

6

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV

ARGENTINA Pesos 125
 AUSTRALIA Sb. 12.10
 AUSTRIA Sc. 24.90
 BELGIO Fr. Bg. 48
 BRASILE Cra. 1.200
 CANADA \$ Can. 1.28
 CILE Esc. 1.25
 DANIMARCA Kr. D. 6.65
 EGITTO Lg. 0.420
 ETIOPIA \$ Et. 2.25

FRANCIA Fr. Fr. 4.20
 GERMANIA D. M. 3.85
 GIAPPONE Yen. 346.80
 INGHILTERRA Sh. 6.10
 ISRAELE L. I. 3.20
 JUGOSLAVIA Din. 725
 LIBIA L. Lib. 0.345
 MALTA Sh. 6.10
 NORVEGIA Kr. N. 6.90
 OLANDA Fl. 3.50

PARAGUAY Guar. 120
 PERU Sol. 42.85
 PORTOGALLO Esc. 27.60
 SPAGNA Ptas. 57.20
 SUD-AFRICA R. 6.80
 SVIZZERA Fr. S. 4.15
 TURCHIA L. T. 8.20
 URUGUAY Pesos 10.45
 U.S.A. \$ 1.60
 VENEZUELA Bz. 6.60

N. 6 - GIUGNO 1965

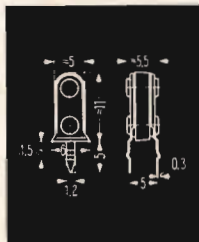
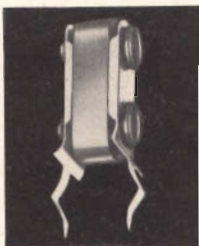
Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350

LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO

HELLESENS





nuovi stabilizzatori al selenio

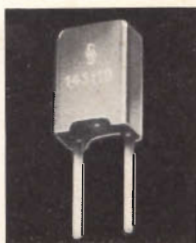
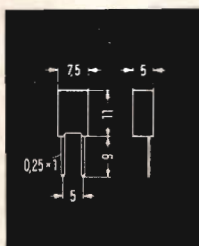
Negli apparecchi transistorizzati trovano sempre maggiore impiego diodi al selenio per la stabilizzazione dei diversi stadi. Per un migliore adattamento alle particolari esigenze dei circuiti stampati sono state sviluppate nuove esecuzioni.

Tipo	Numero di tavolette	Superficie delle tavolette cm ²	Corrente di stabilizzazione consigliata mA	Tensione di stabilizzazione V	Corrente massima di stabilizzazione consentita mA	Peso g
0,7 St 1	1	0,03	0,5 ÷ 1	0,6 ÷ 0,7	5	0,4
1,4 St 1	2	0,03	0,5 ÷ 1	1,2 ÷ 1,4	5	0,4
2,1 St 1	3	0,03	0,5 ÷ 1	1,8 ÷ 2,1	5	0,4
2,8 St 1	4	0,03	0,5 ÷ 1	2,4 ÷ 2,8	5	0,4
3,5 St 1	5	0,03	0,5 ÷ 1	3,0 ÷ 3,5	5	0,4
4,2 St 1	6	0,03	0,5 ÷ 1	3,6 ÷ 4,2	5	0,4

Stabilizzatori al selenio in resina sintetica

0,7 St 10	1	0,15	5 ÷ 10	0,6 ÷ 0,7	35	1
1,4 St 10	2	0,15	5 ÷ 10	1,2 ÷ 1,4	25	1
2,1 St 10	3	0,15	5 ÷ 10	1,8 ÷ 2,1	20	1
2,8 St 10	4	0,15	5 ÷ 10	2,4 ÷ 2,8	15	1

162-17



SIEMENS & HALSKE AG - SETTORE COMPONENTI

Rappresentanza per l'Italia:

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO



SELEZIONE di tecnica RADIO-TV

N. 6 - Giugno 1965

IN COPERTINA

Interno di un transistor RF a lega e a diffusione

739 Parigi 1965

741 Decodificatore Stereo - II parte

747 Metodo per la riparazione dei TV - II parte

751 Televisore portatile da 19" - III parte

761 Robot Elettronici

767 Amplificatore RC con emettitore comune

**771 R-Y e B-Y: perchè si riproduce il colore
III parte**

777 Il radar contro l'automobile .

781 Temporizzatore da 0,5 a 100 secondi

783 Trasmettitore d'emergenza

787 Sonorizzazione di film

793 Analizzatore di transistori

805 Lo stetoscopio elettronico - II parte

814 Dati tecnici dei transistori (continuazione)

819 Amplificatore per chitarra - 35 W

839 Rassegna delle riviste estere

845 L'elettronica illustrata

851 Servizio Radio TV

857 I lettori ci scrivono

863 Le antenne TV FM e la loro installazione

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

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano - Telefono n. 92.89.391 - Amministrazione: Piazza del Liberty, n. 4 - Milano - Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI - Autorizzazione alla pubblicazione Tribunale di Milano n. 4261 del 1-3-1957. Stampa: CARIM - C.so Sempione, 85 - Milano. Concessionario esclus. per la diffusione in Italia e all'Estero: MESSAGGERIE ITALIANE Via P. Lomazzo, 52 - Milano - Telefono 33.20.41 - Spedizione in abbonamento Postale - Gr. 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 - V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano. C/C Postale N. 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

L' VIII Salone Internazionale dei Componenti Elettronici non ha presentato quest'anno grosse novità dal punto di vista tecnico.

Per quanto riguarda invece la parte organizzativa non possiamo che prendere atto della sempre più massiccia partecipazione a questa Rassegna di Fabbricanti di tutto il mondo, in contrapposto alla scarsa, quasi insignificante, partecipazione dei Produttori Italiani; eppure erano presenti quest'anno anche ditte Spagnole, Austriache, Danesi, Svizzere, Tedesche orientali e di altre nazioni minori con le quali la produzione italiana può tranquillamente stare a confronto sia per qualità che per prezzi.

La Mostra di Parigi è senz'altro la più importante Rassegna europea di componenti e le Ditte Italiane non possono ulteriormente rimandare questo inevitabile confronto con la produzione estera, anzi lo riteniamo necessario, particolarmente in questo periodo.

Da queste pagine sentiamo perciò il dovere di rivolgere un invito ai Fabbricanti italiani ed alle organizzazioni preposte al coordinamento delle attività economiche di questo settore, perchè facciano ogni sforzo e diano il loro contributo per una presenza più viva e più attiva a queste importanti manifestazioni all'estero.

Come già detto, dal punto di vista tecnico non si può parlare di novità vere e proprie, se non della ormai naturale tendenza alla miniaturizzazione in ogni settore.

I **transistors** hanno ormai preso decisamente il predominio sulle valvole e se ne producono nelle gamme più svariate e con potenze che qualche anno fa sembravano irraggiungibili.

Nel campo dei **condensatori**, aumenta sempre più la produzione dei tipi al **tan-talio** e va affermandosi la nuova tecnica nell'impiego del **dielettrico policarbonato** in sostituzione del poliestere.

L'affermazione di questo nuovo tipo ormai sembra certa, non appena sarà possibile raggiungere livelli concorrenziali nei

Parigi

1965

dal nostro inviato speciale



costi di produzione, in quanto l'impiego del policarbonato consente una riduzione notevole delle dimensioni ed una stabilità nel tempo ed in funzione della temperatura, assolutamente eccezionali.

La nota Casa tedesca **WIMA** ha presentato tre nuovi tipi di condensatori al

policarbonato che danno un'idea chiara delle possibilità di questa nuova tecnica.

Una novità interessante nel campo degli **apparecchi per la saldatura** è presentata dalla ditta tedesca **ERSA**, con un saldatore a **pistola** rivoluzionario nel suo genere. Infatti il saldatore è leggerissimo, circa 200 grammi, perchè contrariamente ai classici saldatori a pistola non contiene trasformatore ed ha un riscaldamento rapidissimo, circa 10 s.

Nel campo dell'**elettroacustica** la ditta danese **DANAVOX** presenta, come novità assoluta, una **cuffia** senza fili con amplificatore incorporato. Leggerissima, questa cuffia, consente l'ascolto a distanza dalla sorgente sonora (microfoni, registratori, ecc.) utilizzando il campo magnetico creato da una spira conduttrice collegata con la sorgente e disposta intorno alla zona in cui interessa effettuare l'ascolto.

Indubbiamente questa realizzazione apre prospettive nuove in vari settori come quello dei sussidi audiovisivi per scuole, ospedali, fabbriche, ecc. (Nella foto una dimostrazione pratica dell'uso della cuffia Danavox).

A conclusione di queste brevi note ci sembra opportuno segnalare la tendenza specialmente da parte dei Fabbricanti francesi verso la realizzazione di **Componenti professionali** sempre più qualificati e ciò in relazione alla notevole richiesta del mercato interno per la produzione di apparecchiature militari.

Anche nel campo della **Normalizzazione dei componenti**, non c'è dubbio che la Francia è oggi all'avanguardia tra le nazioni europee.

Le norme francesi di omologazione e di impiego dei componenti per usi civili e militari sono tra le più complete ed accurate attualmente esistenti e ciò a tutto vantaggio degli utilizzatori e dei costruttori.

Nell'interesse di tutti auguriamoci che gli sforzi che si stanno compiendo in questo campo per giungere ad una **Normalizzazione Europea**, siano presto coronati da successo, anche in Italia.



DECODIFICATORI STEREO



II Parte

Esempio pratico di un decodificatore a « rivelazione di involuppo »

In fig. 11 è riportato lo schema elettrico di questo semplice decodificatore. Viene impiegata una valvola del tipo ECF 80. La sezione pentodica viene usata come amplificatrice. La portante pilota è applicata alla sezione triodica attraverso un filtro passa-banda (L_1-L_2). Il triodo funziona come duplicatore di frequenza; infatti circola in esso corrente di griglia e al suo anodo compare un segnale fortemente distorto.

Qui, la seconda armonica di questo segnale (38 kHz) viene ricavata agli estremi di un circuito accordato (L_3-C_8). In serie al primario del filtro di banda a 19 kHz, si trova un resistore da 3900Ω (R_4). Agli estremi di questo resistore è presente il segnale multiplex completo amplificato. Questo segnale viene aggiunto alla sottoportante a 38 kHz ripristinata. I picchi positivi e negativi vengono livellati e viene inoltre applicata la de-enfasi.

Per misurare la separazione dei canali, venne applicato all'ingresso un segnale multiplex formato da un « segnale sinistro » con frequenza di 1 kHz e da un « segnale destro » con frequenza di 700 Hz, entrambi aventi la stessa ampiezza. All'uscita del « canale sinistro » venne misurato un « segnale destro » di - 27,2 dB, mentre all'uscita del « canale destro » il « segnale sinistro » era 29,2 dB.

Quando la frequenza di uno di questi segnali fu variata da 50 Hz a 10 kHz il rapporto era sempre superiore a 20 dB. **Come abbiamo detto questo tipo di decodificatore non è compatibile.**

Decodificatore « frequency-multiplex » transistorizzato

Questo tipo di decodificatore possiede interessanti novità circuitali, e cioè: è compatibile, si commuta automaticamente da una trasmissione monofonica ad una trasmissione stereofonica, in presenza di un segnale pilota di sufficiente ampiezza

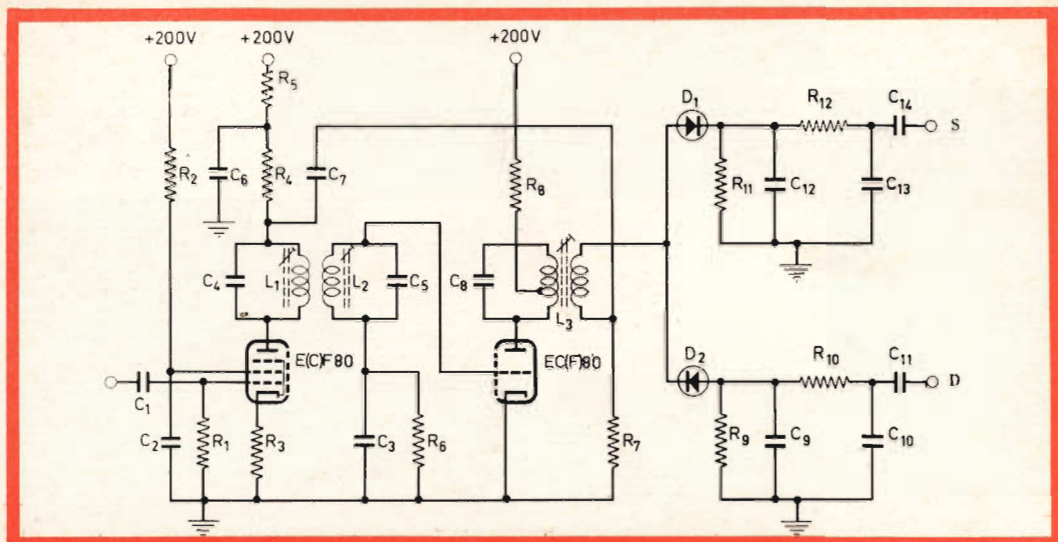


Fig. 11 - Schema elettrico di un decodificatore a « rivelazione di iniluppo ».

COMPONENTI

Resistori

$R_1 = 1 \text{ M}\Omega$
$R_2 = 3300 \Omega$
$R_3 = 470 \Omega$
$R_4 = 3900 \Omega$
$R_5 = 1000 \Omega$
$R_6 = 680 \text{ k}\Omega$
$R_7 = 47 \text{ k}\Omega$
$R_8 = 1 \text{ M}\Omega$
$R_9 = 47 \text{ k}\Omega$
$R_{10} = 100 \text{ k}\Omega$
$R_{11} = 47 \text{ k}\Omega$
$R_{12} = 100 \text{ k}\Omega$

Condensatori

$C_1 = 0,1 \mu\text{F}$, poliestere 125 V
$C_2 = 0,47 \mu\text{F}$, poliestere 400 V
$C_3 = 1000 \text{ pF}$, ceramico 500 V
$C_4 = 1000 \text{ pF}$, poliestere 125 V
$C_5 = 1000 \text{ pF}$, poliestere 125 V

$C_6 = 0,47 \mu\text{F}$, poliestere 400 V
$C_7 = 0,15 \mu\text{F}$, poliestere 400 V
$C_8 = 33 \text{ pF}$, ceramico 500 V
$C_9 = 220 \text{ pF}$, ceramico 500 V
$C_{10} = 470 \text{ pF}$, ceramico 500 V
$C_{11} = 10000 \text{ pF}$, ceramico 500 V
$C_{12} = 220 \text{ pF}$, ceramico 500 V
$C_{13} = 470 \text{ pF}$, ceramico 500 V
$C_{14} = 10000 \text{ pF}$, ceramico 500 V

Diodi

2 x OA81

Valvola

ECF80

Bobine

$L_1 = \text{AT4009}$

$L_2 = \text{AT4009}$

Bobine oscillatore di riga montate una accanto all'altra
 Primario: 680 spire 45 s.w.g. ($\varnothing = 0,071 \text{ mm}$)
 (300 mH): presa alla 250.ma spira
 Secondario: 125 spire, 35 s.w.g. ($\varnothing = 0,213 \text{ mm}$)

indica che il segnale entrante è adatto per la ricezione stereo.

Un demodulatore ad anello cancella il segnale della sottoportante a 38 kHz presente alle uscite.

Una lampada al neon indica se il segnale pilota si riceve o no. In fig. 12 è riportato

lo schema a blocchi di questo demodulatore.

Le tre bande di frequenza del segnale multiplex vengono separate nel primo amplificatore. Più sotto descriveremo come vengono « trattati » questi segnali. In fig. 13 è riportato lo schema elettrico.

Il segnale S+D

Il segnale multiplex completo, presente sull'emettitore di TR₁, viene applicato a un filtro di de-enfasi (R₁₄-R₁₅-C₁₁). Le frequenze superiori a 3,18 kHz subiscono un'attenuazione di 6 dB/ottava. Passa alla matrice con l'ampiezza corretta, solo il segnale S+D che copre la banda da 0 a 15 kHz e che al trasmettitore subisce la pre-enfasi. L'oscillogramma 4b indica un segnale che può essere presente dietro il filtro di de-enfasi (N. 5-1965).

Ripristino della sottoportante e sistema di commutazione

Il segnale pilota, dopo essere amplificato da TR₁, viene applicato al secondo transistor TR₂ attraverso un trasformatore accordato (L₂-C₂).

La scelta di un opportuno rapporto di spire consente l'adattamento dell'impedenza e un basso smorzamento del circuito accordato.

Durante una ricezione monofonica, TR₂ è bloccato. La base di TR₂ è collegata attraverso un filtro passa-basso (C₅-R₆) all'emettitore di TR₃. Il segnale pilota che raggiunge il circuito del collettore di TR₂ viene raddrizzato.

Gli impulsi negativi a 38 kHz, prodotti agli estremi di R₁₀, vengono portati alla base di TR₃, dove, quando raggiungono un certo livello, fanno circolare una certa corrente. La caduta di tensione negativa agli estremi del resistore di emettitore (R₁₁) prodotta da questa corrente e inoltrata attraverso il filtro passa-basso (R₆-C₅) viene usata per spostare il punto di lavoro di TR₂ dal funzionamento in classe B al fun-

zionamento in classe A. Il maggior guadagno ottenuto produce impulsi negativi di maggior ampiezza che pilotano il terzo transistor. Si raggiunge in questo modo una nuova posizione stabile del punto di lavoro.

Il guadagno di entrambi i transistori è elevato e la portante pilota viene amplificata fino a raggiungere agli estremi del circuito accordato di collettore (L₄-C₁₀) del terzo transistor il valore di 40 V_{p.p.}. Essa rimane costante a questo livello, anche quando il livello del segnale d'ingresso si abbassa. Ad un dato secondo livello, molto più basso del primo, gli impulsi a 38 kHz diventano troppo piccoli per mantenere TR₃ in conduzione. La tensione di reazione più bassa risultante, riporta nuovamente il secondo transistor a funzionare in classe B. Il guadagno più basso produce impulsi più bassi e allora TR₃ si blocca commutando nuovamente il ricevitore in posizione di ricezione monofonica.

Il ritardo della commutazione monostereo è considerevole. Il livello della commutazione può essere scelto in base al valore assegnato a R₁₂. Questo ritardo è stato introdotto apposta per evitare una continua commutazione mono-stereo quando il segnale pilota varia intorno al valore critico.

L'indicatore

Come indicatore viene usata una piccola lampada al neon. L'elevata tensione necessaria per assicurare l'innesco di questo indicatore, è ottenuta da un avvolgimento aggiuntivo disposto in serie al circuito ac-

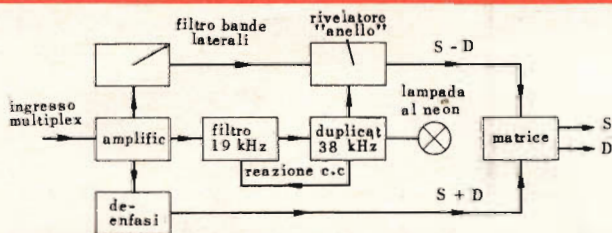


Fig. 12 - Schema a blocchi di un decodificatore frequency-multiplex completamente compatibile.

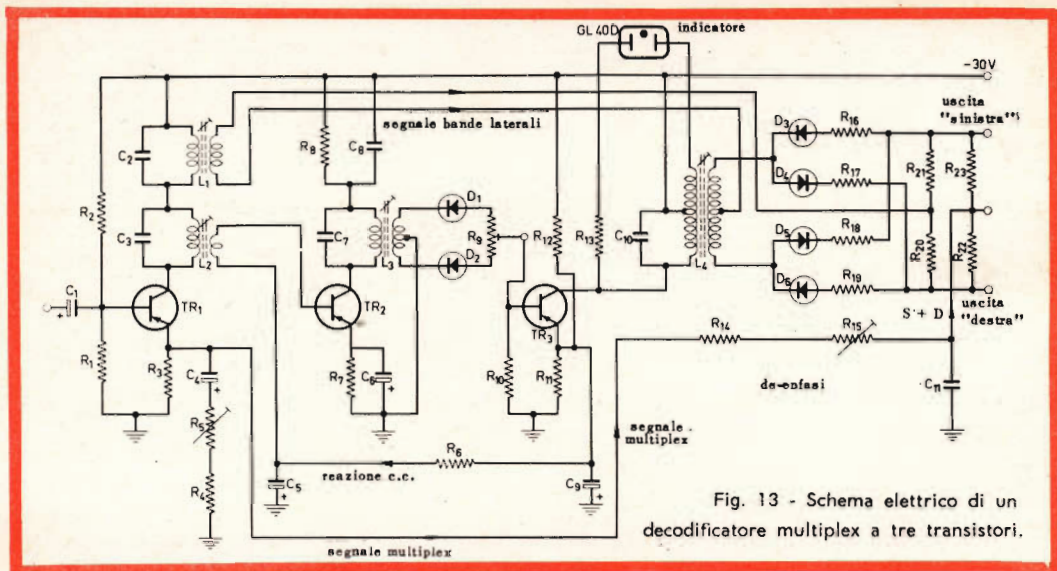


Fig. 13 - Schema elettrico di un decodificatore multiplex a tre transistori.

