febbraio 1966 a pagina 240.

In entrambi parliamo della mostra settembrina della radio: più diffusamente nel primo; con una breve notizia ufficiosa nel secondo. Quella notizia ufficiosa ora è diventata ufficiale: la mostra della radio nel 1966 non si farà.

A questa decisione si è giunti attraverso il parere unanime degli espositori: ciò vuol dire che i segni di stanchezza della mostra non appartenevano a un nostro giudizio, e nei giudizi si può sbagliare, ma erano effettivi e diffusamente sentiti.

Ed ora non diremo più nulla, perchè sarebbe di cattivo gusto insistere sulle cause di fatti conclusi. Tralasciamo il passato e miriamo all'avvenire. E' auspicabile che l'organizzazione della mostra, divenuta biennale, metta a frutto il maggior tempo per ravvivare la manifestazione. Ciò è nei voti. Speriamo a tempo opportuno, di tornare su questo argomento echeggiando solo plausi.



LESAs



POTENZIOMETRI • POTENTIOMETERS • POTENTIOMETER
POTENTIOMETRES • POTENCIOMETROS

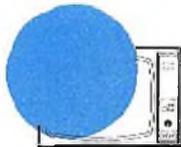
Una vasta gamma
di tipi standard

Modelli speciali
per ogni esigenza

per l'industria: *potenziometri, giradischi, cambiadischi, macchinario elettrico*

LESAs - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO

LESAs OF AMERICA - WOODSIDE N.Y. • LESAs DEUTSCHLAND - FREIBURG i.Br. • LESAs FRANCE - LYON • LESAs SUISSE - BELLINZONA



A NAPOLI LA G.B.C. E' PRESENTE IN VIA TUTTI I SANTI, 3

RECENSIONE

E' pervenuto di recente in Redazione il terzo volume dell'opera dell'Ing. Gaetano Mannino Patanè relativo alla TECNICA ELETTRONICA e sue applicazioni pag. XXXII 947 con 514 illustrazioni, di cui 4 fuori testo e XVI tabelle - edita da Hoepli - Milano.

Trattasi di un'opera completa esposta dall'autore in forma piana si da renderla comprensibile a tutti. Essa è costituita da due « Tomi ».

Il primo « TOMO » tende principalmente alla conoscenza dei calcolatori ed elaboratori elettronici. Ne spiega il funzionamento, e fornisce cenni sui vari sistemi di elaborazione oggi in atto sia in Italia che all'estero.

Il secondo « TOMO » invece, si occupa dei vari sistemi di telefonia e telegrafia multicanali, delle trasmissioni di Radiofonia e TV in cavo coassiale, dei collegamenti mediante ponti radio e di quelle effettuate con l'ausilio di satelliti artificiali.

Un intero capitolo è poi riservato ai radar ed alla descrizione delle sue varie e moderne applicazioni.

— « TOMO I » Lire 9.000; « TOMO II » Lire 6.000.

LISTINO PREZZI SEMICONDUTTORI

Per soddisfare le richieste di numerosi lettori, interessati alla conoscenza dei semiconduttori reperibili sul mercato italiano, pubblichiamo qui di seguito le tabelle coi relativi prezzi, avvertendo che gli articoli elencati sono disponibili presso tutti i punti di vendita G.B.C.

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
SEMICONDUTTORI "SIEMENS"					
TRANSISTORI PNP AL GERMANIO - TIPI STANDARD					
AC 121 IV, V	900	AD 133 IV	4.000
AC 121 VI	950	AD 136 III, IV	3.400
AC 121 VII	1.000	AD 136 V	3.500
AC 127 (nnp)	1.000	AD 148 IV, V	2.500
AC 127 accopp.	1.000	AD 149 IV, V	3.550
AC 151 IV, V	750	AD 150 IV, V	3.200
AC 151 VI	800	AD 162 V, VI	2.150
AC 151 VII	900	AD 162 VII	2.400
AC 152 IV, V	950	AD 163 II	5.350
AC 152 VI	1.050	AD 163 III	6.000
AC 153 V, VI	1.100	AD 163 IV	6.950
AC 153 VII	1.200	AF 106	2.200
AC 153 K V, VI	1.300	AF 107	3.650
AC 153 K VII	1.350	AF 109	4.200
AC 162	800	AF 118	1.700
AC 163	950	AF 124	1.500
AD 130 III	2.900	AF 125	1.500
AD 130 IV, V	3.100	AF 126	1.200
AD 131 III	2.950	AF 127	1.100
AD 131 IV, V	3.300	AF 139	2.400
AD 132 III	4.500	AF 200	2.000
AD 132 IV	5.050	AF 201	1.800
AD 132 V	5.850	AF 202	2.400
AD 133 III	3.800	AF 202 S	2.800

NOTA: I numeri romani indicano il gruppo di amplificazione.

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
TRANSISTORI NPN AL SILICIO					
BC 107	1.500	BC 123	1.650
BC 108	1.200	BD 109	5.650
BC 109	1.350	BF 110	2.300
BC 121	1.250	BF 115	2.700
BC 122	1.450
	
	
TRANSISTORI PNP AL GERMANIO - TIPI PROFESSIONALI					
ACY 23 V	1.250	ASY 48 IV	1.600
ACY 23 VI	1.450	ASY 48 V	1.850
ACY 32 V	1.450	ASY 70 IV	1.400
ACY 32 VI	1.600	ASY 70 V	1.500
ACY 33 V, VI	1.600	ASY 70 VI	1.700
ACY 33 VII	1.700	AUY 18 III	4.450
ADY 27 IV	4.500	AUY 18 IV	4.900
ADY 27 V	4.700	AUY 18 V	5.700
AFY 11	7.500	AUY 19 III	4.350
AFY 12	3.000	AUY 19 IV, V	4.800
AFY 13	6.500	AUY 20 III	5.850
AFY 18 C, D, E	5.700	AUY 20 IV	6.550
AFY 34	56.600	AUY 20 V	7.700
AFY 37	13.500	AUY 21 II, III	4.600
AFY 39	3.950	AUY 21 IV	5.300
ASY 26	1.150	AUY 22 II, III	6.000
ASY 27	1.550	AUY 29 III	4.600
	
	

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

NOTA: I numeri romani indicano il gruppo di amplificazione.