COMPONENTI

Resistori

- $R_1 = 18 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 68 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = 1500 \Omega$
- $R_4 = 1000 \Omega$
- $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_7 = 1800 \Omega$
- $R_8 = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_9 = 200 \Omega$
- $R_{10} = 2700 \Omega$
- $R_{11} = 270 \Omega$
- $R_{12} = 33 \text{ k}\Omega$
- $R_{13} = 220 \text{ k}\Omega$
- $R_{14} = 6800 \Omega$
- $R_{15} = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_{16} = 2700 \Omega$
- $R_{17} = 2700 \Omega$
- $R_{18} = 2700 \Omega$
- $R_{19} = 2700 \Omega$
- $R_{20} = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_{21} = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_{22} = 18 \text{ k}\Omega$
- $R_{23} = 18 \text{ k}\Omega$

Condensatori

- $C_1 = 10 \mu\text{F}$, elettrolitico 16 V
- $C_2 = 3900 \text{ pF}$, poliestere 400 V
- $C_3 = 33000 \text{ pF}$, poliestere 125 V
- $C_4 = 100 \mu\text{F}$, elettrolitico 6,4 V
- $C_5 = 5 \mu\text{F}$, elettrolitico 64 V
- $C_6 = 5 \mu\text{F}$, elettrolitico 64 V
- $C_7 = 33000 \text{ pF}$, poliestere 125 V
- $C_8 = 0,1 \mu\text{F}$, poliestere 125 V
- $C_9 = 80 \mu\text{F}$, elettrolitico 25 V
- $C_{10} = 33000 \text{ pF}$, poliestere 125 V
- $C_{11} = 4700 \text{ pF}$, poliestere 400 V

Diodi

- $D_1 = \text{OA95}$
- $D_2 = \text{OA95}$
- $D_3 = \text{OA95}$
- $D_4 = \text{OA95}$
- $D_5 = \text{OA95}$
- $D_6 = \text{OA95}$

Transistori

- $\text{TR}_1 = \text{AF118}$
- $\text{TR}_2 = \text{AF118}$
- $\text{TR}_3 = \text{AF118}$

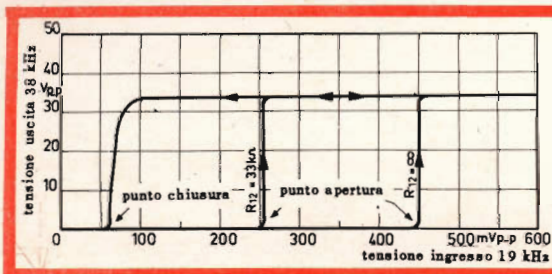


Fig. 14 - Tensione d'ingresso del segnale pilota in funzione della tensione di uscita a 38 kHz.



Fig. 15 - Influenza dei resistori variabili R_5 e R_{15} sulle risposte in frequenza dei segnali $S-D$ e $S+D$.

Bobine

- L_1 = Bobina AT4012. Tolta la bobina originale si avvolgono sul supporto 500 spire (primario) e 500 spire (secondario) con filo di 38 s.w.g. ($\varnothing = 0,152$ mm).
Larghezza della bobina = 10 mm; $L = 4,6$ mH; $Q = 16$
- L_2 = nucleo ad olla S18/12 nucleo K300047
primario = 168 spire, 33 s.w.g. ($\varnothing = 0,254$ mm)
 $L = 1,95$ mH; $Q = 60$
secondario = 15 spire, 33 s.w.g. ($\varnothing = 0,254$ mm)
- L_3 = nucleo ad olla S18/12 nucleo K300049
primario = 116 spire, 38 s.w.g. ($\varnothing = 0,152$ mm)
 $L = 1,95$ mH; $Q = 55$
secondario = 116 spire, 38 s.w.g. con presa centrale ($\varnothing = 0,152$ mm)
- L_4 = nucleo ad olla S18/12 nucleo K300049
primario = 58 spire 40 s.w.g. ($\varnothing = 0,122$ mm)
 $L = 0,5$ mH; $Q = 35$
250 spire, 45 s.w.g. ($\varnothing = 0,071$ mm)
secondario = 2×58 spire, 40 s.w.g. ($\varnothing = 0,122$ mm) bifilare

cordato (L_4-C_{10}) nel circuito di collettore del transistor TR_3 . Avendo un numero di spire 5 volte maggiore di quelle del circuito accordato, può fornire una tensione di picco di 120 V capace di innescare la lampada al neon.

Riottenimento del segnale S-D

Le bande laterali amplificate S-D vengono estratte dal segnale multiplex per mezzo di circuito accordato singolo (L_1-C_2). La sottoportante ripristinata viene aggiunta in un demodulatore ad anello. Per non incorrere in effetti di « sovrarmodulazione », l'ampiezza della sottoportante deve essere notevole rispetto all'ampiezza delle bande laterali.

Dal rivelatore si ricava sia il segnale S-D che quello $-(S-D)$.

La matrice

In questo circuito, la matrice per ottenere la tensione del canale sinistro aggiun-

ge il segnale $S+D$ al segnale S-D (mediante il resistore R_{23}). Se i segnali $S+D$ e $S-D$ hanno la stessa ampiezza e la stessa fase, il segnale D viene « cancellato » e non comparirà ai terminali di uscita del canale sinistro.

Anche il segnale $S+D$ viene aggiunto al segnale $-(S-D)$. In questo caso viene « cancellato » il segnale S e « recuperata » la tensione per il canale destro.

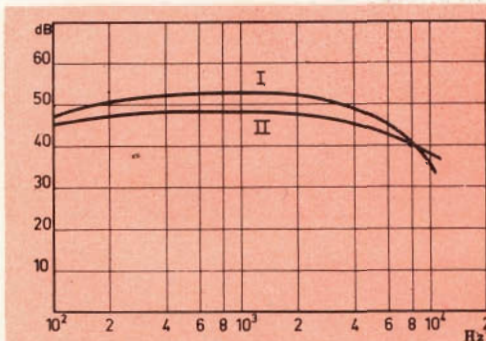


Fig. 16 - I) Soppressione del canale sinistro all'uscita del canale destro. II) Soppressione del canale destro all'uscita del canale sinistro.

Per ottenere una separazione di canali più netta possibile, vengono incorporati in questo circuito due resistori variabili (R_5 e R_{15}). Il resistore R_5 influisce sull'amplificazione delle bande laterali S-D, mentre l'amplificazione del segnale di uscita all'emettitore di TR_1 rimane pressochè 1. L'amplificazione di questi due segnali deve essere opportunamente adattata allo scopo di avere nel circuito della matrice un corretto rapporto $(S-D)/(S+D)$.

Il resistore R_{15} fa parte del filtro di defasi. Esso controlla la risposta in frequenza del segnale $S+D$.

Questa risposta in frequenza deve essere uguale a quella del segnale $S-D$ ottenuto dal filtro della banda laterale (L_1-C_2) a basso Q.

La fig. 15 indica l'effetto delle differenti posizioni del resistore variabile sulle curve di risposta in frequenza.

La procedura più corretta è quella di adattare il rapporto $(S-D)/(S+D)$ prima su una frequenza bassa (buona separazione dei canali) mediante R_5 , indi regolare R_{15} per una buona separazione dei canali ad una frequenza elevata.

Risultati delle misure

Come indicato in precedenza, la fig. 14, indica la tensione di uscita a 38 kHz presente sul collettore di TR_3 , in funzione della tensione d'ingresso di 19 kHz su TR_1 .

La fig. 16 indica la separazione dei canali dello stesso decodificatore misurata con un segnale multiplex d'ingresso avente un'ampiezza massima di 5,5 V_{p.p.}

Questi risultati furono ottenuti osservando le tensioni S e D di uscita con un voltmetro selettivo.

(Da « Application Information »)

Le trattative sulla riduzione delle tariffe doganali, iniziate questo mese a Ginevra, sono state attentamente seguite dalle industrie elettroniche degli Stati Uniti, in quanto gli interessi in gioco sono enormi.

Nei primi otto mesi del 1964 è stato importato negli Stati Uniti materiale elettronico per circa 190 milioni di dollari; di questi, ben 113 milioni sono stati spesi per beni di consumo. Nello stesso periodo è stato esportato materiale elettronico per 905 milioni di dollari; il 77 % di questo totale riguardava prodotti industriali e militari.

Ogni maggiore riduzione delle barriere doganali estere aprirebbe nuovi mercati per i fabbricanti statunitensi di prodotti industriali e commerciali. Però la simultanea variazione della imposta americana sul commercio provocherebbe l'espansione delle importazioni dei beni di consumo.

La domanda che si pongono i costruttori americani è perciò la seguente: l'aumento delle esportazioni compenserà quello delle importazioni?

L'Associazione delle Industrie Elettroniche desidera la reciproca diminuzione delle tariffe doganali dei prodotti commerciali ed industriali. Gli atti sulla Espansione del Commercio degli Stati Uniti consentono riduzioni delle tariffe doganali fino ad un valore massimo del 50 %. Ma sugli articoli di consumo l'associazione ha chiesto che gli altri Paesi diminuiscano le tariffe, mentre gli Stati Uniti dovrebbero mantenere intatte le attuali barriere doganali. L'argomento con cui sostengono questa richiesta è questo: la protezione che gli Stati Uniti concedono ai beni di consumo è del 30 % inferiore a quella concessa dal Giappone e dall'Europa.

Le discussioni avvengono sotto il patronato dell'Accordo Generale sulle tariffe doganali e sul commercio.

METODO PRATICO PER LA RIPARAZIONE DEI TV

Il Parte

La buona accoglienza fatta dai nostri lettori a questi « appunti », ci ha spronato decisamente su questa strada che noi percorreremo illustrando brevemente e richiamando alla memoria dei tecnici quei principi di funzionamento elementari che sono l'unica chiave per risolvere tanti casi difficili. Continuiamo l'analisi sistematica dei difetti che possono verificarsi in un televisore.

3. C'è il raster, c'è l'immagine, manca il suono.

Questo classico difetto va ricercato esclusivamente nell'amplificatore audio. La sua riparazione comincia con il controllo, per esclusione, dell'amplificatore F.I. audio. È sufficiente applicare qualunque segnale B.F. sul lato caldo del potenziometro del volume per accertarsi se l'amplificatore B.F. funziona. Basta anche « toccare » con un dito la parte calda del potenziometro e controllare se si sente in altoparlante la frequenza di rete amplificata. Se l'altoparlante risponde a questa « iniezione » di segnale vuol dire che la sezione B.F. è a posto. Se invece rimane muto, si comincerà a misurare le tensioni sulla finale audio PL82. Dal valore di tensione misurato sulla resistenza di catodo ($V_k = R \times I_k$) si può subito accertarsi se nella valvola scorre la corrente richiesta.

Se applicando un segnale b.f. sulla griglia controllo della finale non si sente nessun suono in altoparlante, il guasto dovrà essere ricercato o nella finale, nel trasformatore di uscita, o nell'altoparlante stesso.

Se lo stadio finale « risponde » a questo controllo, si procederà a ritroso, stadio per stadio, controllando le tensioni e tenendo sempre per riferimento i segnali provenienti dall'altoparlante. Tante volte ad un tecnico esperto basta, il « transistorio di tensione » che si ha semplicemente toccando con un cacciavite la griglia controllo o l'anodo di una valvola per diagnosticare e localizzare il difetto. L'orecchio sempre teso verso l'altoparlante saprà segnalare anche l'entità di amplificazione di uno stadio. Se però si ha un generatore, il controllo dell'efficienza e dell'amplificazione di uno stadio è senz'altro decisivo (fig. 6).

Come funziona l'amplificatore F.I. audio

Al rivelatore video, la portante video 38,9 MHz e la portante audio 33,4 MHz si mescolano e producono la frequenza intermedia audio di 5,5 MHz. In serie alla resistenza di carico del rivelatore video si trova una bobinetta che serve ad esaltare le frequenze elevate del segnale video. Questa stessa bobinetta costituisce il primario del trasformatore posto in griglia della valvola F.I. audio. Dal secondario

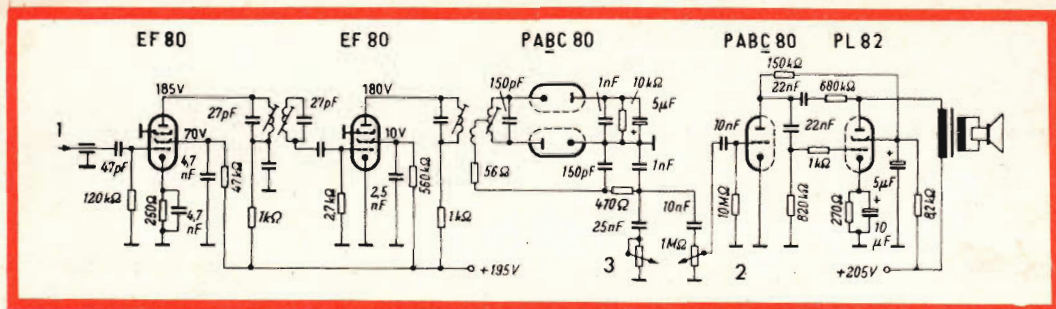


Fig. 6 - Schema elettrico della sezione audio di un televisore: 1 = dal rivelatore video; 2 = volume; 3 = tono.

di questo trasformatore, un condensatore di accoppiamento porta il segnale in griglia della 1ª valvola F.I. audio. Qui si trova un circuito accordato a 5,5 MHz che blocca il rimanente segnale video. In alcuni ricevitori, il segnale audio è prelevato dall'anodo della finale video.

Attraverso un filtro passa-banda il segnale viene portato all'ingresso del II stadio F.I. audio che funziona da limitatore. A questo stadio segue un circuito rivelatore a rapporto dato che siamo in presenza di segnali modulati in frequenza. Il funzionamento di questo circuito è noto e noi pertanto lo tralascieremo.

Al demodulatore segue uno stadio pre-amplificatore e finale B.F.

4. C'è il raster, manca l'immagine, il suono è presente

4. a Se c'è il suono significa che fino al rivelatore (compreso) tutto è normale dato che, come abbiamo visto, il suono è prodotto per battimento delle due portanti al rivelatore. Pertanto, fino al punto in cui suono e video si separano tutto sarà in regola. Abbiamo visto che questa separazione avviene di solito subito dopo il rivelatore. La mancanza dell'immagine dovrà quindi ricercarsi in un difetto che potrà trovarsi nel tratto dal rivelatore-amplificatore video-cinescopio (fig. 8). Si comincerà quindi a sostituire la valvola dell'amplificatore video (PCL 84) e se ciò non giovasse, si procederà alla misura delle tensioni ai suoi elettrodi.

La tensione presente sul catodo di que-

sta valvola serve per la produzione della tensione C.A.G. (controllo automatico del guadagno). La tensione negativa di polarizzazione di griglia della PCL 84 viene fornita dal circuito rivelatore. Il resistore di carico del rivelatore funziona nello stesso tempo da resistenza di fuga di griglia della PCL 84. Agli estremi di questo resistore si forma oltre che il segnale audio (5,5 MHz) e video, un certo valore di tensione continua; è quella appunto che polarizza la PCL 84.

Spesso la regolazione del contrasto è posta sulla griglia schermo della finale video o sulla sua resistenza catodica. Se si dispone di un oscilloscopio è più facile scoprire il difetto. In questo caso si può fare il « signal tracing » dal rivelatore al catodo del cinescopio; si può controllare se la valvola amplifica e se la regolazione del contrasto è efficiente.

Negli apparecchi in cui il suono è prelevato dopo la valvola amplificatrice video, la mancanza dell'immagine, di solito, comporta anche la mancanza del suono (si suppone naturalmente che il cinescopio sia efficiente). Naturalmente, il guasto 4 a., può verificarsi anche se è interrotto il collegamento tra l'anodo della PCL 84 e il catodo del cinescopio.

4 b. Abbiamo visto che la tensione presente sul catodo della PCL 84 serve alla produzione della tensione per il C.A.G. Come abbiamo visto nella sezione 2 b., una errata tensione C.A.G. può far sparire il video e il suono. Ci si assicuri che la valvola « gated » funzioni correttamente

controllando se pervengono al suo catodo il segnale video e se al suo anodo risultino applicati gli impulsi di ritorno di riga il cui valore oscilla intorno ai 150 V_{p-p}. Si dovrà inoltre controllare il partitore da cui è prelevata la tensione C.A.G. per le valvole dell'amplificatore F.I. e il circuito dove si produce la tensione negativa « ritardata » da applicare alla valvola amplificatrice R.F. (selettore di canali). Sull'anodo del triodo « gate » si ha una tensione di circa -18 V la quale attraverso un partitore (R₂/R₃) assume successivamente il valore di -4,1 V; questa è la tensione negativa che viene applicata alla griglia controllo delle prime due valvole amplificatrici F.I. Via via che la tensione del segnale in antenna aumenta, anche la tensione C.A.G. aumenta, per cui l'amplificazione diminuisce e il segnale applicato al catodo del cinescopio rimane invariato.

Descrizione del funzionamento del rivelatore video, dell'amplificatore video e del circuito generatore della tensione C.A.G.

Sul diodo raddrizzatore di fig. 8 succede quanto segue: sul circuito oscillante L1, C1 e quindi sul diodo si trovano i segnali con frequenza di 38,9 MHz (portante video) e quelli con frequenza di 33,4 MHz (portante audio). L'ampiezza di quest'ultimo segnale è circa 1/10 di quella della portante video.

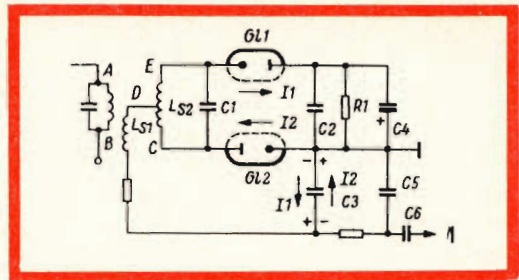


Fig. 7 - Principio di funzionamento di un rivelatore a rapporto; 1 = B.F.

1. Queste due frequenze si mescolano sulla curva caratteristica del diodo producendo la frequenza-differenza di 5,5 MHz che risulta modulata in frequenza come la primitiva portante audio. La resistenza di carico di questa frequenza-differenza è costituita dalla bobina L₆. Il circuito accordato accoppiato a quest'ultima porta il segnale intercarrier (5,5 MHz) sulla griglia controllo della 1^a valvola amplificatrice F.I. audio.

2. Il diodo al germanio lascia passare solo le semionde negative della portante F.I. video, le quali faranno scorrere nel condensatore C₂ una corrente che lo caricherà a seconda dell'ampiezza di ogni semionda raddrizzata. La scarica del condensatore avverrà attraverso il resistore di carico R₁ agli estremi del quale si formerà un segnale video con intensità di circa 4,5 V_{p-p} e contemporaneamente si

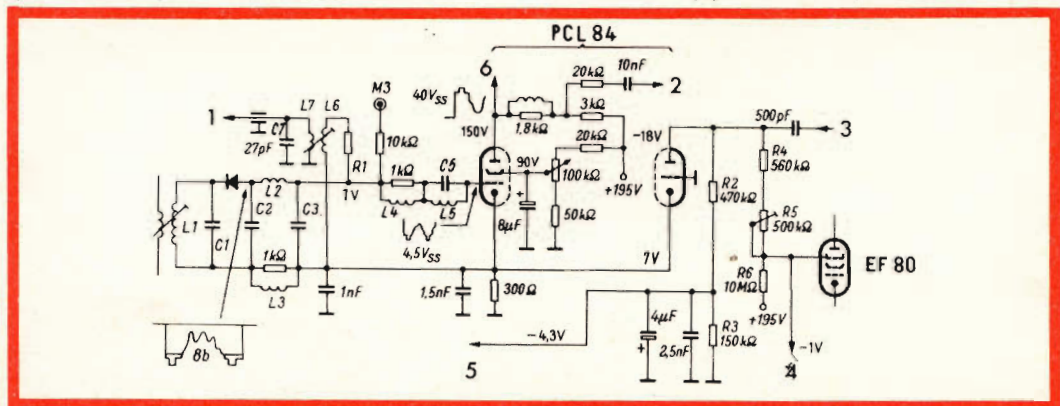


Fig. 8 - Rivelatore video, amplificatore video e valvola per il C.A.G.: 1 = F.I. audio; 2 = al separatore dei sincronismi; 3 = impulso di ritorno di riga; 4 = tensione C.A.G. per stadio R.F.; 5 = tensione del C.A.G. per 1° e 11° stadio F.I.; 6 = al catodo del cinescopio.

formerà agli estremi del resistore una tensione negativa che, come abbiamo visto, servirà da tensione di polarizzazione per la griglia controllo della finale video. Il circuito L2/C3 è un filtro che serve a bloccare i residui di segnale a frequenza intermedia, mentre L5/C5 serve a bloccare la frequenza-differenza di 5,5 MHz. Le bobinette L₃ e L₄ servono nello stesso tempo ad esaltare le frequenze elevate del segnale video che in parte verrebbero sopresse dal condensatore C₂.

Alla griglia schermo della finale video PCL 84 viene applicata una tensione variabile. È questo un sistema per variare la amplificazione della valvola e, in definitiva, per variare il contrasto dell'immagine. Nel circuito anodico, oltre alla resistenza di carico da 3 kΩ, si trova una bobinetta che serve ad aumentare l'amplificazione alle frequenze più alte della banda video. Sull'anodo della PCL 84 si trova una segnale video **positivo** con valore di circa 40 V_{p-p} che verrà successivamente applicato al catodo del cinescopio.

La sezione triodica della PCL 84 viene impiegata per formare la tensione del C.A.G. Al catodo di questo triodo viene applicato il segnale video, essendo collegato direttamente col catodo della finale video. La griglia è a massa. Sull'anodo vengono portati impulsi di ritorno di riga con ampiezza di circa 150 V_{p-p}. La corrente può scorrere in questo triodo solo quando sono presenti gli impulsi di ritorno di riga; tale corrente scorre nei resistori R₂ e R₃ producendo una tensione negativa.

Questo sistema di produzione della tensione per il controllo dell'amplificazione delle valvole F.I. e R.F. ha questo vantaggio: la tensione C.A.G. ottenuta non viene a dipendere dal **contenuto** dell'immagine. Concorrono a formare la ten-

sione per il C.A.G. solo gli impulsi di sincronismo e gli impulsi di ritorno di riga (di ampiezza costante). L'altezza degli impulsi di sincronismo varia a seconda della intensità del segnale; ma ciò è quello che si desidera dato che noi desideriamo poter disporre per controllare l'amplificazione delle valvole F.I. di una tensione negativa che vari al variare del segnale. Quando, per esempio, sulla griglia controllo della finale video il segnale video aumenta, anche la tensione di polarizzazione di griglia presente sul resistore R₁ viene ad essere aumentata. Cosa succede? La corrente nella valvola diminuisce e conseguentemente anche la componente C.C. presente sul resistore catodico (scende per esempio a 6 V). Il segnale video negativo presente sul resistore catodico aumenterà, per esempio a -4,5 V_{p-p}. La reale tensione di polarizzazione del triodo C.A.G. sarà circa -1,5 V.

Conseguenza: nel triodo scorrerà una forte corrente che produrrà nei resistori anodici una forte tensione negativa C.A.G., che verrà successivamente applicata alla griglia delle valvole F.I. e R.F.: il segnale diventerà allora più piccolo. La tensione C.A.G. destinata all'amplificatore R.F. viene « ritardata » mediante polarizzazione positiva applicata ad essa tramite R₆. Il tratto griglia-soppressore catodo della 1^a valvola F.I. cortocircuita la tensione C.A.G. fino a che non viene superato il valore della polarizzazione positiva.

Come risultato finale di questa regolazione dell'amplificazione delle valvole della frequenza intermedia e della radio frequenza, si ha che la tensione applicata al catodo del cinescopio risulta sempre invariata (sempre uguale contrasto) anche quando in antenna il segnale varia notevolmente di ampiezza.

A. Marucci

Un radar aereo per la ricerca dei periscopi dei sommergibili è stato studiato dalla divisione Missile System della Raytheon Co. Il sistema è completamente automatico. Tranne che per una valvola del trasmettitore, tutta l'apparecchiatura è transistorizzata. La Raytheon riferisce che esso non ha subito alcun guasto, durante il funzionamento, da quando si sono iniziate le prove con questo radar, che la società ha progettato di propria iniziativa.

TELEVISORE PORTATILE 19"

ALIMENTAZIONE IN C.C. O C.A.

III Parte

Continuiamo la descrizione del televisore portatile a transistori occupandoci in particolare della sezione audio, del circuito antidisturbo e di quello relativo alla produzione della tensione per il controllo del guadagno del ricevitore (C.A.G.). Prossimamente concluderemo l'argomento, descrivendo la sezione sincronismi, la base dei tempi di riga e di quadro e la sezione-alimentazione del televisore.

Lo stadio preamplificatore video TR₁₀ (AF 127) funziona anche come primo amplificatore del segnale audio intercarrier (5,5 MHz). E ciò perché, a questa frequenza, il circuito risonante in serie formato da L₂₂ e C₄₀ cortocircuita il resistore di emettitore R₂₈, trasformando questo stadio (TR₁₀) in un normale amplificatore con emettitore comune. Il segnale intercarrier (5,5 MHz) viene prelevato mediante un circuito risonante inserito nel circuito del collettore dello stadio preamplificatore; per assicurare selettività e larghezza di banda sufficienti, il circuito risonante è del tipo a larga banda a doppio accordo (L₁₇, L₁₈). Il secondo stadio amplificatore audio TR₉ (AF 125) è regolato per una corrente di emettitore di 3 mA. Per limitare il livello del segnale sul collettore di questo transistor, la tensione collettore-emettitore è regolata per un valore piuttosto basso, e cioè, 6 V. Il pericolo di oscillazione è evitato collegando

in serie al collettore un resistore del valore di 150 Ω (R₂₇).

Il discriminatore è in tutto convenzionale (rivelatore a rapporto asimmetrico) ed è equipaggiato con la « coppia » di diodi 2-AA119 (D₃ e D₄). Con una deviazione di frequenza di 15 kHz, il rivelatore a rapporto fornisce agli estremi di una impedenza di carico di 3,3 kΩ una tensione audio di uscita di 125 mV.

Siccome il punto di lavoro del preamplificatore video varia a seconda del valore del segnale video applicato al suo ingresso, l'amplificazione del segnale audio intercarrier non risulta costante. Pertanto, per assicurare, in qualsiasi condizione, una sufficiente soppressione di questa « modulazione di ampiezza » del segnale intercarrier si dovrà in qualche modo limitare l'escursione della corrente di emettitore dello stadio preamplificatore. In questo stadio la corrente di emettitore varia da 2 a 6 mA; e questa è una variazione accettabile.

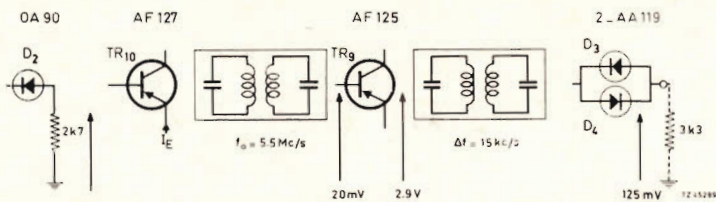


Fig. 10 - Livelli del segnale nell'amplificatore intercarrier all'inizio della limitazione per tre differenti valori di corrente dello stadio preamplificatore video TR_{10} .

6,8 mV con $I_E = 6$ mA
 6,5 mV con $I_E = 4$ mA
 6,4 mV con $I_E = 2$ mA

Nello schema a blocchi di fig. 10 è indicato il livello del segnale nell'amplificatore intercarrier all'inizio della limitazione per tre valori di corrente dello stadio preamplificatore video (TR_{10}). La larghezza di banda di tutto l'amplificatore intercarrier dall'ingresso dello stadio preamplificatore video all'ingresso del rivelatore a rapporto è 120 kHz. In fig. 11 è riportato l'andamento della soppressione dell'A.M. in funzione della tensione intercarrier applicata all'ingresso, per due valori di corrente del transistor preamplificatore video (TR_{10}).

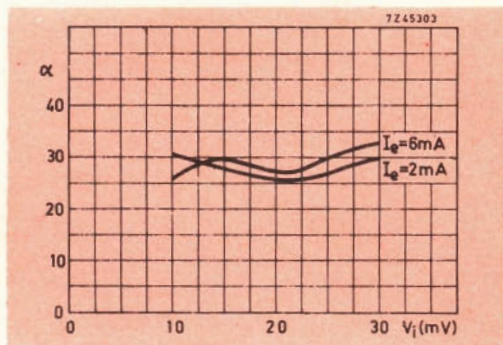


Fig. 11 - Soppressione dell'AM (α) effettuata dall'amplificatore intercarrier in funzione del segnale intercarrier (5,5 MHz) d'ingresso per due valori di corrente di emettitore (I_E) dello stadio preamplificatore video. Condizioni in cui è stata fatta la misura:

A.M. 400 Hz; $m = 30\%$
 F.M. 1000 Hz; $\Delta f = 15$ kHz.

Amplificatore audio

L'amplificatore audio è formato dal transistor preamplificatore TR_{12} (AC 127), dal transistor pilota TR_{13} (AC 128) e dallo stadio finale in classe B a simmetria complementare equipaggiato con i transistori TR_{14} e TR_{15} (AC 128 e AC 127). Questa serie di transistori è disponibile con numero di codice 40809; in questo « package » ogni transistor è stato selezionato per la funzione sopra indicata. La differenza di guadagno da una serie all'altra è inferiore a 3 dB.

La corrente di riposo dei transistori finali viene regolata dal resistore R_{59} . Per compensare le influenze della temperatura viene posto in parallelo a R_{59} un termistore (R_{56}). Agli estremi di entrambi i transistori finali la caduta di tensione è mantenuta uguale mediante reazione negativa su tutto l'amplificatore; è per questo motivo che tutti gli stadi sono accoppiati in c.c. La reazione è ottenuta prelevando un certo valore di tensione nel punto di unione dei resistori di emettitore R_{61} e R_{62} dello stadio finale, riportandola sull'emettitore dello stadio preamplificatore (TR_{12}) tramite il resistore R_{53} .

Per diminuire l'effetto della reazione alle audio frequenze si disaccoppia l'emettitore del preamplificatore mediante il condensatore C_{51} .

L'entità della reazione in c.a. è determinata dal resistore R_{52} , posto in serie

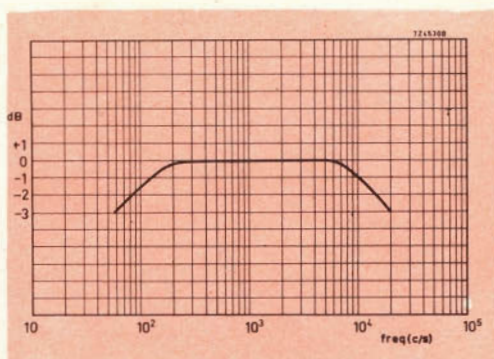
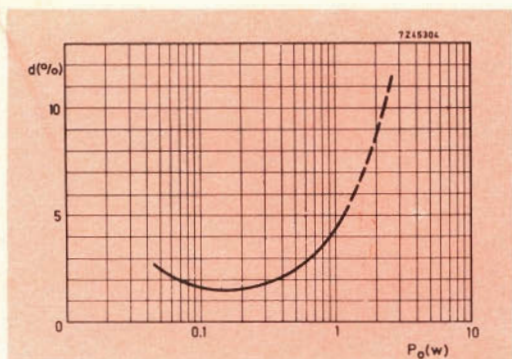


Fig. 12 - Distorsione (d) dell'amplificatore audio completo in funzione del valore della potenza di uscita (P_o) ($f = 1000$ Hz).

Fig. 14 - Curva di risposta in frequenza dell'amplificatore audio (0 dB = 50 mW).

al condensatore C_{51} . Il resistore R_{52} funziona inoltre, per lo stadio preamplificatore, da resistore di emettitore non bypassato e aumentante quindi l'impedenza d'ingresso dello stadio.

La tensione continua sulla base del transistor preamplificatore (TR_{12}) viene determinata mediante un partitore di tensione (R_{45} , R_{44} , R_{49}) in modo che agli estremi dei transistori finali si abbia una uguale caduta di tensione. In questo modo, il punto di lavoro dei transistori finali è reso pressoché indipendente dalle caratteristiche dei transistori.

Il resistore R_{45} insieme al condensatore C_{47} forma un filtro che elimina l'alternata di rete residua eventualmente presente sulla tensione di alimentazione.

Il transistor pilota (TR_{13}) è accoppiato in c.c. al transistor preamplificatore; il

suo resistore di emettitore ha un valore ohmico abbastanza elevato per cui le variazioni di temperatura hanno scarsa influenza sul punto di lavoro in c.c. Il resistore di collettore R_{60} non è collegato al telaio ma al punto di giunzione dell'altoparlante con il condensatore C_{56} ; ciò riduce il carico sullo stadio pilota dato che su questa giunzione si trova pressappoco lo stesso valore di tensione alternata presente sul collettore dello stadio pilota.

Con un segnale di ingresso di 14 mV applicato alla base del transistor preamplificatore, lo stadio d'uscita può fornire su un altoparlante da 8 Ω una potenza di uscita di 1 W. In fig. 12 è riportato il valore della distorsione dell'amplificatore in funzione della potenza di uscita. La curva di risposta in frequenza è piatta entro ± 3 dB da 60 Hz a 20 kHz come indicato in fig. 14.

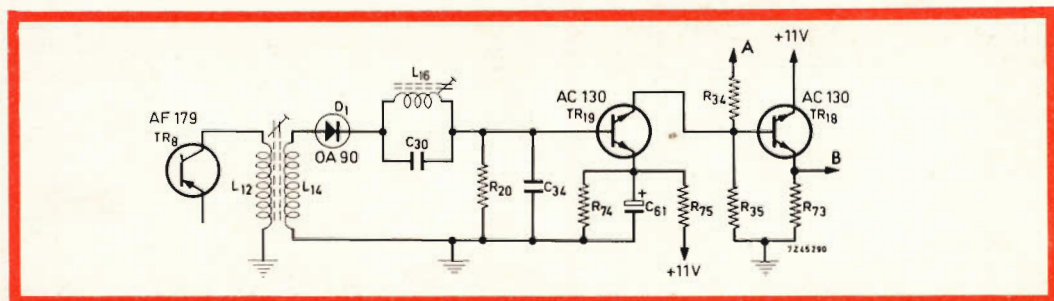
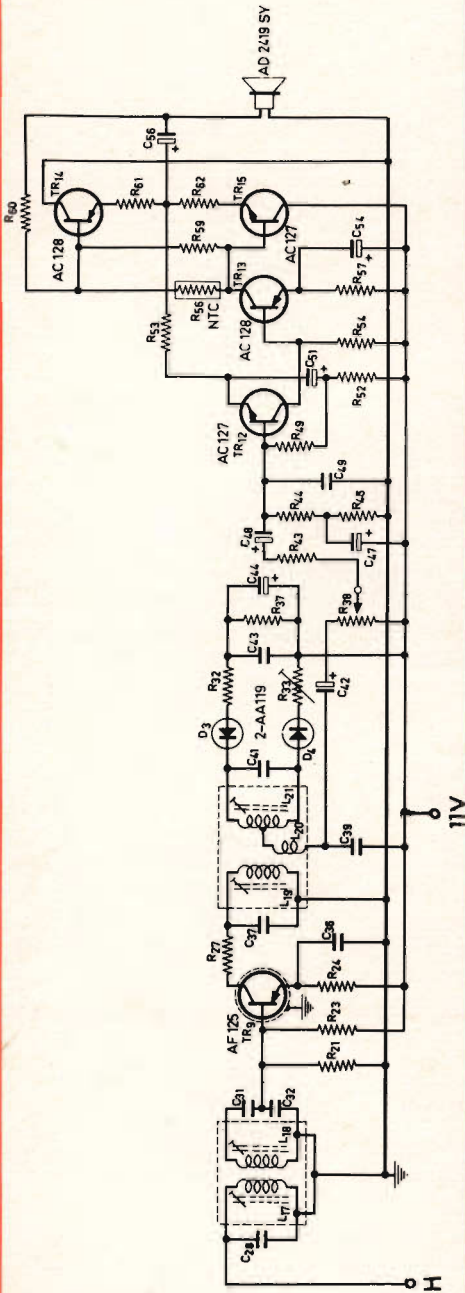


Fig. 13 - Circuito elettrico fondamentale dell'invertitore del disturbo:

A = all'uscita video; B = al separatore di sincronismi e al rivelatore del C.A.G.



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

COMPONENTI

Resistori

- R21 = 12 kΩ, 1/8 W ± 10%
- R23 = 12 kΩ, 1/8 W ± 10%
- R24 = 1.8 kΩ, 1/4 W ± 10%
- R27 = 150 Ω, 1/8 W ± 10%
- R32 = 330 Ω, 1/8 W ± 10%
- R33 = 470 Ω, potenziometro trimmer
- R37 = 22 kΩ, 1/8 W ± 10%
- R38 = 5 kΩ, potenziometro logaritmico
- R43 = 2.2 kΩ, 1/8 W ± 10%
- R44 = 18 kΩ, 1/4 W ± 10%
- R45 = 2.2 kΩ, 1/4 W ± 10%
- R49 = 15 kΩ, 1/4 W ± 10%

Condensatori

- C28 = 680 pF, polistirene 63 V ± 5%
- C31 = 220 pF, polistirene 63 V ± 5%
- R52 = 2.7 kΩ, 1/4 W ± 0.2Ω
- R53 = 2.2 kΩ, 1/4 W ± 10%
- R54 = 1.5 kΩ, 1/4 W ± 10%
- R56 = 130 Ω, termistore
- R57 = 39 Ω, 1/4 W ± 10%
- R59 = 200 Ω, 1/4 W ± 10%
- R60 = 470 Ω, 1/4 W ± 10%
- R61 = 1 Ω, 1/4 W ± 0.2Ω
- R62 = 1 Ω, 1/4 W ± 0.2Ω

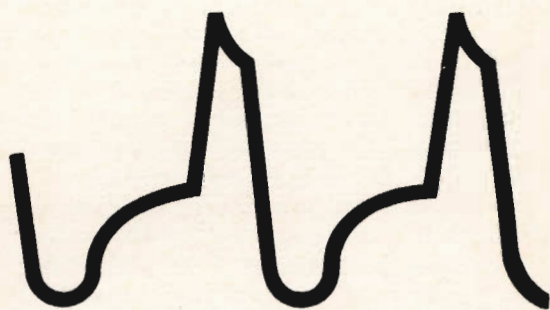
- C32 = 2.2 nF, polistirene 63 V ± 5%
- C36 = 47 nF, poliestere 160 V ± 10%
- C37 = 330 pF, polistirene 63 V ± 5%
- C39 = 330 pF, polistirene 63 V ± 5%
- C41 = 82 pF, polistirene 63 V ± 5%
- C42 = 5 μF, elettrolitico 64 V-10/+50%
- C43 = 330 pF, polistirene 63 V ± 5%
- C44 = 10 μF, elettrolitico 64 V-10/+50%
- C17 = 125 μF, elettrolitico 16 V-10/+50%
- C18 = 10 μF, elettrolitico 16 V-10/+50%
- C19 = 47 nF, poliestere 160 V ± 10%
- C51 = 400 μF, elettrolitico 16 V-10/+50%
- C54 = 250 μF, elettrolitico 16 V-10/+50%
- C56 = 400 μF, elettrolitico 16 V-10/+50%

MICROFARAD

sicurezza
in
regimi
impulsivi **TV**

condensatori a doppio
dielettrico

MCS esecuzione assiale
DCB per circuiti stampati



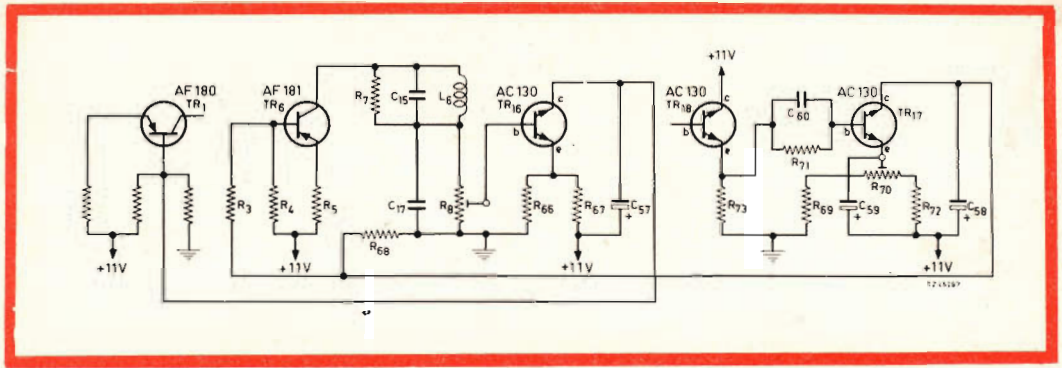


Fig. 15 - Schema elettrico semplificato del circuito del controllo automatico del guadagno (C.A.G.) per la ricezione della banda VHF.

CIRCUITO ANTIDISTURBO

Questo ricevitore è munito di un circuito « invertitore di disturbi » che impedisce che il funzionamento del rivelatore del C.A.G. e del separatore di sincronismi possa essere alterato da una tensione di disturbo a forma di impulso. Il principio di funzionamento di questo circuito risulterà chiaro se consideriamo lo schema elettrico di fig. 13.

Il segnale video composto viene prelevato tramite un partitore di tensione (R_{34} , R_{35}) dallo stadio finale video e portato alla base del transistor separatore TR_{18} (AC 130) collegato in un circuito con collettore comune; quest'ultimo rappresenta quindi una sorgente di segnale a bassa impedenza sia per il transistor rivelatore del C.A.G. TR_{17} (AC 130) che per quello separatore di sincronismi TR_{28} (AC 130).

Il partitore di tensione R_{34} - R_{35} costituisce il carico del collettore del transistor invertitore di disturbo TR_{19} (AC 130); questo transistor, in assenza del segnale interferente, rimane bloccato dalla sua tensione di emettitore ottenuta dal partitore di tensione R_{74} - R_{75} . Gli impulsi di disturbo si trovano distribuiti lungo quasi tutta la banda passante della frequenza intermedia (F.I.) e vengono raddrizzati a parte da un circuito rivelatore di disturbo costituito dal diodo D_1 (OA 90) collegato in serie con il circuito accordato in parallelo (L_{16} - C_{30}). Questo circuito accordato sop-

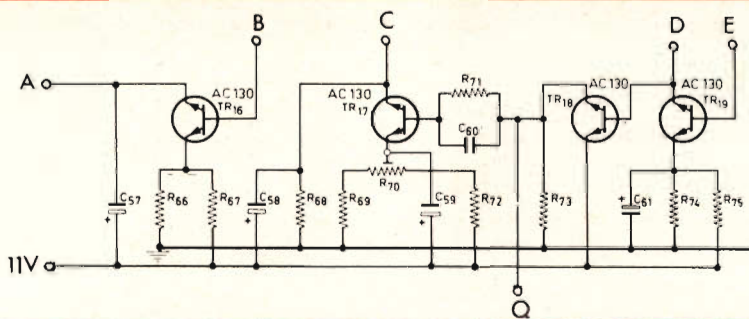
prime la portante video a F.I. Di conseguenza, il rivelatore di disturbo fornirà alla base del transistor-invertitore TR_{19} impulsi rivelati di interferenza di **segno positivo**.