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.
AUY 29 IV	5.000	TF 78/30 III, IV	3.300
AUY 34 II	6.400	TF 78/30 V	3.950
AUY 34 III	7.200	TF 78/60 II	3.950
AUY 34 IV	8.500	TF 78/60 III, IV	4.750
TF 78/30 II	2.950		
TRANSISTORI AL SILICIO NPN			
BCY 58	1.600	BSY 58	6.000
BCY 59	1.750	BSY 62	2.150
BFY 33	2.150	BSY 63	2.500
BFY 34	2.350	BUY 12	29.900
BFY 45	2.350	BUY 13	19.500
BFY 46	2.700	BDY 12	7.300
BSY 17	3.000	BDY 13	9.900
BSY 18	3.330	BRY 20	8.000
BSY 34	8.000		
DIODI AL GERMANIO - TIPI STANDARD			
AA 113 (*)	250	AA 118 (*)	300
AA 116 (*)	250	AA 119 (*)	340
AA 117	270		
DIODI AL SILICIO			
BA 103	600	BA 119	1.250
BA 104	1.200	BA 120	1.100
BA 105	1.600	BA 127	700
BA 108	1.100		

(*) Fornibili anche accoppiati.

NOTA: I numeri romani indicano il gruppo di amplificazione.

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
DIODI AL GERMANIO - TIPI PROFESSIONALI					
AAY 14	900	AAY 22	350
AAY 15	900	AAY 27	400
DIODI TUNNEL AL GERMANIO					
TU 4	19.950	TU 12/2	33.300
TU 5	26.700	TU 13/1	40.000
TU 10/1	56.600	TU 13/2	26.700
TU 10/2	43.500	TU 14/1	40.000
TU 11/1	49.500	TU 14/2	26.700
TU 11/2	40.000	TU 1 B	50.000
TU 12/1	46.600
DIODI PLANARI AL SILICIO					
BAY 41	4.000	BAY 43	6.000
BAY 42	5.000
DIODI IN MINIATURA AL SILICIO					
BAY 44	800	BAY 46	1.200
BAY 45	1.000
DIODI ZENER AL SILICIO - Toll. \pm 5%					
BZY 83/C 4 V 7	1.600	BZY 83/C 7 V 5	1.600
BZY 83/C 5 V 1	1.600	BZY 83/C 8 V 2	1.600
BZY 83/C 5 V 6	1.600	BZY 83/C 9 V 1	1.600
BZY 83/C 6 V 2	1.600	BZY 83/C 10	1.600
BZY 83/C 6 V 8	1.600	BZY 83/C 11	1.600

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
BZY 83/C 12	1.600	BZY 83/C 18	2.000
BZY 83/C 13 V 5	2.000	BZY 83/C 20	2.200
BZY 83/C 15	2.000	BZY 83/C 22	2.200
BZY 83/C 16 V 5	2.000	BZY 83/C 24 V 5	2.200
DIODI ZENER AL SILICIO - Toll. \pm 10 %					
BZY 83/D 1	890	BZY 83/D 12	1.480
BZY 83/D 5 V 6	1.480	BZY 83/D 15	1.700
BZY 83/D 6 V 8	1.480	BZY 83/D 18	1.700
BZY 83/D 8 V 2	1.480	BZY 83/D 22	2.000
BZY 83/D 10	1.480
DIODI ZENER AL SILICIO IN MINIATURA - Toll. \pm 5 %					
BZY 85/C 4 V 7	1.450	BZY 85/C 11	1.450
BZY 85/C 5 V 1	1.450	BZY 85/C 12	1.450
BZY 85/C 5 V 6	1.450	BZY 85/C 13 V 5	1.600
BZY 85/C 6 V 2	1.450	BZY 85/C 15	1.600
BZY 85/C 6 V 8	1.450	BZY 85/C 16 V 5	1.600
BZY 85/C 7 V 5	1.450	BZY 85/C 18	1.600
BZY 85/C 8 V 2	1.450	BZY 85/C 20	2.000
BZY 85/C 9 V 1	1.450	BZY 85/C 22	2.000
BZY 85/C 10	1.450	BZY 85/C 24 V 5	2.000
DIODI ZENER AL SILICIO IN MINIATURA - Toll. \pm 10 %					
BZY 85/D 1	850	BZY 85/D 12	1.500
BZY 85/D 5 V 6	1.500	BZY 85/D 15	1.500
BZY 85/D 6 V 8	1.500	BZY 85/D 18	1.500
BZY 85/D 8 V 2	1.500	BZY 85/D 22	1.690
BZY 85/D 10	1.500

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.
----------------	-----------------------	--	----------------	-----------------------

FOTOCEDURE AL GERMANIO

TP 50 0	6.300	TP 51 0	2.950
TP 50 I	9.300	TP 51 I	4.400
TP 50 II	12.600	TP 51 II	6.300

FOTOCEDURE AL SILICIO

BP 100	2.500	TP 60	11.300
BPY 11	4.300	TP 61	7.500
BPY 43	4.400
BPY 44	6.300
BPY 45	9.400

SEMICONDUTTORI "ATES"

TRANSISTORI AL GERMANIO PER AMPLIFICATORI DI B.F.

AC 134	370	AC 139	550
AC 135	380	AC 141 (1)	700
AC 136	400	AC 142 (1)	550
AC 137	490
AC 138	450

(1) Complementari.

TRANSISTORI PER ALTA FREQUENZA (AM/FM)

AF 164	700	AF 169	550
AF 165	680	AF 170	550
AF 166	600	AF 171	520
AF 167	680	AF 172	500
AF 168	550

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

NOTA: I numeri romani indicano il gruppo di amplificazione

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.
----------------	-----------------------	--	----------------	-----------------------

TRANSISTORI DRIFT DI POTENZA PER HI-FI e TV

AL 100	3.700	AT 200	4.200
AL 101	3.200	AT 201	3.700
AL 102	2.500	AT 202	3.200
AL 103	1.800

TRANSISTORI AUDIO DI POTENZA

AD 142	1.950	TA 203	1.400
AD 143	1.600

DIODI

AA 121	180	AA 123	180
--------	-----	-------	--------	-----	-------

TRANSISTORI U.H.F. - V.H.F.

AF 106	1.100	AF 201	1.000
AF 109	1.850	AF 202	1.000
AF 139	2.400	AF 202 S	1.200
AF 200	1.000

SEMICONDUTTORI "PHILIPS"

TRANSISTORI AL GERMANIO

STADI PREAMPLIFICATORI PILOTA E FINALI DI BASSA FREQUENZA

AC 107	1.450	AD 149	1.800
AC 125	700	2AD 149	3.600
AC 126	1.100	OC 26	2.250
AC 127	650	2OC 26	4.500
AC 128	950	OC 27	2.400
2AC 128	1.900	OC 70	900
AC 172	1.450	OC 71	800
AD 139	2.400	OC 72	1.000
2AD 139	4.800	2OC 72	2.000

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.
OC 75	1.000	(*) Telefunken	
OC 79	1.500		
OC 603 (*)	1.250		
STADI FINALI COMPLEMENTARI				
AC 127/AC 132	2.600	40809	5.400
AC 127/AC 128	2.700		
AMPLIFICATORI DI RADIO FREQUENZA, STADI CONVERTITORI AMPLIFICATORI DI MEDIA FREQUENZA				
AF 114	1.650	AF 127	1.200
AF 115	1.550	AF 185	1.700
AF 116	1.100	OC 44	1.300
AF 117	1.000	OC 45	1.200
AF 118	1.850	OC 169	1.000
AF 124	2.000	OC 170	1.150
AF 125	1.800	OC 171	1.700
AF 126	1.350		
SUBMINIATURA PER MICROAMPLIFICATORI				
OC 57	2.300	OC 59	2.300
OC 58	2.300	OC 60	2.300
AMPLIFICATORI U.H.F.				
AF 186/81	5.400	AF 186/83	5.400
AF 186/82	5.400	AF 186	5.400
AMPLIFICATORI V.H.F.				
AF 102	2.350		
AF 180	3.350		
AF 178	2.600		

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
AMPLIFICATORI DI MEDIA FREQUENZA VIDEO					
AF 121	2.450
AF 181	3.000
AL SILICIO PER AMPLIFICATORI FINALI VIDEO					
BF 109	3.100
STADI FINALI DI QUADRO					
AD 140	2.650
STADI FINALI DI RIGA					
AU 103	9.650
COMPARATORE DI FASE					
AC 130	2.400
DIODI AL GERMANIO ESECUZIONE NORMALE					
OA 56	200	OA 79	300
OA 70	250	2OA 79	600
OA 72	300	OA 81	250
2OA 72	600	OA 85	280
OA.73	300
DIODI DI POTENZA AL SILICIO					
OA 210	1.100	BY 100	1.800
OA 211	1.900	BY 114	1.100
OA 214	1.800	BY 118	2.750
DIODI AL GERMANIO ESECUZIONE MINIATURA					
AA 119	350	OA 90	330
2AA 119	700	OA 91	330

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
DIODI AL SILICIO DI IMPIEGO GENERALE					
BA 100	850	BA 109	1.150
BA 102	950	BA 114	750
<hr/>					
SEMICONDUTTORI "PHILIPS"					
TIPI PROFESSIONALI					
DIODI ZENER					
OAZ200 ... 207	950	BZZ14 29	2.200
OAZ208 ... 213	600	BZY93 serie	4.150
BZY56 63	950	BZY91 serie	14.700
BZY64 69	600	BZY78 serie	8.100
BZY88 serie	1.200
<hr/>					
DIODI AL SILICIO					
OA 200	550	BYX12	6.450
OA 202	650	BYX24	2.600
BYX10	900	BAY32	1.050
BYX11	1.400	BAY33	2.050
<hr/>					
DIODI PER MICROONDE					
BAY66	21.400	BAY96	25.700
AAY34	170.900
<hr/>					
FOTOELEMENTI					
OAP12	2.200	OCP70	2.200
BPY10	3.800	BPY15	8.050

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.
DIODI PER AUTO - MONTAGGIO A INNESTO			
BYX20/200	1.050		
BYX20/200R	1.050		
MONTAGGIO A VITE			
BYX20/200A	1.680		
BYX20/200RA	1.680		
PONTI MONOFASI			
MC4/ BYX20/200/P16	8.300	MC4/ BYX20/200/P32	10.150
MC4/ BYX20/200/P24	8.600		
DIODI DI POTENZA			
6 A			
BYZ10	4.650	BYZ12	2.250
BYZ16	4.650	BYZ18	2.250
BYZ11	3.400	BYZ13	1.800
BYZ17	3.400	BYZ19	1.800
10 A			
BYY71.S	15.250	BYY25	7.900
BYY72.S	15.250	BYY67	7.150
BYY72	12.200	BYY68	7.150
BYY70	9.900	BYY22	6.350
BYY24	7.900	BYY23	6.350