Pertanto, avverrà che, in presenza dell'impulso interferente, questo transistor (TR_{19}) comincerà a condurre e aggiungerà agli **impulsi positivi** presenti nel segnale video composto applicato alla base del transistor TR_{18} , corrispondenti impulsi negativi. Gli impulsi di disturbo presenti nel segnale video risulteranno quindi all'uscita dello stadio separatore, di opposte polarità, e conseguentemente sia il rivelatore del C.A.G. (TR_{17}) che il separatore di sincronismo (TR_{28}) non condurranno in presenza di un impulso interferente impedendo quindi che l'immagine possa essere disturbata da un disturbo.

L'emettitore del transistor invertitore di disturbo (TR_{19}) è sufficientemente polarizzato e non entra quindi in conduzione in presenza di residui di segnale video. Questi segnali residui potrebbero essere presenti all'uscita del rivelatore del disturbo qualora il circuito trappola L_{16} - C_{30} non effettuasse una perfetta soppressione della portante video a F.I.

CONTROLLO AUTOMATICO DI GUADAGNO (C.A.G.)

In fig. 15 abbiamo riportato lo schema semplificato del circuito per il controllo



Schema elettrico del circuito per la produzione della tensione C.A.G. per la condizione della ricezione VHF

COMPONENTI

Resistori

R ₆₆	= 27	Ω	1/4 W ± 10%
R ₆₇	= 330	Ω	1/4 W ± 10%
R ₆₈	= 12	kΩ	1/4 W ± 10%
R ₆₉	= 390	Ω	1/4 W ± 10%
R ₇₀	= 470	Ω	potenziometro trimmer
R ₇₁	= 2.7	kΩ	1/4 W ± 10%
R ₇₂	= 470	Ω	1/4 W ± 10%
R ₇₃	= 1	kΩ	1/4 W ± 10%

R ₇₄	= 150	Ω	1/4 W ± 10%
R ₇₅	= 1.8	kΩ	1/4 W ± 10%

Condensatori

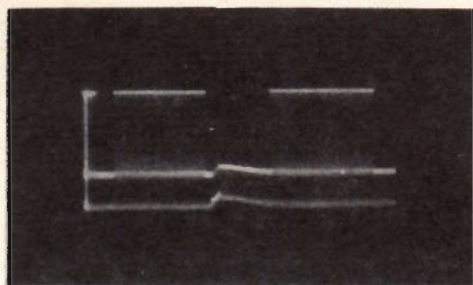
C ₅₇	= 5	μF	elettrolitico 64 V-10/+50%
C ₅₈	= 125	μF	elettrolitico 16 V-10/+50%
C ₅₉	= 125	μF	elettrolitico 16 V-10/+50%
C ₆₀	= 820	nF	poliesteré 250 V ± 10%
C ₆₁	= 10	μF	elettrolitico 16 V-10/+50%

automatico di guadagno (C.A.G.). Il segnale presente all'uscita del transistor TR₁₈ (AC 130) viene applicato alla base del transistor TR₁₇ (AC 130) che funziona come rivelatore della tensione C.A.G.

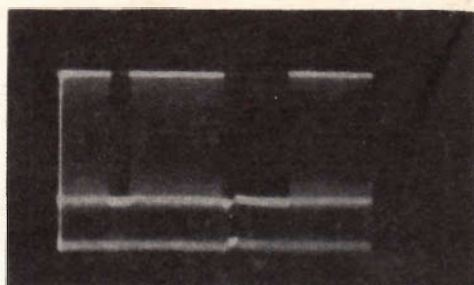
Questo transistor entra in conduzione solo quando il livello dell'intero impulso di sincronismo applicato alla sua base, supera la tensione di bloccaggio presente sull'emettitore. Pertanto, la polarizzazione del primo transistor amplificatore della F.I. TR₆ (AF 181) è fissata interamente, per tutto il tempo in cui il rivelatore del C.A.G. rimane bloccato, dal resistore di emettitore R₅ e dal partitore di tensione R₄, R₃ e R₆₈. Non appena però, il transistor rivelatore del C.A.G. entra in conduzione, il condensatore C₅₈, collegato sul suo collettore, comincerà a caricarsi periodicamente. La tensione diretta in senso

negativo che compare quindi sul collettore verrà applicata alla base del primo transistor amplificatore della F.I. (TR₆); la corrente di emettitore aumenterà e conseguentemente diminuirà il guadagno del 1° stadio amplificatore della F.I. Il livello del segnale video in corrispondenza del quale entra in funzione il circuito del C.A.G. viene fissato dal partitore R₆₉-R₇₀-R₇₂.

Il parallelo di C₆₀ e di R₇₁ nel circuito di base del transistor TR₁₇ impedisce che gli impulsi di sincronismo di quadro presenti nella linea del C.A.G. producano distorsioni periodiche del segnale a R.F.; siccome questi segnali hanno una durata relativamente lunga, il condensatore C₅₈ si caricherebbe eccessivamente; ciò tenderebbe a ridurre momentaneamente la tensione nella linea del C.A.G. per cui,



a



b

Fig. 16 - Tensione all'uscita del rivelatore video:
 a) senza l'inclusione del parallelo RC (C_{60} , R_{71}) nel circuito di base del transistor TR₁₇;
 b) con l'inclusione del parallelo RC (C_{60} , R_{71}) nel circuito di base del transistor TR₁₇.

subito dopo ogni impulso di sincronismo di quadro, si avrebbe una riduzione di amplificazione del segnale R.F.

L'entità di questa riduzione di amplificazione dipende dal valore della costante di tempo di carica del condensatore C_{58} . Infatti, se questa costante di tempo è troppo breve, può succedere che il segnale video venga momentaneamente quasi completamente soppresso; in questo caso, dopo l'arrivo di un impulso di sincronismo di quadro si avrebbe una perdita di sincronismo di riga (fluttuazione della parte superiore dell'immagine). Nello stesso tempo però tale costante di tempo non può essere neanche troppo lunga altrimenti l'azione del C.A.G. non è più rapida. Tutte queste considerazioni spie-

gano perché si è ricorsi alla seguente soluzione.

Il parallelo di R_{71} e C_{60} viene inserito nel circuito di base del transistor rivelatore del C.A.G. (TR₁₇). Il condensatore C_{60} pertanto, durante l'impulso di sincronismo di quadro, si caricherà applicando quindi sulla base una tensione negativa di reazione; tale tensione farà diminuire la corrente di collettore del rivelatore del C.A.G., e conseguentemente verrà ridotta, per tutta la durata dell'impulso di sincronismo di quadro, anche la carica del condensatore C_{58} . Scegliendo quindi un opportuno valore per questa costante di tempo, si riesce a fare in modo che il segnale video all'uscita del rivelatore non sia che minimamente alterato dagli impulsi di sincronismo di quadro.

In fig. 16 sono riportati gli oscillogrammi che indicano chiaramente l'influenza del parallelo di R_{71} e C_{60} sulla forma del segnale video all'uscita del rivelatore video.

Il controllo « ritardato » del guadagno del selettore è ottenuto mediante il transistor TR₁₆ (AC 130) che funziona come un amplificatore C.A.G. ritardato (fig. 15). La tensione di base di questo transistor varia al variare della corrente di collettore del primo transistor della F.I. (TR₆); la tensione di emittore viene fissata dai resistori R_{66} e R_{67} . Durante il controllo del guadagno del 1° transistor della F.I. (tipo PNP), il transistor amplificatore del C.A.G. (tipo NPN) risulta inizialmente

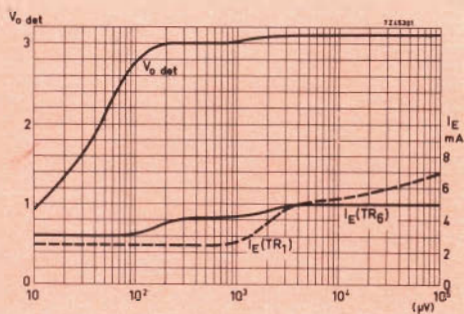


Fig. 17 - Curve di funzionamento del C.A.G.:
 a) tensione all'uscita del rivelatore video in funzione della f.e.m. in antenna (su 300Ω);
 b) correnti di emittore del transistor preamplificatore R.F.: TR₁ (AF 180) e del primo transistor amplificatore della F.I., TR₆ (AF 181).

bloccato per cui il punto di lavoro del transistor amplificatore di R.F. nel selettore è determinato dal valore dei resistori di polarizzazione di base. Non appena però la tensione di base dell'amplificatore del C.A.G. supera la tensione di emettitore, il transistor TR_{16} si mette a condurre. La variazione della tensione di base viene allora amplificata e trasmessa alla base del transistor amplificatore della R.F. TR_1 o TR_4 che in questo modo viene controllato in guadagno. Il controllo del guadagno del selettore VHF è molto efficace; una volta controllato lo stadio di R.F. bastano soli 4 dB di controllo del guadagno della F.I. per ottenere un complessivo controllo di guadagno di 40 dB.

Il controllo ritardato del guadagno dello stadio R.F. comincia ad entrare in funzione con un segnale di antenna di circa 2 mV (portante video), valore questo abbastanza elevato rispetto al rumore (equivalente a circa 11 μ V di f.e.m. in antenna agli estremi di una impedenza di 300 Ω , al centro della banda ricevente) e abbastanza basso per impedire fenomeni di modulazione incrociata. In fig. 17 sono riportate le curve caratteristiche del C.A.G. del ricevitore.

DATI PER LA COSTRUZIONE DELLE BOBINE

Trasformatore Intercarrier

Primario

$L_{17} = 8$ spire di filo Litz da $36 \times 0,03$

$L_{18} = 15$ spire di filo Litz da $36 \times 0,03$

$Q_{op} = 57$ $kQ = 1$

$Q_{os} = 53$

Contenitore AP3015/03

Quadro FXC AP3014/00 (3B)

Supporto P5 534 34

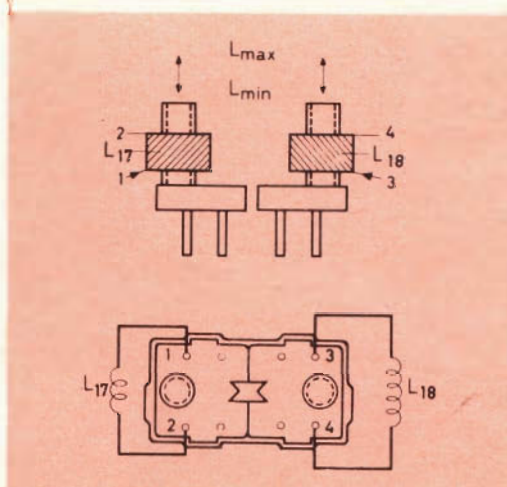
Nucleo in FXC K5 120 00 (3B)

Disco disaccoppiamento AP3018

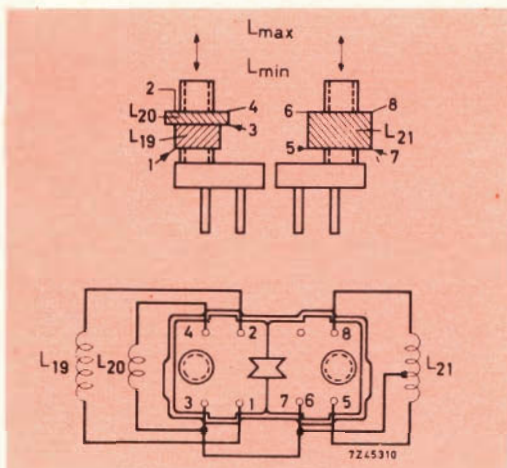
Barretta di accoppiamento in

FXC 56 680 48/3B

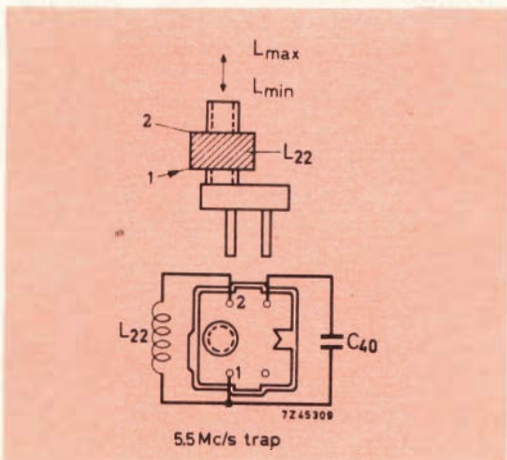
L'accoppiamento tra L_{17} e L_{18} viene regolato mediante le due barrette di accoppiamento.



Bobine che costituiscono il trasformatore intercarrier.



Bobine che costituiscono il rivelatore a rapporto.



Costituzione della bobina L_{22} .

Rivelatore a rapporto

L_{19} = 12 spire di filo Litz da 36 x 0,03

L_{20} = 7 spire di filo Litz da 0,1

L_{21} = 2 x 11 spire di filo Litz da 36 x 0,03; bifilare

Q_{op} = 130 kQ = 0,7

Q_{os} = 150

Contenitore AP3015/03

Quadro FXC AP3014/03 (4D)

Supporto P5 534 34 "

Nucleo in FXC K5 120 02 (4D)

Disco di accoppiamento AP3018

Barretta di accoppiamento in FXC.

56 680 48/3B

L'accoppiamento tra L_{19} e L_{21} viene regolato mediante le due barrette di accoppiamento

L_{22} = 17 μ H, Q_0 = 130 con f = 5,5 MHz
33 spire di filo Litz da 36 x 0,03

Contenitore AP3014/02

Quadro FXC AP3014/03 (4D)

Nucleo in FXC K5 120 02 (4D)

Supporto P5 534 34

L_{23} = 175 μ H, nucleo in aria

(Da « Application Information » - 231)

La passivazione, cioè la formazione di uno strato di ossido sulla superficie di un semiconduttore, serve per ottenere un'alta stabilità elettrica, isolando la superficie del transistor dallo stato elettrico e chimico dell'ambiente. Senza la passivazione il normale attacco con acido del sistema Mesa lascia le giunzioni di collettore, emettitore e base esposte. Questo provoca un'alta corrente inversa e basse tensioni di scarico, oltre ad un piccolo valore del fattore « beta » alle basse correnti, ed una bassa potenza massima dissipabile. Ora la Hitachi Ltd, una industria elettronica giapponese, ha trovato il modo di passivare i transistori Mesa al silicio.

La maggioranza dei fabbricanti di transistori usa la tecnica planare, che elimina il processo Mesa di attacco con l'acido. Ma mentre con questo sistema si evitano inconvenienti di carattere elettronico, essi sono incorsi nelle difficoltà inerenti alla copertura con brevetto di questo sistema da parte della società Fairchild Camera & Instrument Corp., la cui divisione semiconduttori afferma di possedere il brevetto fondamentale per il processo planare. Essi hanno anche dovuto fare dei grandi investimenti per le nuove attrezzature per la loro produzione di massa con il sistema planare.

La Hitachi evita ambedue i trabocchetti, usando un transistor mesa al silicio passivato, il quale — essa afferma — è competitivo con i transistori planari, sia per il costo che per le caratteristiche. Le più importanti caratteristiche elettriche includono una lunga durata, e tensioni di scarico del collettore superiori a 200 Volt, guadagno che si mantiene costante fino ai più bassi valori della corrente di collettore. La massima potenza dissipabile è di 35 milliwatt per i contenitori TO-1 con saldatura a freddo, di 750 milliwatt per i contenitori tipo TO-5 con saldatura ad anello, senza dissipatore, e di due Watt per i contenitori TO-5 montati su dissipatore.

Questa nuova serie di prodotti si indirizza soprattutto all'industria radiofonica. Una completa serie di transistori ermeticamente sigillati, prodotti con il processo di passivazione, dovrebbe trovare applicazione dagli amplificatori a basso livello in continua fino agli amplificatori VHF di media potenza. La Hitachi afferma che i suoi transistori ermeticamente sigillati presentano un grado di sicurezza maggiore di quelli delle unità planari annegate nella resina, ora in uso.

ROBOT ELETTRONICI

Un'interessante dimostrazione
delle possibilità della cibernetica

a cura di Federico Knutzen

Per la prima volta portiamo a conoscenza dei nostri lettori un esempio semplice ma abbastanza convincente dell'impiego pratico dei principi della cibernetica. Com'è noto questa scienza si sforza di riprodurre, mediante servomeccanismi azionati elettronicamente, le funzioni e le reazioni caratteristiche del mondo animale. I cosiddetti robot ne sono un esempio comune. La pubblicazione di questo modello sperimentale di cibernetica è stata fatta a scopo puramente orientativo. Quelli già « iniziati » in questa materia vi troveranno alcuni spunti e idee per le loro realizzazioni, gli altri si convinceranno come anche questa branca dell'elettronica non sia affatto difficile, anzi abbia lati molto interessanti e istruttivi.

Per una dimostrazione sulle possibilità offerte dalla Cibernetica venne progettato e costruito un modello che doveva reagire « positivamente » alla luce e doveva inoltre avere un riflesso « condizionato », paragonabile a quello riscontrato da Pawlov nella ormai celebre esperienza del cane. Questa realizzazione non ha quindi alcun uso pratico immediato ma vuole rimanere nell'ambito di quelle esperienze tanto utili che vengono fatte per illustrare un determinato concetto che, nel nostro caso, può avere applicazioni pratiche per la risoluzione dei problemi connessi con l'automazione. Per la realizzazione di questo modello non si richiedono componenti speciali. Ad ogni modo, teniamo a precisare che questo apparecchio non è stato realizzato da noi e noi quindi ci limiteremo a pubblicare i dati che abbiamo potuto raccogliere.

Generalità

Questo modello è formato da quattro « unità interdipendenti » e montate su di un carrellino. Queste unità sono:

- 1) l'amplificatore « selettivo »
- 2) l'amplificatore « dipendente » dalla temperatura .



Fig. 1 - Il modello del robot visto da un lato.

- 3) la memoria
- 4) le unità che provvedono al movimento e alla direzione del carrellino.

Già dai nomi di queste unità si comprende subito la natura delle funzioni ad esse affidate.

L'amplificatore selettivo

Dopo molte prove si è usato come schema elettrico per l'amplificatore selettivo quello riportato in fig. 3. All'ingresso dell'amplificatore si trova un microfono a cristallo. Seguono due normali stadi amplificatori con emettitore comune, seguiti da un « emitter follower ». Dopo questo stadio si trova un circuito oscillante accordato a 1700 Hz. Il funzionamento è evidente. Se al microfono perviene un segnale di questa frequenza il relè III si ecciterà e chiuderà i contatti.

L'amplificatore selettivo è stato impiegato per questo motivo. Il microfono essendo montato sul carrello, non solo può essere eccitato dal segnale a 1700 Hz ma anche dal rumore del motore, da quello delle ruote e da altri rumori presenti nell'ambiente. L'amplificatore selettivo fa in modo che il relè scatti solo quando perviene al microfono la nota a 1700 Hz anche se questa ha un livello inferiore a quello degli altri rumori. È stata scelta la frequenza di 1700 Hz, perchè non era

compresa nello spettro delle frequenze dei suddetti rumori.

L'amplificatore dipendente dalla temperatura

Questa unità ha all'ingresso un termistore (R_0) inserito nel circuito di base di un trigger di Schmitt. Il potenziometro trimmer R_2 (10 k Ω) viene regolato in modo che il relè IV non venga eccitato già alla temperatura ambiente. Se però si avvicina al termistore un fiammifero acceso il trigger (T_1 e T_2) « parte » e il relè viene eccitato.

Il relè si mantiene eccitato fintantochè il termistore non riassume la temperatura ambiente. Per accelerare lo scambio di calore furono saldate al termistore due alette di ottone.

La memoria

Per la « simulazione del riflesso condizionato » fu necessaria l'unità rappresentata dal circuito di fig. 5; questa unità può « riunire » impulsi di corrente, può commutare in base a una esperienza determinata (durata della « lezione ») e infine, dopo un certo periodo di tempo, ricommutare (rilascio dell'informazione). Per queste funzioni venne usato un trigger di Schmitt, il cui compito era quello di provvedere alla carica e alla scarica di un condensatore.

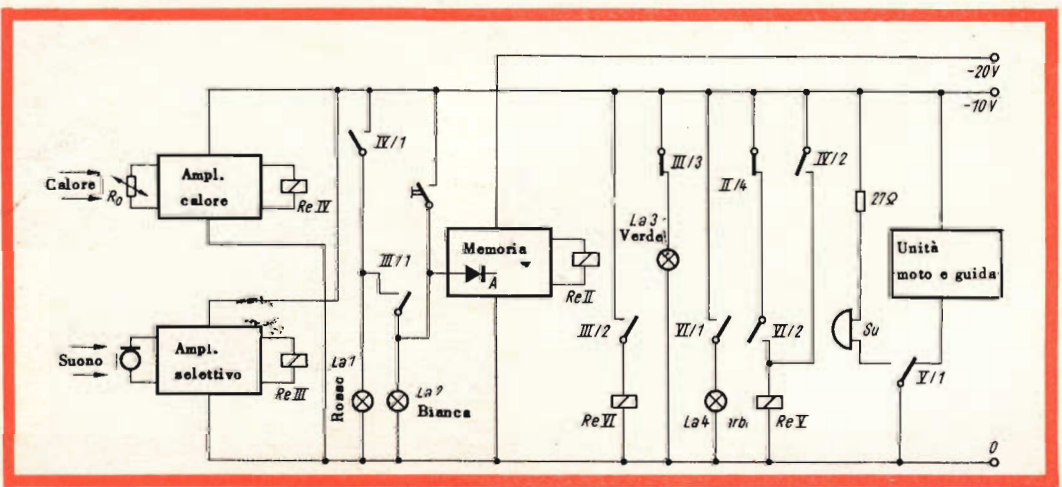


Fig. 2 - Schema a blocchi di funzionamento del modello.