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
20 A					
BYX13/1600	16.000	BYX13/800	8.300
BYX13/1600R	16.000	BYX13/800R	8.300
BYX13/1200	12.850	BYX13/600	7.500
BYX13/1200R	12.850	BYX13/600R	7.500
BYX13/1000	10.450	BYX13/400	6.700
BYX13/1000R	10.450	BYX13/400R	6.700
40 A					
BYX15	20.200	BYY15	10.000
BYX16	20.200	BYY16	10.000
BYY77	16.300	BYY73	8.950
BYY78	16.300	BYY74	8.950
BYY75	15.200	BYZ14	8.600
BYY76	15.200	BYZ15	8.600
150 A					
BYX14/1600	101.500	BYX14/800R	53.450
BYX14/1600R	101.500	BYX14/600	48.000
BYX14/1200	85.400	BYX14/600R	48.000
BYX14/1200R	85.400	BYX14/400	37.400
BYX14/1000	74.700	BYX14/400R	37.400
BYX14/1000R	74.700	OA 31	3.250
BYX14/800	53.450	BYY10	1.750
DIODI PER COMMUTAZIONE					
OA 86	250	OA 9	650
OA 5	650	OA 92	250
OA 7	650	AAY11	350

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
AAY21	360	OA 47	500
AAZ12	1.650	BAY38	1.100
AAZ13	1.000	BAY39	2.950
AAZ15	500	BAY64	2.950
AAZ17	400	OA 95	250
AAZ18	500
.....					
TRANSISTORI DI POTENZA					
ADZ 11	7.500	ADY 26	11.800
ADZ 12	8.600	2N1100	10.750
.....					
TRANSISTORI PER IMPIEGHI GENERALI					
BCY10	3.000	BSY10	3.800
BCY11	3.250	BSY11	4.150
BCY12	3.250	BFY10	3.800
BCY30	3.000	BFY11	4.150
BCY31	3.800	BFY44	13.900
BCY32	4.600	BFY50	2.700
BCY33	2.400	BFY51	2.200
BCY34	3.550	BFY52	2.200
BCY38	3.800	BFY55 (2N2297)	4.150
BCY39	4.850	BFY67 (2N1613)	2.200
BCY40	4.850	BFY70	10.700
BCY55	16.000	BLY14	21.450
BCZ10	1.900	BLY17	53.400
BCZ11	2.450	AFZ12	2.700
BCZ12	2.050	AFY19	5.350
BCZ13	3.100	ASZ15	1.900
BCZ14	3.500	ASZ16	3.650

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
ASZ17	2.450	2N930	2.400
ASZ18	1.750	2N696	1.950
ASZ20	1.650	2N697	1.950
ASZ23	3.800	2N1420	2.700
OC 22	3.450	2N1613	2.200
OC 23	4.300	2N2297	4.150
OC 24	4.000	BDY10	8.050
OC 30	2.200	BDY11	10.200
OC 122	2.050	2N2569	23.500
OC 123	2.050	2N2570	17.200
2N929	1.750	BLY19	60.900
TRANSISTORI PER COMMUTAZIONE					
ASY76	950	2N1309	1.300
ASY77	1.450	ASY28	650
ASY80	1.200	ASY 29	900
OC 76	750	AC 139	1.450
OC 77	800	OC 140	1.750
OC 80	1.100	OC 141	2.150
ASY26	650	ASY 73	1.400
ASY27	900	ASY 74	1.750
ASY31	1.200	ASY 75	2.150
ASY32	1.350	BSY 38	1.400
2N1302	600	BSY 39	1.650
2N1303	600	2N 706	1.200
2N1304	750	2N 706A	1.400
2N1305	750	2N 708	1.500
2N1306	1.000	2N2368 (BSX 19)	2.350
2N1307	1.000	2N2369 (BSX 20)	2.950
2N1308	1.300	ASZ 21	2.700

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
ATZ 10	7.150	BSX 21	1.300
AUY 10	8.600
DIODI CONTROLLATI AL SILICIO (S.C.R.) CORRENTE EFFICACE (R.M.S.) 7,4 A					
BTY79	6.450	BTY81	15.000
BTY80	8.600
CORRENTE EFFICACE (R.M.S.) 19 A					
BTY87/100R	14.450	BTY87/500R	31.000
BTY87/200R	17.100	BTY87/600R	38.500
BTY87/300R	21.400	BTY87/700R	53.450
BTY87/400R	25.650	BTY87/800R	72.100
CORRENTE EFFICACE (R.M.S.) 25 A					
BTY91/100R	16.600	BTY91/500R	37.400
BTY91/200R	20.300	BTY91/600R	47.000
BTY91/300R	26.750	BTY91/700R	64.100
BTY91/400R	32.100	BTY91/800R	86.500
CORRENTE EFFICACE (R.M.S.) 31 A					
BTX12/100R	28.850	BTX12/500R	57.700
BTX12/200R	35.300	BTX12/600R	69.450
BTX12/300R	41.700	BTX12/700R	89.750
BTX12/400R	50.200
CORRENTE EFFICACE (R.M.S.) 43 A					
BTX13/100R	37.400	BTX13/300R	52.350
BTX13/200R	42.750	BTX13/400R	62.000

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
BTX13/500R	72.650	BTX13/700R	112.150
BTX13/600R	86.500
CORRENTE EFFICACE (R.M.S.) 73 A					
BTY95/100R	49.150	BTY95/500R	98.300
BTY95/200R	57.700	BTY95/600R	116.450
BTY95/300R	70.500	BTY95/700R	149.500
BTY95/400R	83.350	BTY95/800R	201.850
CORRENTE EFFICACE (R.M.S.) 110 A					
BTY99/100R	70.500	BTY99/500R	135.650
BTY99/200R	81.200	BTY99/600R	149.500
BTY99/300R	101.450	BTY99/700R	195.400
BTY99/400R	116.450	BTY99/800R	263.750
UNITA' DI CONTROLLO PER DIODI S.C.R.					
PDM2	41.200
	
	
	

SEMICONDUTTORI "THOMSON"

DIODI RIVELATORI

1N 63	160	THI 64	150
1N 70	150	THI 64A	150
1N 914	900	THI 64B	150
1N 3604	900
1N 3064	800

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
DIODI ZENER					
104Z4 a 115Z4	1.580	TZ1,8 a TZ4,7	890
204Z4 a 215Z4	2.450	TZ5,6 a TZ18	830
DIODI A GIUNZIONE AL SILICIO					
1J 200	480	1J 202	550
1J 201	510
RETTIFICATORI					
1N 536	600	1N 1096	750
1N 537	600	1N 1115	1.580
1N 538	480	1N 1116	1.580
1N 539	500	1N 1117	1.580
1N 540	520	1N 1118	1.950
1N 1095	550
RETTIFICATORI 10 A					
21 R1	2.300	24 R1	2.950
22 R1	2.450	25 R1	3.300
23 R1	2.600	26 R1	4.150
RETTIFICATORI 20 A					
21 R2	4.700	24 R2	5.350
22 R2	4.700	25 R2	5.700
23 R2	5.000	26 R2	6.050

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
TRANSISTORI PNP PER B.F.					
2N 187A	1.200	2N 404	1.000
2N 188A	1.250	2N 508	1.000
2N 192	1.200	2N 525	950
2N 241	1.250	2N 526	950
2N 324	1.150	2N 527	1.100
TRANSISTORI NPN PLANARI					
2N 696	2.100	2N 1893	2.950
2N 697	1.950	2N 2160	4.350
2N 706	1.680	2N 2713	1.300
2N 708	1.950	2N 2714	1.500
2N 914	2.950	2N 2923	1.200
2N 1613	2.100	2N 2924	1.350
2N 1671A	7.580	2N 2925	1.380
2N 1890	4.000	2N 2926	1.200
TRANSISTORI PER U.H.F. - AMPLIFICATORI B.F. - M.F.					
2N 3662	2.600	990 T1	930
2N 3663	2.880	10 T2	1.000
146 T1	2.300	AF 117/THI 117	800
987 T1	900	THP 46	1.400
DIODI CONTROLLATI					
2N 685	26.800	2N 692	89.250
2N 688	43.350	2N 1595	7.600
2N 690	59.400	2N 1596	10.300

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.
2N 1774 (A)	32.950	C 20 B	6.050
2N 1777 (A)	56.650	C 20 D	11.000
2N 1910	65.900	12 T4	5.180
2N 1912	88.550	16 T4	11.000
2N 1916	118.400		
C 6 A	5.700		
C 6 E	8.100		
C 20 A	5.500		

SEMICONDUTTORI "IRCI"

RADDRIZZATORI AL SILICIO PER BASSE CORRENTI CAPUSULA IN PLASTICA

2E1	330	5E1	360
2	400	2	430
4	560	4	660
6	660	6	730

CAPSULA METALLICA

SD91	430	SD91S	500
92	500	92S	560
94	700	94S	760
96	760	96S	900
SD91A	460	98S	1.100
92A	530	910S	1.500
94A	730		
96A	830		

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
MINIATURA					
5A2	860	10D4	1.100
4	1.000	6	1.450
6	1.150	8	2.050
8	1.650	10	2.520
10	2.000	1HY50	750
10D2	920	100	1.120
DIODI ZENER - TIPO SUBMINIATURA					
1N746 ÷ 759	1.320	UZ	1.490
1N746A ÷ 759A	1.600
TIPO STANDARD - TERMINALI ASSIALI					
1Z ... T20	1.650	1N1783 ÷ 1802	2.650
1Z ... T10	2.150	1N1783A ÷ 1802A	3.150
1Z ... T5	2.650
FISSAGGIO A VITE					
3Z ... T20	3.000	1N1363 ÷ 1815	8.250
3Z ... T10	3.630	1N1363A ÷ 1815A	9.900
3Z ... T5	4.300	1N3305 ÷ 3340	
10Z ... T20	4.620	50W-6,8 ÷ 100V	9.900
10Z ... T10	5.620	50 W	
10Z ... T5	6.600	6,8 ÷ 100 V.A.	11.900

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
TIPO DI PRECISIONE					
1N 429	8.250
430	31.350
430A	39.600
STRUMENTO SELETTORE DI DIODI ZENER					
ZENIAC	97.400
CELLE SOLARI AL SILICIO					
SO510E4	4.550	S1020E4	3.700
E6	4.550	E6	4.700
E8	6.000	E8	8.150
E10	8.430	E10	9.300
E11	10.060	E11	18.550
SO520E4	4.550
E6	4.550
E8	6.870
E10	15.450
E11	17.100
DIODI DI MEDIA POTENZA AL SILICIO					
3 A			6 A		
3F 10	1.300	6F 10	1.650
20	1.500	20	2.150
40	1.720	40	2.800
60	2.500	60	3.630
80	3.630	80	5.300
100	4.300	100	6.600

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
12 A			16 A		
12F 10	2.000	16F 10	3.300
20	2.300	20	5.620
40	3.300	40	8.900
60	3.960	60	11.900
80	5.620	80	16.200
100	7.260	100	20.130
DIODI DI POTENZA					
200 A					
200WAR 80	82.500
100	85.800
120	102.300
140	125.400
160	165.000
250 A			150 A		
70 U5	18.150	45 L5	8.600
10	21.450	10	11.050
20	24.750	20	16.500
30	26.400	30	19.800
40	29.700	40	23.100
50	33.000	50	25.400
60	39.600	60	29.700
80	46.200	80	39.600
100	52.800	100	47.850
120	72.600	120	59.400
70 US	25.750	45 LS	16.500

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
60 A					
25 G5	4.620	20 K5	1.650
10	4.950	10	1.820
20	6.600	20	2.150
30	6.950	30	2.600
40	7.260	40	2.970
50	7.920	60	3.460
60	8.900	80	4.150
80	11.200	100	5.280
100	13.860
25 HS	6.600

DIODI CONTROLLATI AL SILICIO (S.C.R.)