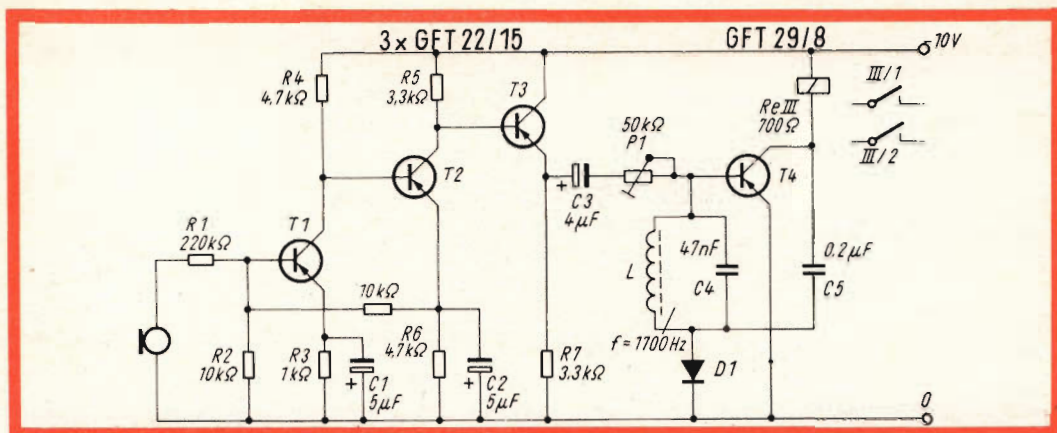


Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore selettivo.

In condizioni di riposo, il relè I e quindi anche il relè II risultano « eccitati », dato che nel transistor T_2 circola corrente. Questi relè provvedono a chiudere i relativi contatti.

Se, ora, al condensatore C_2 perverrà un impulso negativo attraverso il diodo D, il condensatore si caricherà. Successivi impulsi si sommano. Se tra un impulso e un altro passa del tempo, il condensatore si scaricherà in questo intervallo attraverso la sua resistenza di isolamento. Quando però alla fine il condensatore ha raggiunto una certa carica, farà scattare il trigger T_1/T_2 dato che esso risulta collegato alla base di T_1 attraverso il contatto del relè II/1.

A questo punto, i relè I e II vengono diseccitati, e allora alla base del transistor T_1 viene collegato, al posto di C_1 , il condensatore C_2 caricato a -20 V attraverso il contatto di riposo II/2. Questa condizione si mantiene fintantochè il condensatore C_1 non si sia scaricato attraverso i resistori R_3 (10 k Ω) e R_4 (1 M Ω).

A questo punto il « gioco » ricomincia. Il tempo di carica del condensatore C_2 (durata della « lezione ») e il tempo di scarica del condensatore C_1 (durata della « memoria ») possono essere regolati mediante i potenziometri trimmer R_2 e R_4 entro i valori che vanno da pochi secondi ad alcuni minuti.

Unità di movimento e di guida

Tutte le precedenti unità sono montate su una tavola di legno con dimensioni di circa 20 cm x 30 cm e collegate attraverso un cavo flessibile ad un alimentatore separato. La tavoletta è montata su tre ruote, una davanti e due di dietro. Quella davanti gira liberamente su di una sospensione che può essere mossa da una parte e dall'altra da un motore (motore di direzione). Le ruote posteriori sono invece azionate da un motore. La fig. 6 indica lo schema elettrico per il comando del motore di direzione (sterzo) e per il comando del motore di avanzamento. Sul davanti della tavoletta sono sistemate due fotoresistenze (R_1 e R_2); la loro posizione è tale da poter essere illuminate rispettivamente dalla parte destra o dalla parte sinistra anteriori.

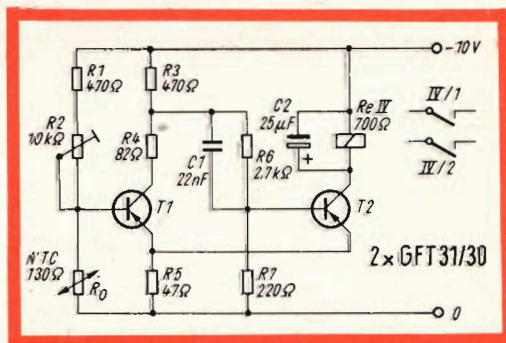


Fig. 4 - Schema elettrico dell'amplificatore del calore.

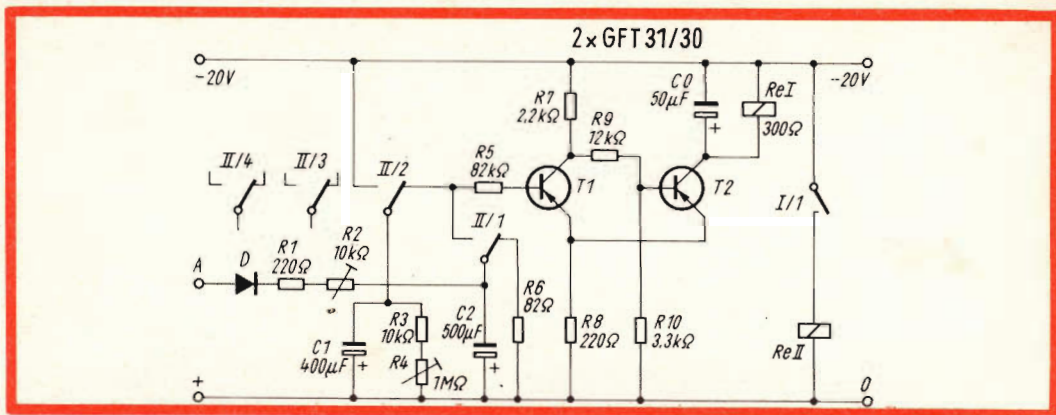


Fig. 5 - Schema elettrico della memoria.

Se ora dalla distanza di 2 o 4 metri si proietta della luce mediante una lampada da 100 W, su una o sull'altra delle due fotoresistenze il rispettivo relè (VII o VIII) si ecciterà e metterà in moto il motore di direzione il quale farà girare la forcella dove è montata la ruota anteriore nella direzione dalla quale proviene la luce. Ma appena la forcella si è girata ecco che anche la seconda fotoresistenza viene illuminata dalla lampada. Cosa succede? La illuminazione della seconda fotoresistenza farà eccitare il rispettivo relè che toglierà corrente al motore di direzione (M 1) e la manderà invece al motore di avanzamento (M 2). A questo punto la nostra tavoletta si dirigerà finalmente verso la lampada da 100 W. Le lampadine $L_a 4$ e $L_a 6$ indicano le direzioni delle correnti che circolano nel motore di direzione. Il resistore R_3 (100 Ω) serve a regolare la velocità del motore di avanzamento (M 2).

Funzionamento delle unità

Se si riscalda con un fiammifero il termistore (NTC) R_o , dell'amplificatore della temperatura (fig. 2), il relè IV viene eccitato.

Cosa succede? Semplice, chiude i suoi contatti IV/1 e IV/2. Ora, la chiusura del contatto IV/1 fa accendere la lampadina rossa $L_a 1$, mentre la chiusura del contatto IV/2 porta tensione al relè V.

S_o (summer) riceve allora corrente tramite il contatto V/1; contemporaneamente però il contatto V/1 si apre, per cui il motore di direzione e di avanzamento rimangono senza corrente e la « tavoletta » non si muove.

Se con un fischietto adatto produciamo davanti al microfono una nota con frequenza di 1700 Hz, il relè III si eccita, il contatto III/s si chiude, ma alla lampadina bianca $L_a 2$ e alla « memoria » ver-

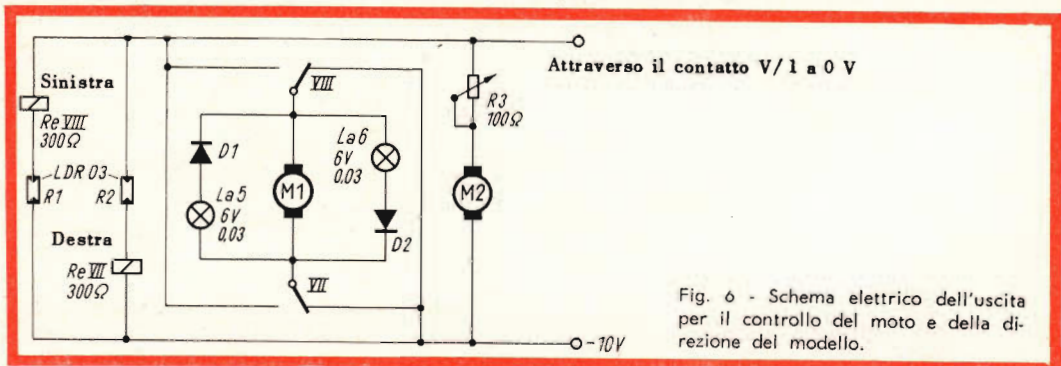
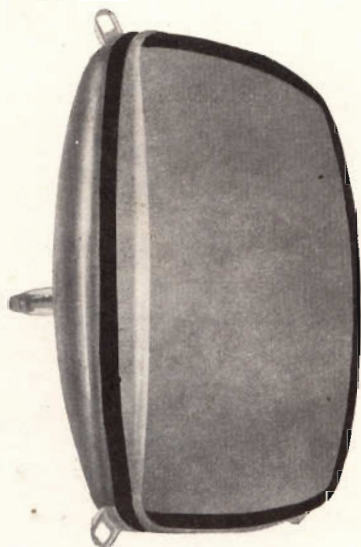


Fig. 6 - Schema elettrico dell'uscita per il controllo del moto e della direzione del modello.

I TIPI DI CINESCOPI AUTOPROTETTI RAYTHEON-ELSI SONO STATI APPROVATI DAI PRINCIPALI ENTI MONDIALI DEL SETTORE TRA I QUALI L'UNDERWRITER LABORATORIES, IL CANADIAN STANDARDS, IL VERRAND DEUTSCHER ELEKTROTECHNIKER (VDE). OTTEMPERANO ALLE NORME SULLA SICUREZZA DEI TELEVISORI SECONDO LE PRESCRIZIONI CNR / CEI / AEI (12/11 EDIZ. VIII - 63 CAP. 3° SEZ. 12)

cinturato

~~11"~~ 16" 19" 23" 25"
12"



LA CONVENIENZA, ECONOMICA ED UN GRADO DI SICUREZZA CHE NON HA RISCONTRO IN NESSUN ALTRO SIMILARE SONO I PRINCIPALI MOTIVI PER I QUALI COSTRUTTORI DI TUTTO IL MONDO IMPIEGANO MILIONI DI CINESCOPI AUTOPROTETTI CON IL SISTEMA DELLA OWENS ILLINOIS



Sequenza filmata della prova d'implosione: una sfera di acciaio 1/2" impatta sul centro della faccia del cinescopio cadendo con moto pendolare dall'altezza di 2 metri.

**Questa è la prova
che garantisce
la completa sicurezza
contro le implosioni
dei televisori**

**★ Nessuna proiezione
di frammenti!**

RAYTHEON

RAYTHEON-ELSI S.P.A.

PALERMO
FILIALE ITALIA: Piazza Cavour 1 - MILANO

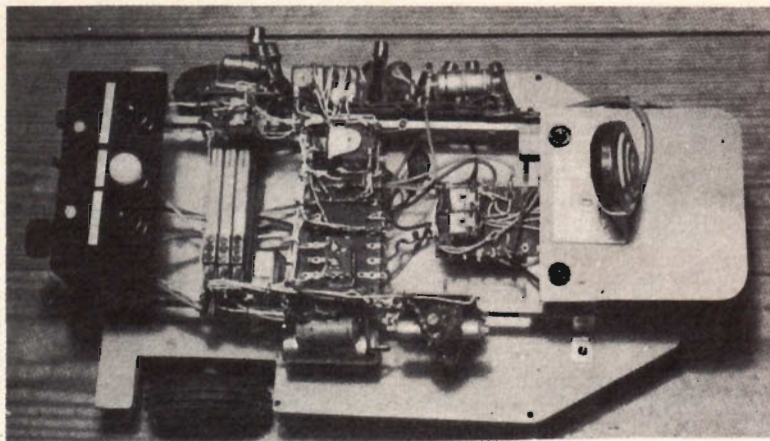


Fig. 7 - Il modello visto dalla parte superiore del telaio.

rà applicata tensione solo quando sarà chiuso anche il contatto IV/1. Attraverso il contatto III/2 viene inoltre applicata tensione anche al relè IV. Questo chiude il suo contatto VI/1 e la lampada incolore $L_a 4$ si accenderà. Il contatto VI/2 applica tensione al relè V solo quando il contatto II/4 è in posizione di riposo.

Se contemporaneamente suoniamo il fischietto e accostiamo il fiammifero al termistore, oltre alla somma delle precedenti funzioni avremo:

La lampadina bianca $L_a 2$ verrà accesa dalla chiusura dei contatti IV/1 e III/1. Contemporaneamente sul punto A della memoria perverrà tensione (fig. 5); ciò può ottenersi anche con il pulsante «Lern-taste». Questa tensione caricherà il condensatore C_2 , come già descritto e il relè II dopo un certo tempo si disecciterà. A questo punto si accende la lampada verde $L_a 3$ (fig. 2) e il contatto II/4 torna in posizione di riposo.

Se ora si risuona il fischietto, senza eccitare con il calore il termistore R_o , attraverso i contatti II/A e VI/2, il relè V si eccita e la « tavoletta » rimane immobile e si mette a ronzare come se si fosse eccitato il termistore con il calore.

Se il condensatore C_1 nella memoria si scarica, come già detto, allora il relè II si eccita di nuovo e un fischio (senza contemporaneamente applicare il calore) pro-

durrà di nuovo l'accensione della lampada incolore $L_a 4$.

La fig. 7 indica il modello fotografato dall'alto.

Quando abbiamo descritto le unità di movimento si è visto che il modello può dirigersi a destra o a sinistra a seconda da dove gli proviene la luce.

Il riflesso di Pawlov, a cui abbiamo accennato all'inizio, si realizza in questo modello nel modo seguente:

Al calore, il modello « reagisce » stando fermo e « ronzando » (Lampada rossa $L_a 1$). Ad un determinato suono esso « reagisce » accendendo soltanto la lampada incolore $L_a 4$. Se però entrambi questi stimoli eccitano contemporaneamente per un tempo definito il modello (lampada bianca $L_a 2$), allora esso « capisce » che tra le due azioni esiste una relazione, che esso immagazzina per un tempo definito nella sua memoria (lampada verde $L_a 3$). Durante questo tempo il modello reagisce sia al solo fischio che all'eccitazione del calore, e cioè « ronzando » e rimanendo fermo. (Riflesso condizionato).

Il fototropismo (e cioè il dirigersi del modello verso una determinata sorgente luminosa) e il riflesso condizionato possono essere effettuati dal modello contemporaneamente.

L. C.

(Da « Elektronik » 6501)

AMPLIFICATORE

RC

RC

RC

CON EMETTITORE COMUNE

Si descrivono le funzioni dei vari componenti in un classico stadio amplificatore dove il transistoro è montato con emettitore comune. Si mettono in evidenza i vantaggi e gli svantaggi dell'accoppiamento interstadiale mediante resistenza e capacità (RC).

Quando ci si accinge a studiare il funzionamento di un amplificatore a transistori ci troviamo di fronte a molti parametri strettamente interdipendenti per cui non si sa da quale incominciare. La cosa più tragica è che, indipendentemente dal parametro scelto, è impossibile illustrare **contemporaneamente** l'andamento dei vari parametri. Alcuni particolari, dovremo quindi rimandarli ad una successiva trattazione. Siccome il circuito più usato è quello in cui il transistoro è montato con l'emettitore in comune (al circuito d'ingresso e al circuito di uscita) e quello in cui l'accoppiamento con gli altri stadi è effettuato mediante resistenza e condensatore (RC), la nostra discussione comincerà proprio da questo.

I vantaggi dell'accoppiamento tra i vari stadi amplificatori a transistori mediante RC sono gli stessi degli stadi a valvole, e cioè: minor peso e ingombro, costo più basso, banda passante più estesa di quella ottenibile con accoppiamento ad impedenza o a trasformatore, messa a punto meno critica rispetto all'accoppiamento diretto o in c.c.

Perché abbiamo scelto il circuito con emettitore comune? Lo vedremo subito.

Circuito base e funzione dei componenti

Abbiamo visto che il transistoro per funzionare come dispositivo amplificatore ha bisogno di avere la giunzione base-emettitore polarizzata in senso diretto. Pertanto, in un transistoro NPN la base dovrà essere **positiva** rispetto all'emettitore. Inoltre, perché la giunzione base-collettore risulti polarizzata in senso inverso dovrà essere, in un transistoro NPN, il collettore positivo rispetto alla base o per lo meno più positivo dell'emettitore. Queste tensioni di polarizzazione delle due giunzioni (per il momento) possono essere fornite da due batterie separate, V_{BB} nel circuito della base e V_{CC} nel circuito del collettore (figura 7). Diciamo però subito che uno dei vantaggi del circuito con emettitore comune è quello di poter usare per queste due fondamentali tensioni di polarizzazione, **una sola** batteria. In pratica, infatti si trova solo la batteria che alimenta il collettore. Naturalmente, ciò comporta al-

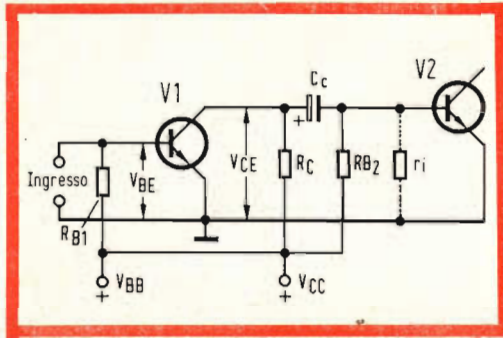


Fig. 7 - Schema elettrico di uno stadio amplificatore dove il transistor è montato con emettitore comune ed accoppiato al successivo mediante resistenza e capacità (RC).

cune complicazioni circuitali che per il momento ci potrebbero fare perdere il filo del ragionamento; nella nostra discussione useremo quindi due batterie per le due tensioni di polarizzazione rispettivamente della giunzione base-emettitore e della giunzione base-collettore.

Le sorgenti che producono le tensioni V_{BB} e V_{CC} possono essere batterie ma potrebbero essere anche comuni raddrizzatori della tensione alternata della rete di illuminazione. Riguardo alla fig. 7, si tenga presente che i poli negativi delle due batterie sono collegati a massa, anche se nel disegno non è stato indicato. I valori specifici delle tensioni di queste due sorgenti di alimentazione dipendono dal tipo di transistor impiegato e dai valori dei resistori R_B e R_C . In generale, la tensione di alimentazione del collettore ha un valore molto più elevato di quella che alimenta la base. Siccome la giunzione base-emettitore è polarizzata in senso diretto, la relativa tensione V_{BE} avrà un valore piuttosto basso, intorno a 0,1 V. Dall'altro canto in base al valore della tensione **inversa** caratteristica del transistor impiegato, la tensione collettore-emettitore V_{CE} potrà arrivare sino a 100 V e oltre.

Ritorniamo ora al nostro circuito (figura 7) e studiamo brevemente la funzione di ciascun componente. Incominciamo dal circuito d'ingresso dove troviamo R_{B1} : una sua funzione è abbastanza ovvia. Insieme alla tensione di polarizzazione V_{BB} il valore

di R_{B1} fissa il valore della corrente di base I_B .

(Infatti V_{BB} di solito è maggiore di V_{BE} , per cui la corrente di polarizzazione può considerarsi uguale a V_{BB}/R_{B1}). L'altra funzione di R_{B1} la vedremo tra poco.

Nel circuito di uscita troviamo R_C , C_c , R_{B2} . Le loro funzioni sono analoghe a quelle che questi componenti hanno nel corrispondente circuito a valvola. R_C è il resistore di carico per la corrente continua. Le variazioni della corrente di collettore producono attraverso questo resistore la tensione di uscita. Il condensatore C_c blocca la componente continua dovuta alla sorgente di tensione V_{CC} , e consente nello stesso tempo alla componente di tensione alternata (segnale) di « passare oltre ». R_{B2} come R_{B1} nel circuito d'ingresso ha due funzioni; una l'abbiamo già vista ed è quella che riguarda la determinazione della corrente di polarizzazione di base. La seconda funzione è di produrre, in unione a C_c , la tensione di uscita da applicare allo stadio amplificatore che segue. Come si vede, queste funzioni sono molto identiche a quelle che questi componenti esercitano nei corrispondenti circuiti a valvole.

Si noti la resistenza r_i che nello schema elettrico è stata indicata con tratteggio; essa rappresenta la resistenza d'ingresso del transistor V_2 . Il suo valore, in un circuito con emettitore comune, oscilla tra 300 Ω e 2000 Ω .

Questo resistore non viene indicato negli analoghi circuiti a valvola, in quanto questo resistore in un circuito a valvola funzionante in classe A ha un valore di resistenza pressochè infinito (ciò non è vero quando la valvola lavora con segnali UHF). La valvola in queste condizioni non produce correnti di griglia.