150 A

15 ORC 10	141.900
20	155.100
40	214.500
50	250.800
60	293.700
70	339.900

150 A - Epitassiali

15 ORE 80	392.700
90	455.400
100	518.100
110	589.800
120	669.900
130	778.800

70 A

71 RC 10	65.340
20	75.900
40	122.100
50	141.900
60	174.900
70	198.000
80	254.100

70 A - Epitassiali

71 RE 60	250.800
70	270.600
80	290.400
90	310.200
100	330.000
120	402.600
130	508.200

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
DIODI CONTROLLATI AL SILICIO					
16 A			10 A		
16 RC 5	13.860	10 RC 5	11.900
10	14.850	10	12.550
20	20.130	20	17.500
40	36.300	40	29.700
50	46.200	50	40.260
60	51.150	60	48.200
80	61.400	80	51.800
100	79.200	100	70.950
5 A			3 A		
5 RC 5	8.600	3 RC 5	7.600
10	9.900	10	9.250
20	15.500	20	14.200
40	25.100	40	22.110
50	40.260	50	28.380
60	48.180	60	36.300
80	45.550	80	41.250
100	64.350	100	70.950
			2N2 160	5.950
CARTUCCE AL SILICIO PER A.T. - P.R.V. DA 600 V A 15.000 V					
1N 1130	7.260	2379	24.420
1131	7.260	2380	29.700
2373	5.620	2381	49.500
2375	10.560	GF 1T25	66.000
2376	11.550	HF 1T25	89.100
1N 2377	13.860
2378	14.850

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
----------------	-----------------------	--	----------------	-----------------------	--

KLIPSELS - TIPI A CARTUCCIA

Modello	Prezzo	Modello	Prezzo
KY 1 DPF	2.900	KZ 1 DPF	4.100
2	3.400	2	4.520
3	3.630	3	4.920
5	4.230	5	5.750
6	4.520	6	6.200
9	5.200	9	7.360
10	5.400	10	7.720
12	5.870	12	8.550
15	6.570	15	9.700
17	7.050	17	10.530

Modello	Prezzo	Modello	Prezzo
KA 1 DAF	4.920	KA 9 DAF	9.300
2	5.500	10	9.850
3	6.600	12	10.900
5	7.130	14	12.050
6	7.660	15	12.500
8	8.750	17	13.630

KLIPSELS - TIPI A STACK

Modello	Prezzo	Modello	Prezzo
KL 1 DAF	5.750	KL 9 DAF	17.360
2	6.670	10	18.900
3	7.460	12	22.100
5	10.170	15	27.360
6	11.950	17	30.530
8	15.800		

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
AUTODIODI AL SILICIO					
2AF05	730	4AF05	830
2AF 1	830	4AF 1	1.000
2AF 2	1.000	4AF 2	1.160
2AF 4	1.160	4AF 4	1.320
RADIATORI					
E2/1/4"	3.000	Y4/1/2"	5.000
E2/10/32"	3.000	Y6/3/4"	6.000
E5/1/4"	5.340	Y6/1/2"	6.000
E5/10/32"	5.340	Y12/3/4"	12.670
Y4/3/4"	5.000	Y12/1/2"	12.670
TUBE REPLACEMENTS					
ST 1	17.230	ST7A	34.000
ST1A	45.550	ST 8	17.230
ST 2	17.230	ST 9	125.570
ST2A	26.900	ST10	125.570
ST 3	17.230	ST11	34.750
ST 4	17.230	ST12	371.250
ST 5	17.230	ST13	15.450
ST 6	17.230	ST14	9.100
PONTI METALLICI					
PM411 SD91S	7.160	SD98S	11.450
SD92S	7.400	SD910S	12.870
SD94S	8.350	PM412 SD91S	14.320
SD96S	10.100	SD92S	14.780

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
SD94S	16.700	35RE60	194.700
SD96S	20.200	70	211.200
SD98S	22.900	80	227.700
PM421 SD96S	20.200	90	247.500
SD98S	22.900	100	264.000
SD910S	25.400	110	290.400
.....			120	330.000
.....			130	429.000

PONTI DI RESINA

PM411 2E1/res.	2.150	PM412 5E1/res.	4.650
2E2/res.	2.500	5E2/res.	4.950
2E4/res.	2.970	5E4/res.	6.600
2E6/res.	4.300	5E6/res.	9.250
5E1/res.	2.300
5E2/res.	2.650
5E4/res.	3.300
5E6/res.	4.650

SEMICONDUTTORI "RAYTHEON"

RADDRIZZATORI AL SILICIO PER BASSA POTENZA

TR02	550	1EA40A (1N540)	1.450
TR05	600	1EA50A (1N1096)	1.600
TR11	800	1EA60A (1N1095)	1.750
TR22	1.400	1EA70A	1.900
1EA10A (1N537)	1.100	1EA80A	2.000
1EA20A (1N538)	1.200	1EA100A	2.550
1EA30A (1N539)	1.350	1EA120A	3.150
.....				
.....				

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
RADDRIZZATORI AL SILICIO PER MEDIA POTENZA					
1EB10A	1.700	1EB60A	2.300
1EB20A	1.800	1EB70A	2.450
1EB30A	2.000	1EB80A	2.700
1EB40A	2.050	1EB100A	2.950
1EB50A	2.200	1EB120A	4.000
.....					
.....					
.....					
PLANARI AL SILICIO - FREQUENZA E POTENZA MEDIA					
2N 697	2.800	2N1711	5.000
2N1613	4.400
.....					
ALTA TENSIONE E MEDIA POTENZA					
2N 699	4.800	2N1893	7.200
2N1890	9.000
.....					
AMPLIFICATORI E COMMUTATORI ALTA FREQUENZA					
2N 395	950	2N 404	1.200
2N 396	1.150	2N 404A	1.400
2N 397	2.000
.....					
COMMUTAZIONE AD ALTO GUADAGNO IN CORRENTE					
2N 658	2.800	2N 661	2.800
2N 659	2.800	2N 662	2.400
2N 660	2.400
.....					

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
----------------	-----------------------	--	----------------	-----------------------	--

IMPIEGO ENTERTAINMENT PER RADIO, TV, ALTA FEDELTA'

2N 360	700	2N 482	650
2N 361	650	2N 483	700
2N 362	700	2N 484	1.000
2N 363	650	2N 485	700
2N 632	600	2N 486	1.000
2N 633	600

2K 360	1.250	Y 360	600
2K 362	1.000	Y 362	600
2K 483	1.250	Y 485	600
2K 485	1.500

DIODO PER U.H.F.

1N82A	1.700
-------	-------	-------	--	--	-------

DIODI PLANARI AL SILICIO

1N3064	2.500
1N3728 (RD250)	3.000

AMPLIFICATORI IN V.H.F. E COMMUTAZIONE RAPIDA

2N 706	2.440	2N 708	3.600
2N 707	29.000	2N 914	6.400

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
2N 918	16.320				
COMUTAZIONE					
2N 1303	1.000		2N 1307	1.280	
2N 1305	1.200		2N 1309	2.040	
SEMICONDUTTORI "MISTRAL"					
TRANSISTORI PER B.F.					
SFT 321	500		SFT 343	650	
SFT 322	500		SFT 351	500	
SFT 323	500		SFT 352	500	
2SFT323	1.000		SFT 353	500	
SFT 325	650		SFT 367	1.000	
2SFT325	1.300		SFT 377	1.000	
SFT 337	550				
TRANSISTORI PER A.F.					
SFT 162	1.400		SFT 317	600	
SFT 163	1.250		SFT 319	550	
SFT 306	500		SFT 320	600	
SFT 307	500		SFT 357	1.100	
SFT 308	500		SFT 358	1.150	
SFT 316	1.050				

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

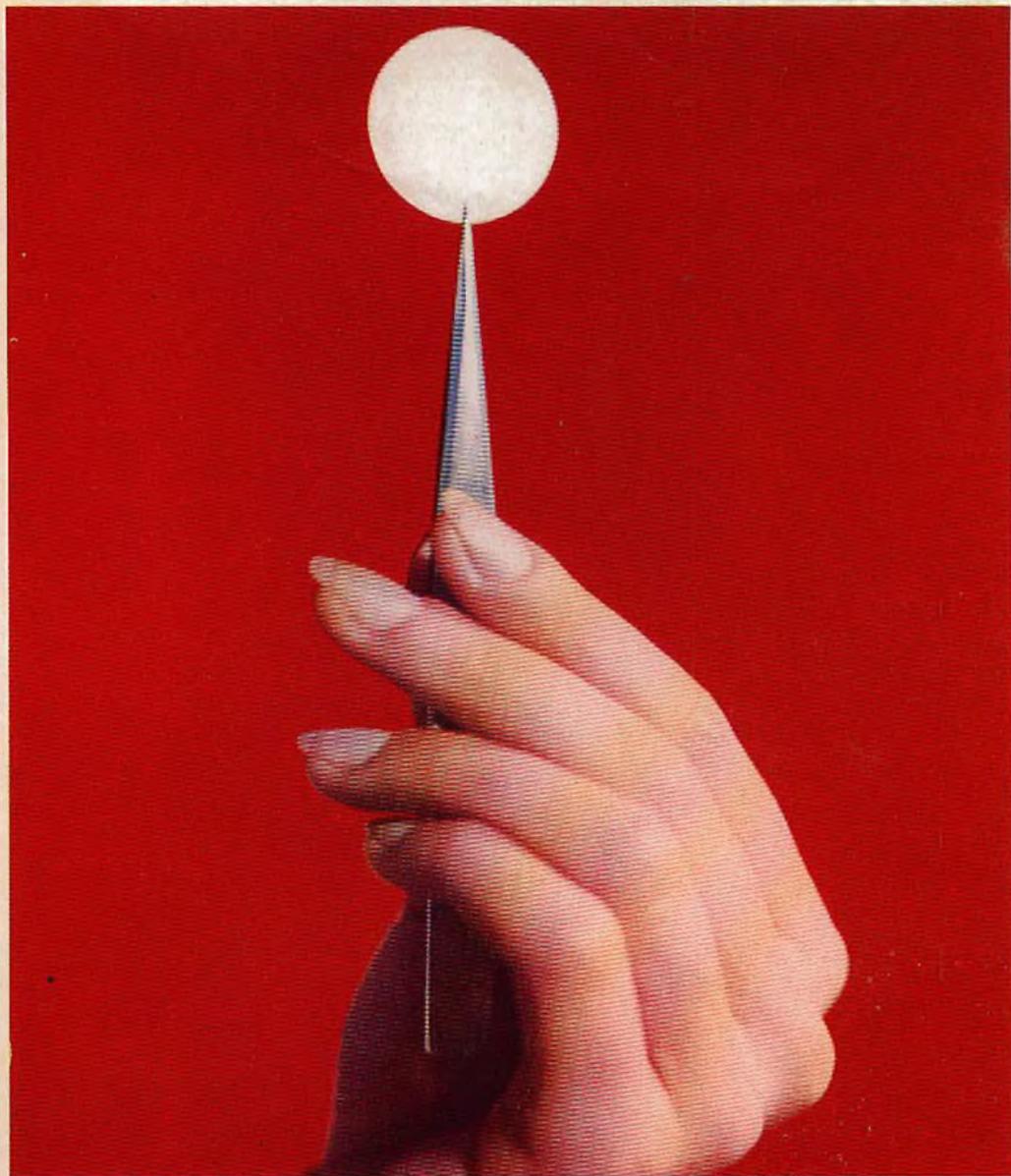
Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
AMPLIFICATORI VIDEO					
AF 200	1.400	BF 169	1.400
AF 201	1.300	BF 140	1.750
AF 202	1.500	BF 108	2.100
.....				
.....				
.....				
TRANSISTORI PER STADI FINALI DI POTENZA					
SFT 212	2.450	SFT 250	4.300
2SFT212	5.000	SFT 265	8.600
SFT 213	2.650	SFT 266	10.150
2SFT213	5.400	SFT 267	13.750
SFT 214	2.800	ASZ 15	4.200
SFT 239	3.000	ASZ 17	3.250
SFT 240	5.000	ASZ 18	3.950
.....				
.....				
RADDRIZZATORI AL SILICIO PROFESSIONALI					
SFR 151	1.100	1N 645	1.000
SFR 152	1.200	1N 646	1.100
SFR 153	1.400	1N 647	1.200
SFR 154	1.650	1N 1581	3.000
.....			1N 1582	3.500
.....				