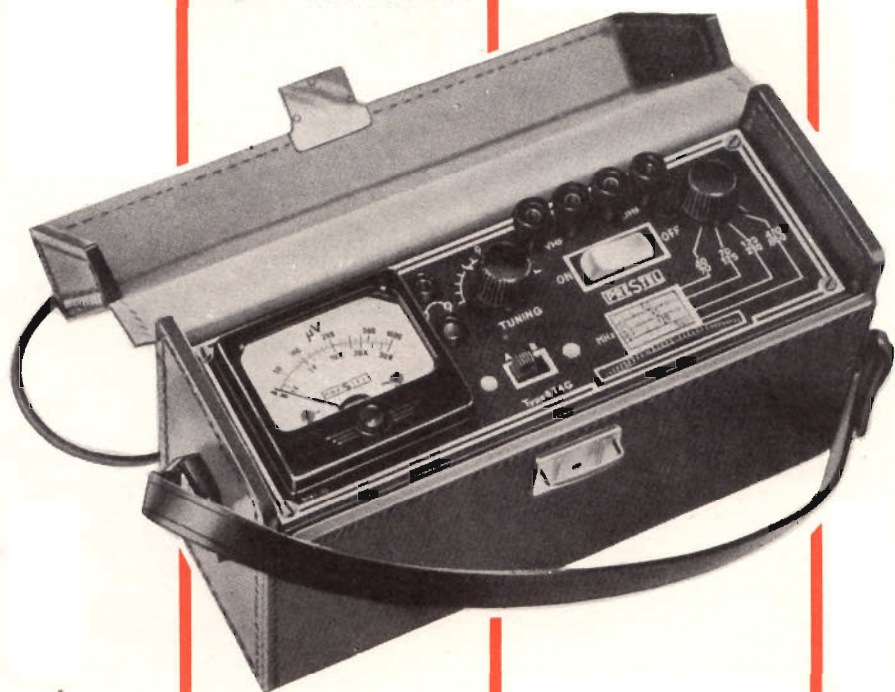
Gli effetti di questa resistenza d'ingresso del transistor possono essere analizzati sotto tre aspetti:

a) un effetto riguarda la possibile suddivisione della corrente tra i resistori R_{B2} e r_i . Si ricordi che l'uscita del transistor V_2 (e di qualsiasi transistor) dipende dalle variazioni della sua **corrente** di base. Pertanto, si dovrà fare in modo che gran parte della corrente del segnale

PRESTEL

il misuratore di campo

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



caratteristiche generali

Interamente a transistori - 6 transistori - 4 diodi - Alimen-
tazione 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 indi-
pendenti - Presa per cuffia di controllo - Piccolo, leggero,
maneggevole - Facilità e semplicità di manovra - Cofa-
netto 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

(uscita di V_1) circoli nella resistenza r_i e solo una piccola parte venga dirottata nel resistore R_{B2} . Conseguenza: il valore di R_{B2} dovrà essere elevato rispetto a quello di r_i . Ora, però, in base a considerazioni riguardanti la polarizzazione, ciò non è sempre possibile e in genere si dovrà fare un compromesso.

b) Il secondo effetto di questa bassa resistenza d'ingresso (r_i) è che, essendo posta in parallelo a R_{B2} fa assumere al parallelo un valore inferiore a 2000Ω . Ciò, a sua volta, riduce la costante di tempo $C_C R_B$. Ma per avere una buona risposta alle basse frequenze questa costante di tempo dovrebbe essere lunga (si ricordi per le valvole: $R_g \gg X_C$).

E allora, per mantenere la costante di tempo ($r_i C_C$) inalterata, diminuendo r_i , si dovrà aumentare C_C . Un valore abbastanza comune è quello di $10 \mu F$. Per ottenere questi valori elevati di capacità si impiegano condensatori elettrolitici. Questi condensatori hanno una corrente di dispersione elevata ma nei circuiti a transistori questo fattore non è critico dato che la resistenza del circuito è già di per se bassa. Con questi condensatori si dovrà stare molto attenti alla polarità delle tensioni (fig. 7).

c) Il terzo effetto di questa bassa resistenza d'ingresso molto probabilmente è il più serio. Esso infatti produce una drastica riduzione di guadagno in tensione. È noto come, negli stadi amplificatori equipaggiati con valvole, il **massimo guadagno di tensione** si ottiene assegnando il massimo valore alla resistenza di carico mentre la **massima potenza d'uscita** si ha quando la resistenza di carico è uguale alla resistenza interna della valvola. Per ottenere la massima potenza

molte volte si sacrifica il guadagno di tensione.

Con i transistori, siccome ogni stadio successivo assorbe corrente del precedente (alla stessa guisa di un carico finale), ogni stadio dovrà fornire della potenza. Tutti questi stadi intermedi devono quindi essere considerati **amplificatori di potenza** e pertanto il loro perfetto funzionamento si avrà quando il carico sarà adattato all'impedenza interna di uscita del transistor. Per un transistor collegato con emettitore comune, l'impedenza di uscita oscilla tra 20Ω e $100 k\Omega$. È però impossibile realizzare un perfetto adattamento anche se si assegna alla resistenza di carico R_C il valore particolare dell'impedenza di uscita del transistor. E perchè? Per il semplice motivo che R_C rappresenta **solo** la resistenza di carico in corrente continua. Per la resistenza di carico in corrente alternata (tralasciamo per ora la reattanza X_C del condensatore di accoppiamento) dovremmo considerare, in parallelo a R_C , le altre due resistenze R_{B2} e r_i . In queste condizioni, la resistenza di carico R_C in c.a. sarà inferiore alla resistenza d'ingresso del transistor che segue e di conseguenza sarà molto inferiore al valore della resistenza di uscita. Il funzionamento e il rendimento dello stadio sarà pertanto molto lontano dall'optimum ottenibile. E questo è ciò che bisogna « pagare » quando si impiega l'accoppiamento RC. Per compensare questa perdita di guadagno si ricorre allora all'inserimento di uno stadio amplificatore in più.

Prossimamente ci occuperemo del progetto di uno stadio amplificatore RC attuato per via grafica, e cioè mediante tracciamento della retta di carico su di una famiglia di curve caratteristiche di uscita $I_c = f(V_{CE})$ di un transistor.

La Lancashire Dynamo Electronic Products (del Gruppo MI) di Rugeley, ha installato un apparecchio di trasporto comandato a thyristor, nelle Officine della Pirelli Limited a Burton-on-Trent.

L'apparecchiatura è stata progettata per controllare la velocità di una calandra per gomma e di un sistema convogliatore, per una linea di produzione di battistrada per pneumatici. La principale funzione del comando è quella di convogliare la striscia continua di battistrada dal luogo di ostruzione, ad una serie di serbatoi di raffreddamento ad acqua, prima del processo di costruzione del pneumatico.

R-Y PERCHÈ SI RIPRODUCE B-Y IL COLORE

III Parte

Si mettono in evidenza i motivi per cui al posto dei segnali R-Y e B-Y si sono scelti i segnali I e Q. Si illustrano le larghezze di banda di questi segnali e quelle realmente trasmesse. Si fa un cenno infine al segnale « burst » usato per far in modo che la sottoportante prodotta nel ricevitore abbia frequenza e fase uguali a quella usata nel trasmettitore ma che poi per motivi particolari non viene trasmessa.

Abbiamo visto come l'angolo di fase della sottoportante (risultante dalla somma vettoriale delle primitive sottoportanti sfasate di 90° e modulate con i segnali R-Y e B-Y), dipende effettivamente dal colore trasmesso, mentre l'ampiezza di questa sottoportante dipende dalla saturazione del colore trasmesso (intensità del colore, come colore).

In precedenza però avevamo posto un altro problema e cioè: Quale delle due tensioni di colore che modulano la sottoportante deve avere la banda passante più ampia (e cioè 1,5 MHz) e quale invece deve avere la banda passante più stretta (e cioè 0,5 MHz)? Risposta: nè l'una nè l'altra delle tensioni R-Y e B-Y ma altre tensioni non molto diverse da queste. La fig. 8 indica dove si deve trovare il segnale del colore con banda passante di 0,5 MHz, chiamato « segnale Q ». Si trova tra B-Y e R-Y ma decisamente più vicino a B-Y (dista 33° da quest'ultimo). Il secondo se-

gnale, chiamato « segnale I » è posto a 90° rispetto al segnale Q e contiene tensioni le cui frequenze si estendono fino a 1,5 MHz. Si noti come esso si trovi molto vicino al vettore R-Y. Ecco quindi che mentre prima si modulava la sottoportante con le tensioni B-Y e R-Y, ora sostituiamo queste tensioni con i segnali I e Q. Di questi due segnali, lo ripetiamo, è il segnale I che possiede le frequenze fino a 1,5 MHz mentre al segnale Q sono affidate le frequenze fino a 0,5 MHz.

Ma a questo punto ci potremmo domandare. Perché i segnali I e Q sono più adatti a portare il colore dei loro predecessori R-Y e B-Y? Ecco la risposta.

Abbiamo visto come combinando in vario modo i vettori B-Y e R-Y, si possa ottenere qualsiasi colore, rappresentato nel diagramma vettoriale, da una data posizione angolare. Possiamo chiarire ulteriormente questo concetto considerando i vettori R-Y e B-Y come due segnali che in

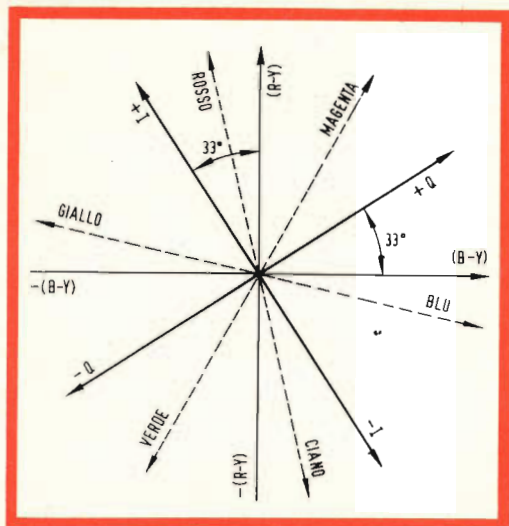


Fig. 8 - Posizione dei segnali I e Q rispetto ai segnali R-Y e B-Y.

base alla loro polarità, possono produrre un segnale risultante in qualsiasi punto intorno all'angolo di 360° del diagramma. Infatti, quando i vettori B-Y e R-Y sono entrambi positivi, il vettore risultante può assumere tutte le posizioni angolari comprese tra questi due vettori (fig. 9a I quadrante).

Quando il vettore B-Y è negativo e il vettore R-Y è positivo, il vettore risultante può assumere tutte le posizioni angolari del II quadrante (fig. 9b). Quando tutte e due i vettori R-Y e B-Y sono negativi, il vettore risultante si troverà nel III quadrante (fig. 9c), infine, quando il vettore R-Y è negativo e il vettore B-Y è positivo il vettore risultante assumerà tutte le posizioni angolari del IV quadrante (fig. 9d).

Conclusione: combinando opportunamente le tensioni (o i vettori) R-Y e B-Y, noi possiamo produrre ognuno dei tre colori fondamentali, e cioè, il rosso, il blu e il verde, oppure qualsiasi combinazione di colore ottenuta con questi tre colori fondamentali. In ultima analisi è questo che vuole dimostrare il diagramma vettoriale della fase del colore.

Riprendiamo ora i segnali o i vettori I e Q. Anch'essi sono a 90° l'uno rispetto all'altro, e pertanto combinando questi

segnali in varie polarità noi potremo riprodurre qualsiasi colore rappresentato intorno al diagramma di fase del colore. Pertanto, per fare i nostri colori, otterremo in ogni caso gli stessi risultati sia impiegando R-Y e B-Y che I e Q.

Ma perchè allora vengono usati i segnali I e Q invece dei segnali R-Y e B-Y?

La risposta va trovata nel particolare comportamento del nostro occhio, a cui abbiamo accennato nei precedenti articoli. Fino alla frequenza di 500 kHz, necessitano tutti e tre i colori e pertanto i segnali che usiamo per riprodurli devono essere in grado di dare un vettore risultante che può occupare qualsiasi posizione nel diagramma vettoriale di fase dei colori. Questa condizione è soddisfatta dai vettori I e Q, in quanto la banda passante del segnale Q si estende fino a 500 kHz e quella del segnale I va da 0 a 1,5 MHz. Se avessimo usato i segnali R-Y e B-Y e fatto in modo che questi possedessero frequenze fino a 500 kHz ed oltre, avremo raggiunto gli stessi risultati.

Da 500 kHz a 1,5 MHz la percezione che l'occhio ha del colore risulta diminuita per cui sono sufficienti solo **due colori primari** per riprodurre un oggetto colorato. Ora però, questi colori primari non sono nè il rosso, nè il verde, nè il blu: vengono usati invece il **rosso-arancione** e il **verde-blu**. Questi ultimi colori primari si ottengono scegliendo una posizione vettoriale in anticipo di 33° rispetto al vettore R-Y. Questa è appunto la posizione del vettore I, e per le frequenze video del colore comprese da 500 a 1,5 MHz si opera lungo i segmenti rispettivamente positivo e negativo di questa linea. Quando il valore di I è positivo, il colore prodotto si trova nella regione del rosso-arancione del diagramma vettoriale di fase del colore. Quando il valore di I è negativo, il colore prodotto cade nella regione del verde-blu. Nella regione da 500 a 1,5 MHz possono quindi essere prodotti soltanto questi colori e loro variazioni dato che in questa zona non è presente alcun segnale Q.

In questo modo, la scelta dei vettori I e Q si riduce in realtà alla scelta del vettore I introdotto per venire incontro al

comportamento dell'occhio umano nella zona del dettaglio medio. Il vettore Q viene allora scelto a 90° rispetto al vettore I allo scopo di consentirci di riprodurre tutta la gamma dei colori per le frequenze al di sotto dei 500 kHz.

Abbiamo con ciò risposto a tutti gli interrogativi e siamo quindi in una posizione che ci consente di vedere il segnale del colore in tutti i suoi aspetti.

- 1) Abbiamo un segnale monocromatico per componenti che vanno da 0 a 4 MHz. È il segnale Y .
- 2) La sottoportante del colore è posta a 4,43 MHz.
- 3) Questa sottoportante è modulata da due segnali del colore chiamati rispettivamente I e Q .

- 4) Il segnale Q contiene video-frequenze che si estendono da 0 a 500 kHz; per questo motivo, vengono mantenute la banda laterale inferiore e superiore.
- 5) Il segnale I contiene frequenze video del colore che si estendono da 0 a 1,5 MHz. Quando questo segnale modula la sottoportante si formano bande laterali superiori e inferiori. Le bande laterali inferiori si estendono in basso fino a 2,1 MHz. Le bande laterali superiori se fossero lasciate così come si producono, darebbero $4,43 + 1,5 = 5,93$. Ma allora dovremo disporre di un canale per l'audio e per il video superiore a quello normalizzato di 7 MHz.

Per impedire lo « straripamento » dei segnali oltre i limiti del canale, la banda superiore del segnale I viene limitata a 0,6 MHz.

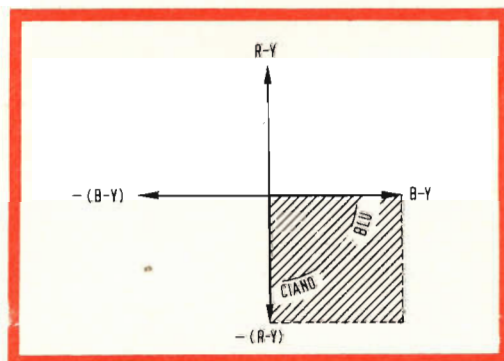
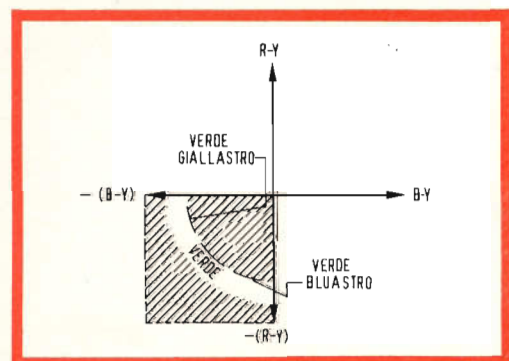
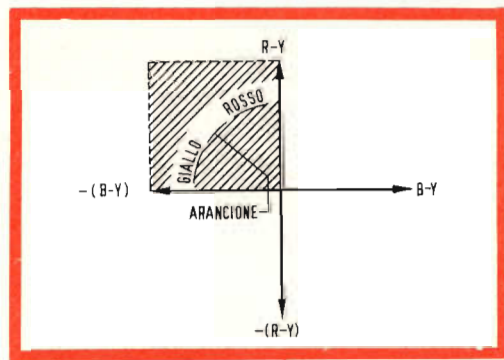
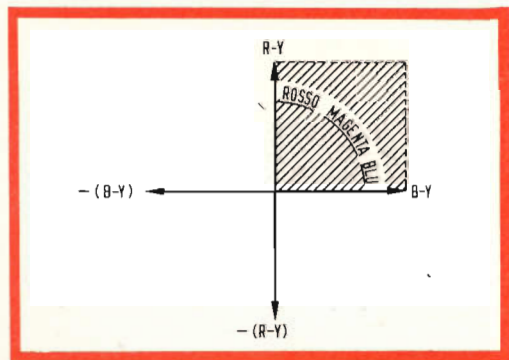


Fig. 9 - a) Quando $B-Y$ e $R-Y$ sono entrambi positivi il vettore risultante cade solo nella zona tratteggiata. I colori prodotti vanno dal rosso, al magenta e al blu. b) Quando $B-Y$ è negativo e $R-Y$ è positivo il vettore risultante può cadere solo nella zona tratteggiata. I colori prodotti vanno dal rosso, arancione e giallo. c) Quando $B-Y$ e $R-Y$ sono entrambi negativi, il vettore risultante cade solo nella zona tratteggiata. I colori vanno dal verde-giallastro al verde e al verde-blu. d) Quando infine $R-Y$ è negativo e $B-Y$ positivo il vettore risultante cade nella zona tratteggiata. I colori vanno dal verde-blu (ciano) al blu.

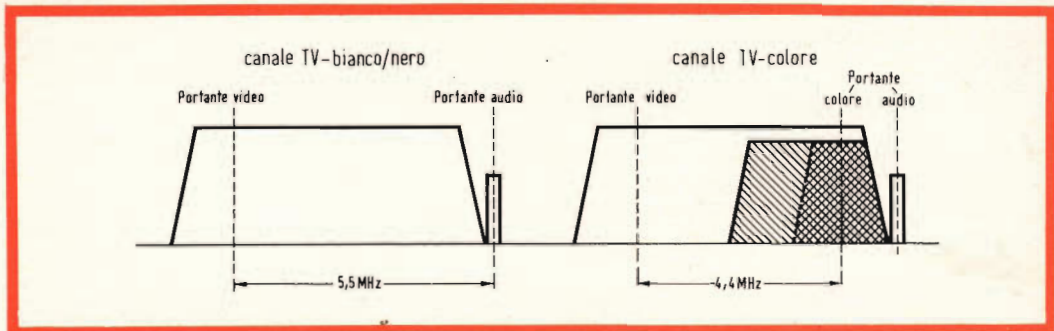


Fig. 10 - Distribuzione del segnale video del colore nella sua banda passante.

C'è ancora un'altra considerazione da fare riguardo al segnale del colore e questa riguarda la sottoportante. Abbiamo visto come questa sottoportante venga modulata dai segnali I e Q. Nei sistemi comuni di modulazione di una portante sono presenti sull'antenna trasmittente sia il segnale della portante sia i segnali delle bande laterali prodotti in seguito alla modulazione. È noto come il segnale modulante e cioè l'informazione da trasmettere, si trovi nelle bande laterali, ed in definitiva a noi interesseranno quindi solo le bande laterali. In genere però, viene trasmessa anche la portante dato che essa è indispensabile all'atto della ricezione, e cioè, nel ricevitore per invertire il processo di modulazione e per ottenere in definitiva il segnale modulante, e cioè l'informazione trasmessa.

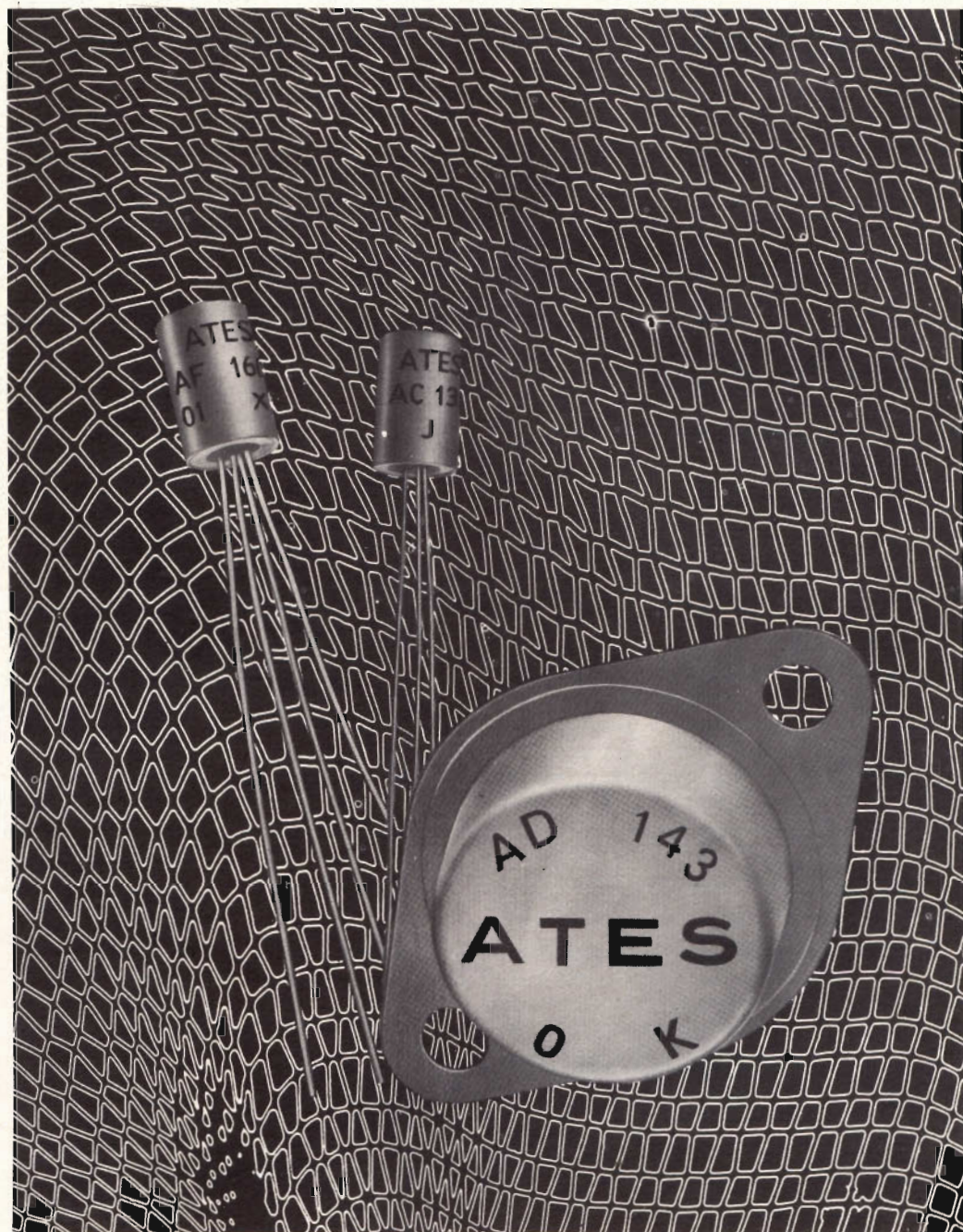
Nel sistema di trasmissione di immagini a colori NTSC, la sottoportante non viene trasmessa insieme alle sue bande laterali, ma viene soppressa nel momento stesso che si producono quest'ultime impiegando il modulatore bilanciato.

La soppressione della sottoportante (4,43 MHz) viene effettuata per due ragioni. Innanzitutto viene eliminata in questo modo la « nota di battimento » (1,07 MHz) tra essa e la portante del segnale audio (5,5 MHz) (la portante audio con frequenza di 5,5 MHz si ottiene, com'è noto al rivelatore di un ricevitore TV per battimento tra la portante F.I. video e la portante F.I. audio). Questa nota di battimento potrebbe produrre delle « linee di interferenza » sullo schermo del cine-

scopio. È vero che sono presenti al rivelatore, anche le bande laterali e che quindi anch'esse possono produrre la precedente nota di battimento. Però, siccome in qualsiasi segnale modulato AM l'energia maggiore è contenuta nella portante, ecco che se noi sopprimiamo la portante, elimineremo la principale sorgente di interferenze. Le eventuali interferenze che potrebbero essere prodotte da bande laterali « forti » vicine alla frequenza di 4,43 MHz, potranno essere eliminate inserendo opportune trappole nell'amplificatore delle frequenze intermedie, ma di ciò ci occuperemo quando parleremo del ricevitore a colori.

La seconda ragione che ha consigliato la soppressione della portante è questa: quando la scena deve essere trasmessa completamente in bianco e nero, con questa soppressione si ottiene l'eliminazione automatica dell'intero segnale del colore. Infatti, quando ciò si verifica, i segnali I e Q vanno a zero, e siccome il modulatore bilanciato sopprime la sottoportante, ecco che alla sua uscita non avremo nessun segnale del colore. Effettivamente, perché si dovrebbe trasmettere una portante del colore quando non si trasmette nessun colore? Questi sono i due principali vantaggi della soppressione della sottoportante. Ecco ora gli svantaggi.

Quando le bande laterali del colore raggiungono il ricevitore, è assolutamente necessario « riinserire » il segnale del colore. Uno potrebbe dire: ma è semplice: facciamo un oscillatore a 4,43 MHz. Questo è giusto, e viene effettivamente fatto.



IL PROGRESSO E' DI OGNI GIORNO

Nel campo dell'elettronica il progresso è di ogni giorno. Per questo lo sviluppo della ATEs è basato soprattutto sul progresso tecnico: un costante perfezionamento produttivo che significa altissima qualità, uniformità di caratteristiche, assoluta sicurezza d'impiego.

ATES

Direzione e Servizio Vendite-Milano via Tempesta, 2 tel. 4695651 (4 linee)

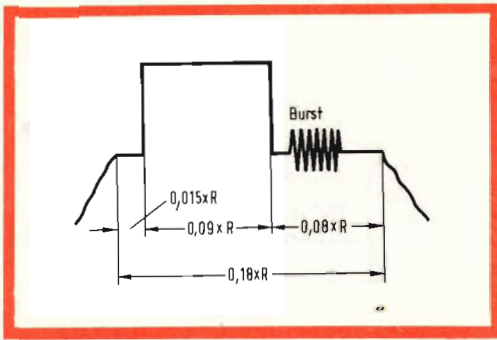


Fig. 11 - Come e dove viene posto il segnale di sincronismo della sottoportante (burst).

Ma la cosa più importante da tener presente in questo oscillatore è **la fase**. Ricordiamoci che in sede di trasmissione, si pose molta attenzione alla fase dei segnali I e Q quando questi vennero introdotti nel modulatore bilanciato. Se questa fase non viene mantenuta nei riguardi di questa sottoportante « ricostruita », avverrà che i colori ottenuti non saranno identici a quelli trasmessi. Per fare in modo che questa sottoportante « ripristinata » nel ricevitore abbia la stessa frequenza e fase di quella usata all'atto della trasmissione, viene inviato insieme agli altri segnali, uno speciale segnale di sincronismo della sottoportante (burst). Questo segnale viene inviato ad ogni riga di scansione ed è disposto dopo il segnale di sin-

cronismo e quindi sulla parte posteriore dell'impulso di spegnimento di riga (fig. 11). È formato da circa 8 cicli prelevati dalla sottoportante del trasmettitore, per « agganciare » in frequenza e in fase la sottoportante del ricevitore con quella del trasmettitore. In questo modo siamo sicuri che la sottoportante « lavorerà a dovere » quando si ricomincerà con le bande laterali del colore.

La posizione del « burst » è tale che esso non sarà visto sullo schermo né nei ricevitori in bianco e nero né in quelli per il colore, dato che viene applicato al cinescopio durante l'impulso di spegnimento. Se fosse stato posto più in basso avrebbe prodotto sullo schermo del ricevitore una luce spuria specialmente in quei ricevitori non provvisti di spegnimento di riga autonomo.

Il « burst » non compare durante gli impulsi serrati verticali o dopo gli impulsi equalizzatori. È stato dimostrato che l'oscillatore a 4.43 MHz non perde la frequenza e la fase della sottoportante del trasmettitore se gli vengono a mancare in questo breve intervallo i segnali di sincronismo (burst).

Il controllo dell'oscillatore a 4,43 MHz riprende « dolcemente » all'apparire degli impulsi orizzontali con relativo burst alla fine dell'intervallo dell'impulso di sincronismo di quadro.

Gli aeroporti che analizzano elettronicamente le nubi per ottenere le previsioni meteorologiche, hanno ora a loro disposizione tre perfezionamenti tecnici per le loro apparecchiature « radar »: un nuovo magnetron, un ricevitore di migliori caratteristiche, ed una nuova apparecchiatura di registrazione facsimile. Queste apparecchiature sono progettate per migliorare considerevolmente la rappresentazione delle nubi.

Dati precisi sulla dimensione, la densità e l'altitudine delle nubi, sono necessari per le informazioni meteorologiche di volo. Il nuovo sistema di misura integrato è stato sviluppato per l'aeronautica dalla Data and Controls, una divisione della Lear Siegler Inc. Ora l'Agenzia Federale Aeronautica ha ordinato tre sistemi per i suoi propri studi.

Il sistema integrato raccoglie, trasmette e visualizza i dati meteorologici. Il punto di partenza è rappresentato da un « radar » tipo AN/TPQ-11, il quale compie le misure fondamentali. I segnali « radar » sono raccolti, elaborati e visualizzati, o con un tubo a raggi catodici, oppure con un registratore facsimile.

La Solartron ha recentemente fornito un sistema di registrazione dei dati al Ministero della Difesa, per la registrazione di veloci transistori di temperatura e pressione.

IL RADAR

CHE DETERMINA LA VELOCITÀ DELLE AUTOMOBILI

Si descrive in questo articolo un'apparecchiatura per misurare la velocità dei veicoli a motore; essa è essenzialmente un radar che utilizza l'effetto Doppler. Dell'apparecchiatura diamo il solo schema a blocchi per illustrarne, a grandi linee, il principio di funzionamento.

I primi esperimenti di radar per la determinazione della velocità dei veicoli a motore si ebbero nel 1955. Le apparecchiature adatte a questo scopo si basano sull'utilizzazione dell'effetto Doppler, cioè sul cambiamento di frequenza delle onde elettromagnetiche riflesse dagli oggetti in movimento; questo sistema però si rivelò inefficiente quando due o più veicoli venivano ad interessare il raggio trasmesso.

Nel 1959 i tecnici della società Marconi, progettarono un altro tipo di apparec-

chio di questo genere, chiamato PETA, nel quale la differenza essenziale rispetto ai tipi precedenti è, che il raggio, emesso da una guida d'onda munita di finestra, è inclinato rispetto alla strada di 20° e deve essere tenuto entro un angolo di 4° orizzontali della larghezza del raggio. Ogni automobile che passa attraverso il raggio si oppone ad esso, e i veicoli più lontani di 2,5 metri daranno indicazioni separate sul dispositivo di misura. Un altro vantaggio dell'apparecchio PETA è di avere

Fig. 1 - L'apparecchio « PETA » in funzione per l'analisi statica delle velocità delle automobili.



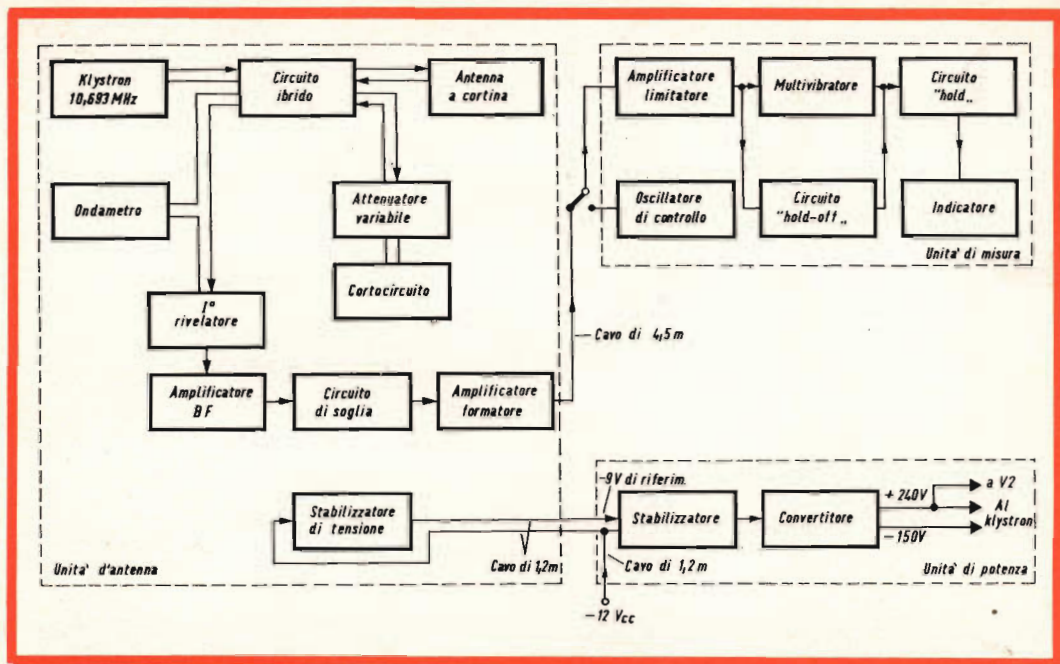


Fig. 2 - Schema a blocchi dell'apparecchio « PETA » per la determinazione della velocità.

incorporato un circuito « memoria ».

L'equipaggiamento standard comprende tre unità: antenna, alimentatore e dispositivo di misura. L'alimentazione assorbe la corrente da una batteria a 12 V di automobile e fornisce le tensioni stabilizzate per l'unità d'antenna. L'unità completa comprende il trasmettitore e il ricevitore; il primo utilizza un klystron reflex funzionante nella banda di frequenze da 10,675 MHz a 10,699 MHz. La potenza di uscita di circa 12 mW è divisa in parti uguali fra l'antenna e una sezione della guida d'onda contenente un disadattatore variabile.

Il segnale riflesso è ricevuto con una comune antenna e miscelato in un rivelatore a cristallo con l'energia riflessa trasmessa dal disadattatore. La potenza audio risultante passa, attraverso un filtro passa basso (per limitare la larghezza di banda), a un amplificatore di bassa frequenza a cinque stadi prima di passare sulla unità di misura.

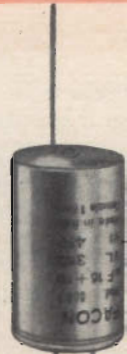
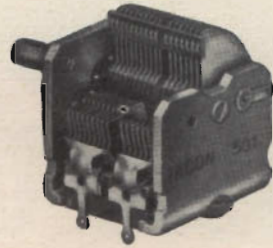
Questa informazione audio è usata per

pilotare un limitatore, un multivibratore e un amplificatore d'impulsi. Il risultante treno d'impulsi è mandato a un circuito sensibile di frequenza che produce una tensione proporzionale alla velocità.

Sono previsti due metodi di funzionamento: « Hold-off » e « Hold-on ».

Usando il primo metodo, un voltmetro a valvola legge la tensione d'uscita per il periodo di tempo che il veicolo resta nel raggio. Quando si usa il metodo « Hold-on » o « memoria » la stessa uscita è mandata a un condensatore che il voltmetro a valvola legge per circa 1 ½ secondo, dopo di che un circuito a tempo scarica il condensatore e lo strumento ritorna a zero. Durante questo periodo, lo strumento non riceve altri segnali. Nell'apparecchiatura è incorporato un'ondametro per la scelta della frequenza trasmessa, e dei segnali calibrati corrispondenti a 65 e 115 km all'ora.

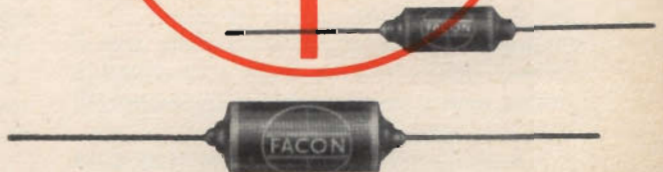
La messa in funzione dell'apparecchiatura è molto semplice, la cosa più importante è di porre il lato corto dell'antenna



FACON

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

FACON



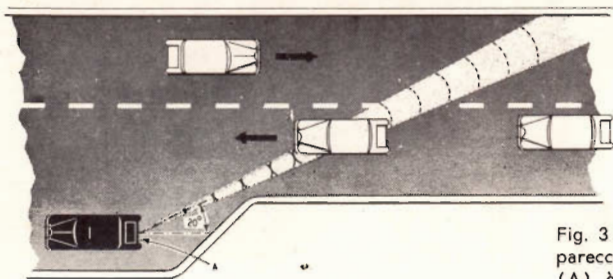


Fig. 3 - Metodo di funzionamento dell'apparecchiatura PETA. L'unità d'antenna (A) è situata nella parte posteriore di un'automobile ferma al bordo della strada.

parallelo alla strada, procedimento che anche il più inesperto degli operatori può compiere con accuratezza con un errore minore di $\pm 2^\circ$; questo errore porta una variazione trascurabile nella valutazione della velocità. Anche se l'apparecchiatura fosse posta con il suo raggio parallelo alla linea di traffico, ci sarebbe solo un aumento di 4 km all'ora nella registrazione della velocità riguardante un veicolo che viaggia a 65 km all'ora e questo naturalmente sarebbe immediatamente rivelato nelle prove iniziali.

Il circuito del PETA è progettato in modo che, con l'antenna correttamente allineata, una deviazione di frequenza di 2,4 kHz causerà una deflessione dello strumento a fondo scala (per una lettura di 130 km all'ora) di 30 Hz per ogni chilometro e mezzo di velocità.

Due oscillatori producono frequenze di 1,2 kHz (65 km/h) e di 2,1 kHz (115 km/h). La scala della velocità è lineare e contrassegni calibrati, la rendono facilmente consultabile ogni volta che lo si richiede.

A questo punto qualcuno potrebbe azzardare l'ipotesi del pericolo causato dalle radiazioni emesse da questa apparecchiatura, ma in effetti il livello di radiazione emesso dall'antenna del PETA è dell'ordine dello 0,013 mW/cm² che è del tutto innocuo.

Il PETA oltre che dalla polizia per il rilievo delle velocità degli autoveicoli è anche usato in numerosi altri campi di applicazione.

L'equazione base relativa alla frequenza

di Doppler f_d , alla velocità del veicolo V e all'angolo del raggio α è la seguente:

$$f_d = f_t V k \cos \alpha$$

dove:

f_t = frequenza del trasmettitore

k = costante basata sulla velocità della luce.

Per ottenere una deviazione di frequenza di 15 Hz per ogni cambiamento della velocità di 1,5 km all'ora (metà della normale deviazione di frequenza) è stato necessario determinare un nuovo angolo α . Questo si può ottenere trovando l'angolo il cui coseno sia dato da:

$$\alpha = \frac{\cos 20^\circ}{2} = 62^\circ$$

Calibrando di nuovo lo strumento e riallineando il raggio a 62° nella direzione del bersaglio, avremo un strumento capace di indicare velocità fino a 260 km/h. L'aumento dell'angolo del raggio porta ad una più critica installazione dell'apparecchiatura e si dovrà perciò ricorrere a un teodolite per ottenere un maggior grado di precisione. Durante le prove l'apparecchiatura diede ottimi risultati con velocità fino a 210 km/h.

Il Peta può essere impiegato anche per la misurazione della velocità di navi ed aeroplani; inoltre il principio basilare su cui si basa il funzionamento dell'apparecchiatura (principio di Doppler) permette anche di compiere rilievi sulla velocità dei proiettili.

F. T.

(Da « Industrial Electronics »)

TEMPORIZZATORE

da 0,5 a 100 secondi

Si descrive in questo articolo un semplice circuito temporizzatore che permette di determinare intervalli di tempo compresi fra 0,5 e 100 secondi con una buona precisione. Il circuito descritto è di facile realizzazione in quanto non necessita di alcuna calibrazione particolare.

Il circuito rappresentato in fig. 1, equipaggiato con tre transistori e due diodi, permette di determinare con buona precisione degli intervalli di tempo compresi fra 0,5 e 100 secondi.

Questo temporizzatore è particolarmente adatto per essere impiegato nelle officine dove si compiono lavorazioni di galvanoplastica, in laboratori fotografici e in tutti gli altri casi dove sia necessario far funzionare una apparecchiatura secondo un tempo stabilito. Il circuito non necessita di alcuna calibrazione particolare e ciò rappresenta un vantaggio sui circuiti classici.

Il circuito di base è formato da un trigger di Schmitt. Quando la tensione supera un certo livello determinato dai componenti utilizzati, il trigger si trova in regime stabile. D'altronde, quando la tensione d'ingresso è inferiore al livello di riferimento, il circuito di bilanciamento si trova in regime stabile. Un condensatore collegato all'ingresso determina i tempi di passaggio da uno stato all'altro.

Nello schema di fig. 1 i condensatori C_1 e C_2 assicurano il cambiamento di stato, allorché la loro carica, che è funzione

della costante di tempo $\alpha = C(R_2 + R_1)$, raggiunge un certo valore. All'inizio si scaricano completamente i condensatori ponendo il commutatore S_1 sulla posizione « scarica » che cortocircuita il condensatore. Si passa poi sulla posizione « calibrazione ».

Il transistor V_1 , all'inizio del ciclo di carica, non è più conduttore, mentre i transistori V_2 e V_3 sono conduttori e il relé si eccita. Abbiamo visto in precedenza che i tempi di carica dipendono dal valore del condensatore C e della resistenza $R_1 + R_2$.

Il transistor V_1 presenta una resistenza di fuga che si trova in parallelo a R_1 e R_2 . Dopo un certo tempo di carica, la base di V_1 si trova a una tensione che rende questo transistor conduttore. Il circuito cambia allora di stato ed ora è il transistor V_2 ad essere bloccato, provocando il diseccitamento del relé.

Il diodo D_2 serve a mantenere la corrente di fuga di V_3 più bassa possibile, quando il transistor è bloccato. Il diodo D_1 protegge V_3 dagli eventuali impulsi di alta tensione che potrebbero essere generati dal relé.