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.		Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	
RADDRIZZATORI AL SILICIO PER RADIO - TV					
SFR 150	500
SFR 164	1.300
AMPLIFICATORE U.H.F.					
AF 139	2.400
AMPLIFICATORI V.H.F.					
AF 106	2.350
AF 109	3.400
FOTODIODI AL GERMANIO					
PHG 1	3.800
PHG 2	4.400
DIODI AL GERMANIO PER RIVELAZIONE					
SFD 104	250	SFD 110	250
SFD 106	250	SFD 112	200
SFD 107	200	SFD 115	250
SFD 108	250
STADI FINALI COMPLEMENTARI					
SFT 323*	500	SFT 377	1.000
SFT 325*	650
SFT 367*	1.000

* Accoppiabili col tipo SFT 377

NON TUTTI I TIPI SONO DISPONIBILI IN STOCK



AEROSTUDIO BORGHI 652-IR

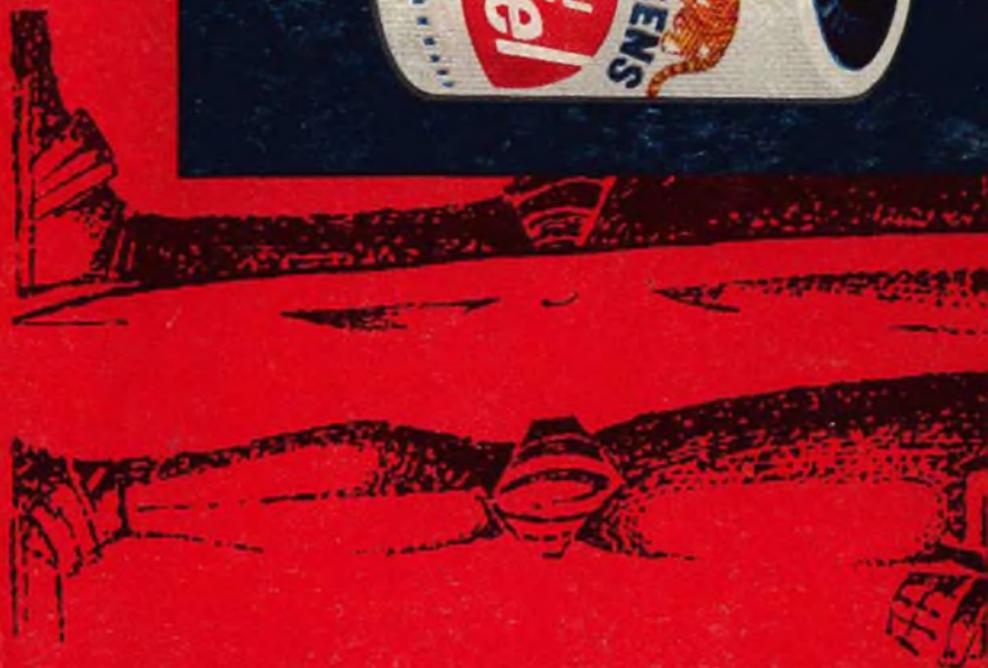
Silicio ad un superlativo grado di purezza, è componente principale dei diodi I - R: ragione prima del loro incontrastato successo.

SEMICONDUTTORI AL SILICIO • DIODI ZENER • RADDRIZZATORI CONTROLLATI

INTERNATIONAL RECTIFIER
CORPORATION ITALIANA S.p.A.



Stabilimento: Strada di Lanzo 84, Borgaro Torinese - Telef. 572.085/6 - Telex 21257 Rectifit
Uff. Milano: via Medardo Rosco 16, Milano - Telef. 600.836 - Distributori: Organizz. G.B.C.: Valle (Torino); Zaniboni (Bologna)



LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO

HELLESENS