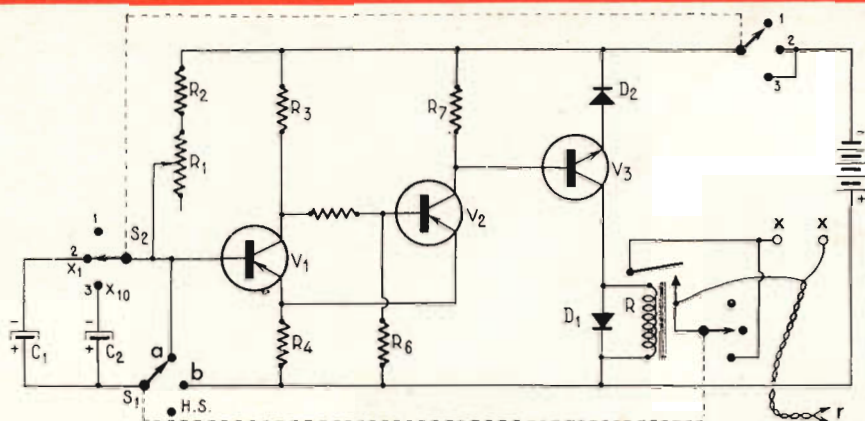


Fig. 1 - Schema elettrico del temporizzatore per intervalli di tempo da 0,5 a 100 secondi.
a = scarica; b = calibrazione; x = prese per l'utilizzatore; r = rete.

COMPONENTI

Resistori da 1/2 W

- $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ potenziometro lineare
 $R_2 = 3900 \text{ }\Omega$
 $R_3 = 2,7 \text{ k}\Omega$
 $R_4 = 3,3 \text{ k}\Omega$
 $R_5 = 1,5 \text{ k}\Omega$
 $R_6 = 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_7 = 3900 \text{ }\Omega$

Condensatori

- $C_1 = 100 \text{ }\mu\text{F} - 6 \text{ V}$ elettrolitico
 $C_2 = 1000 \text{ }\mu\text{F} - 6 \text{ V}$ elettrolitico

Diodi

- $D_1 = D_2 = 1N60$ (OA70)

Transistori

- $V_1 = V_2 = 2N1265$
 $V_3 = 2N229$ (OC140)

S_1 = commutatore a 2 vie, 3 posizioni, la posizione H.S. serve ad alimentare direttamente l'utilizzatore, senza passare attraverso il temporizzatore.

S_2 = commutatore a 2 vie, 3 posizioni, assicura la messa in circuito dell'apparecchio e il cambiamento di durata x 1 e x 10.

R = relé da 500 Ω - 4,5 mA - 10 mV.

Il relé scelto deve stabilire il contatto quando la tensione applicata è di 1,75 V; esso deve diseccitarsi con una tensione inferiore a 1 V. I condensatori C_1 e C_2 hanno dei valori compresi in un rapporto di 10 (100 e 1000 μF sul nostro montaggio).

I due transistori V_1 e V_2 sono del tipo PNP e V_3 del tipo NPN, questo particolare ha permesso di semplificare il montaggio del circuito. La tensione della batteria che fornisce l'alimentazione deve essere compresa tra 3 e 4,5 V.

Taratura

A cablaggio ultimato si procede alla taratura del temporizzatore collegando una

lampadina alle bocche di « utilizzazione » dopo aver inserito la spina nella rete. Si pone il commutatore S_2 sulla posizione x 10 e, poi sulla posizione R_1 , si considerano i tempi impiegati fra il momento in cui il commutatore S_1 passa sulla posizione « calibrata » e quello in cui si accende la lampadina. Si tara quindi il potenziometro R_1 per 5-50-100 secondi e si stabilisce la posizione intermedia, tenendo conto del fatto che la scala è lineare. Può essere necessario modificare il valore di R_2 per la taratura. Se i valori dei condensatori C_1 e C_2 sono compresi nel rapporto di 10, la gamma x 1 sarà automaticamente tarata.

(Da « Electronics World »)

TRASMETTITORE D'EMERGENZA

8 MHz

5 W

Si descrive un trasmettitore d'emergenza da 8 MHz equipaggiato con un transistor AU 103 nello stadio finale. Esso sviluppa una potenza d'uscita di 5,25 W non modulata con un rendimento di circa il 46%. È possibile una modulazione d'ampiezza fino all'80%. La frequenza dell'oscillatore è controllata mediante cristallo di quarzo.

Il trasmettitore descritto in questo articolo è completamente transistorizzato, la frequenza dell'oscillatore viene controllata mediante un cristallo di quarzo; il sistema di modulazione è attuato in modulazione di ampiezza (sinusoidale).

I requisiti di questo trasmettitore sono:

a) profondità di modulazione minima: 70 %

b) minima potenza d'uscita modulata: 3,5 W

Quest'ultimo fattore corrisponde a una potenza portante di 2,3 - 2,8 W, dipendendo dalla massima profondità di modulazione del trasmettitore.

Descrizione del circuito

Il primo stadio è formato da un oscillatore Collpitts controllato a cristallo ed equipaggiato con un AF 185 (fig. 1). Il cristallo che è stato collegato in serie con

la base del transistor, funziona sulla sua stessa frequenza di risonanza.

Il secondo stadio funziona come uno stadio pilota. Un transistor AUY 10 viene impiegato in un circuito con emettitore a massa. Esso è accoppiato allo stadio precedente per mezzo del condensatore C_6 , che è stato dimensionato in modo che si abbia la massima potenza di trasferimento dallo stadio oscillatore a quello pilota. L'accoppiamento allo stadio finale è assicurato per mezzo di un circuito a doppio accordo, accoppiato induttivamente; il primario di questo circuito consiste di un circuito risonante in parallelo induttivo, mentre il secondario consiste di un circuito risonante serie ad accordo fisso. L'accoppiamento fra le bobine è variabile. Un'altra soluzione possibile è quella di fare un accoppiamento fisso e il secondario ad accordo variabile.

Nello stadio finale viene usato un AU 103 collegato con collettore a massa, in circuito ad emettitore comune che funziona

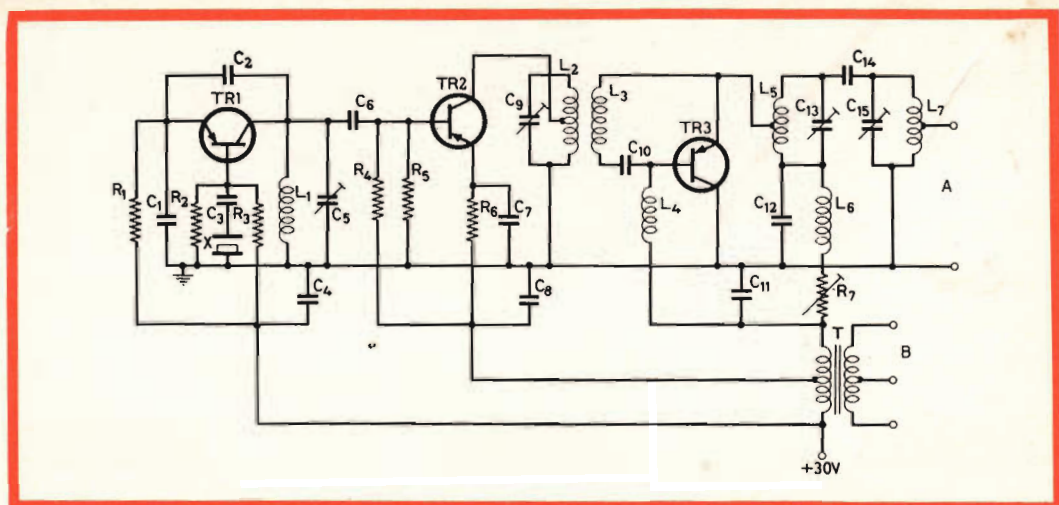


Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore d'emergenza da 8 MHz. A = uscita 50 Ω; B = dall'amplificatore di modulazione.

COMPONENTI

Resistori

Tutti i resistori sono a carbone, da 1/8 W ± 10% salvo diversamente specificato.

- R₁ = 3,9 kΩ
- R₂ = 18 kΩ
- R₃ = 18 kΩ
- R₄ = 1 kΩ
- R₅ = 2,2 kΩ, 1/4 W
- R₆ = 220 Ω, 1 W
- R₇ = 5 Ω a filo, 0,6 W, potenziometro trimmer

Condensatori

- C₁ = 330 pF, 500 V, ± 5% ceramico
- C₂ = 33 pF, 500 V, ± 5% ceramico
- C₃ = 22 nF, 40 V, ± 20% poliestere
- C₄ = 22 nF, 40 V, ± 20% poliestere
- C₅ = 155 + 55 pF, 300 V, ± 5% di sintonia
- C₆ = 150 pF, 500 V, ± 5% ceramico
- C₇ = 22 nF, 40 V, ± 20% poliestere
- C₈ = 22 nF, 160 V, ± 10% poliestere
- C₉ = 195 + 195 pF, 300 V, ± 5% di sintonia
- C₁₀ = 680 pF, 125 V, ± 5% polistirene
- C₁₁ = 22 nF, 160 V ± 10% poliestere
- C₁₂ = 220 nF, 160 V ± 10% poliestere
- C₁₃ = 195 + 195 pF, 300 V, ± 5% di sintonia
- C₁₄ = 33 pF, 500 V, ± 5% ceramico
- C₁₅ = 195 + 195 pF, 300 V, ± 5% di sintonia

Bobine

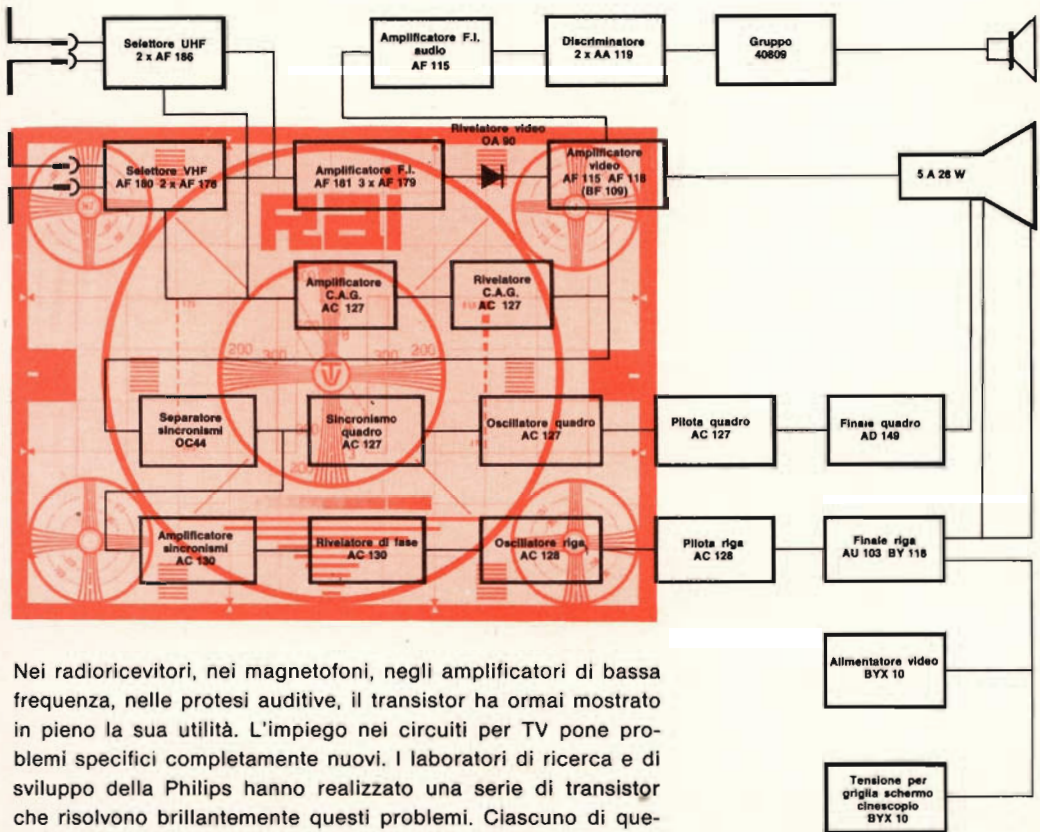
- L₁ = 13 spire di filo di rame smaltato da 0,7 mm di diametro; d = 10 mm
- L₂ = 11 spire di filo di rame smaltato da 1 mm di diametro; d = 17 mm; con presa del collettore alla 6,25 spira dal lato freddo
- L₃ = 5 spire di filo di rame smaltato da 1 mm di diametro; d = 17 mm
- L₄ = bobina d'arresto RF da 20 μH (resistenza cc di 1,6 Ω)
- L₅ = 12 spire di filo di rame smaltato da 1 mm di diametro, d = 17 mm; presa del collettore alla 3,9 spira dal lato freddo
- L₆ = 31 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm di diametro; d = 6,35 mm
- L₇ = 12 spire di filo di rame smaltato da 1 mm di diametro; d = 17 mm; presa d'uscita alla 3,3 spira dal lato freddo

Transistori

- TR₁ = AF 185
- TR₂ = AUY 10 (montato su un dissipatore di calore di alluminio annerito di 18 cm² e dello spessore di 1,5 mm; la resistenza termica k è uguale a circa 19° C/W)
- TR₃ = AU 103 (montato su un telaio di alluminio di 400 cm² dello spessore di 2 mm)
- X = cristallo di quarzo con frequenza di 8,364 MHz
- T = trasformatore di modulazione; requisiti dell'avvolgimento secondario:
 - induttanza > 45 mH con 380 mA cc
 - resistenza serie < 4 Ω
 - Preso al 70% dal lato freddo

TVISTOR PHILIPS

TRANSISTOR APPOSITAMENTE PROGETTATI PER L'IMPIEGO NEI CIRCUITI DEI TELEVISORI



Nei radiorecettori, nei magnetofoni, negli amplificatori di bassa frequenza, nelle protesi auditive, il transistor ha ormai mostrato in pieno la sua utilità. L'impiego nei circuiti per TV pone problemi specifici completamente nuovi. I laboratori di ricerca e di sviluppo della Philips hanno realizzato una serie di transistor che risolvono brillantemente questi problemi. Ciascuno di questi transistor, chiamati **TVistor**, è stato appositamente progettato per soddisfare le esigenze dei circuiti dei televisori.

La produzione di questa serie di transistor è stata possibile grazie ai decisivi progressi raggiunti dalla Philips nella ormai sperimentata tecnica di formazione delle giunzioni mediante processo di lega e di diffusione.



da amplificatore di potenza RF in classe C. Questo transistor è montato su un telaio di alluminio di 400 cm² e dello spessore di 2 mm (la resistenza termica del transistor è di 3,1 °C/W).

Per mezzo del resistore R₇ la corrente di collettore può essere regolata al corretto valore. L'uscita del transistor AU 103 è accoppiata all'antenna attraverso un circuito a doppia sintonia con prese per accoppiamento capacitivo e induttivo. L₄ è una bobina d'arresto per la RF, essa non è intesa per la neutralizzazione della capacità collettore-base dell'AU 103, in quanto lo stadio finale è sufficientemente stabile.

La modulazione d'ampiezza è stata attuata nel modo seguente:

a) modulando la tensione collettore-base dello stadio finale

b) modulando la tensione d'alimentazione dello stadio pilota.

La seconda modulazione deve essere circa il 70 % della prima per mantenere la distorsione più bassa possibile. L'impedenza di carico attraverso l'intero avvolgimento secondario del trasformatore di modulazione, causata dallo stadio finale, è di circa 90 Ω; l'impedenza di carico alla presa intermedia, causata dallo stadio pilota, è di circa 640 Ω.

TABELLA 1

	AF 185	AUY 10	AU 103	
— V _{CE}	12,15	19,5	29,7	V
— I _C	4,76	37,5	330	mA
V _{BE}	+ 1,2	+ 0,22	+ 0,28	V
I _B	+ 0,18	— 4,5	— 4	mA

Misure

Nella tabella 1 sono riassunti i valori delle tensioni continue e delle correnti nei vari stadi.

La potenza d'uscita non modulata del trasmettitore è di 5,25 W con un rendimento dello stadio finale del 53,6 %: La dissipazione totale di corrente del trasmettitore è di 382 mA con 30 V, che corrisponde a una dissipazione di potenza di 11,5 W e a un rendimento del 45,8 %.

La massima profondità di modulazione con una distorsione del 10 % ammonta all'80 %. La potenza di modulazione richiesta in questo caso è di 3,17 W per lo stadio finale e 0,22 W per lo stadio pilota, cioè per un totale di circa 3,4 W escludendo le perdite nel trasformatore di modulazione.

Si è così dimostrato che con un solo transistor (AU 103) nello stadio finale si è potuto costruire un trasmettitore di emergenza da 8 MHz con una potenza portante superiore a 5 W.

F. T.

(Da « Laboratory Report »)

PALERMO

CATANIA



**Piazza Castelnuovo, 48
tel. 24.88.88**

**Via M. R. Imbriani, 70
tel. 27.96.33**

PLUMBICON

Un nuovo
tubo
da ripresa
per televisione

Si descrive un nuovo tubo da ripresa per televisione, il Plumbicon. L'impiego di un materiale fotoconduttore come rivelatore di luce e la sua costruzione fanno sì che il Plumbicon si possa considerare come una variante del Vidicon. Questo tubo è di semplice costruzione e di facile utilizzazione, inoltre presenta delle eccellenti qualità come: basso livello di illuminazione, buona qualità della immagine e velocità di risposta. Con il Plumbicon si ottengono in particolare dei buoni risultati nelle telecamere da ripresa per televisione a colori.

I tipi più diffusi di tubi da ripresa usati in televisione comprendono l'imegorthicon, l'iconoscopio e il vidicon. Questo ultimo tipo di tubo che utilizza un fotoconduttore, per esempio il trisolfuro di antimonio ($Sb_2 S_3$), come strato fotosensibile, si distingue per la sua semplicità di costruzione e la facilità di impiego. Tuttavia, i tipi di vidicon finora usati non danno delle buone immagini se non con livelli di illuminazione molto elevati: con bassi livelli di illuminazione, la corrente d'oscurità della superficie fotosensibile di questi tubi è molto limitata.

Inoltre, l'inerzia diventa troppo grande per soddisfare le esigenze delle riprese televisive.

Dalle ricerche compiute durante questi ultimi anni, si è finalmente giunti a un nuovo tubo da ripresa che è basato sul principio del vidicon e che offre quindi gli stessi vantaggi di semplicità e di impiego, ma che utilizza un altro materiale fotoconduttore; la piastra fotosensibile è

costituita da monossido di piombo (PbO), applicato con un processo di vaporizzazione, per questa ragione si è chiamato il tubo col nome di « Plumbicon ».

Grazie all'applicazione per vaporizzazione in condizioni rigorosamente determinate (atmosfera, temperatura, ecc.) si è arrivati ad ottenere uno strato avente una corrente d'oscurità d'intensità molto bassa ($< 5 \times 10^{-9}$ A); di conseguenza, l'immagine è particolarmente uniforme. La sensibilità dello strato inoltre, è molto elevata ($> 150 \mu A/lumen$).

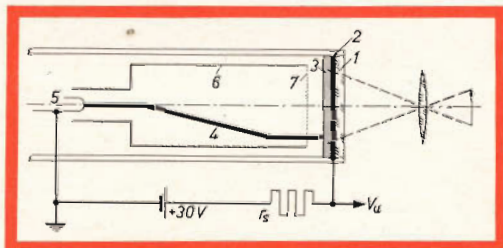


Fig. 1 - Rappresentazione schematica della costruzione del Plumbicon.

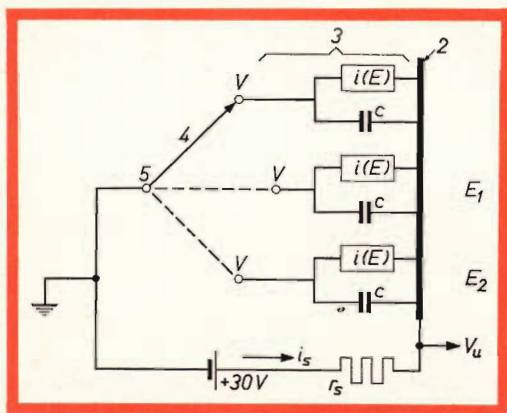


Fig. 2 - Schema elettrico equivalente del Plumbicon che ne facilita la comprensione del funzionamento.

Il tubo da ripresa Plumbicon è da questo punto di vista, equivalente ai tubi da ripresa più sensibili attualmente utilizzati in televisione, come per esempio i tubi-image-orthicon, differenziandosi però da questi ultimi, in quanto esso è esente da segnali perturbatori (in modo particolare è esente dagli aloni scuri).

Un'altra particolarità della quale si deve tener conto è l'inerzia. Si deve verificare che una scelta esatta delle condizioni di applicazione della vaporizzazione permette, mantenendo le buone proprietà sopra menzionate, di ridurre l'inerzia a un valore molto basso ($> 0,2$ s, vale a dire una completa percezione all'occhio), a qualsiasi livello di illuminazione. Infine, si possono effettuare delle ricerche

riguardanti la durata di funzionamento del tubo, cioè la durata durante la quale il tubo conserva le proprietà sopra riportate insieme ad altre proprietà essenziali.

La durata di funzionamento attualmente raggiunta è maggiore di quella dei tubi da ripresa normali. Per quanto riguarda certe proprietà, si possono raggiungere durate di funzionamento di parecchie migliaia d'ore (si veda la fig. 5).

La fig. 4 illustra la debole inerzia e la buona uniformità dell'immagine di un Plumbicon paragonata a delle immagini registrate contemporaneamente attraverso un vidicon con uno strato di $Sb_2 S_3$ e un image-orthicon.

Il Plumbicon, nella sua esecuzione di laboratorio è rappresentato in fig. 3, mentre in fig. 1 è riportata la rappresentazione schematica del tubo stesso.

Un altro problema, più o meno indipendente da quanto abbiamo trattato, è la soppressione dei « punti bianchi » che si riscontrano negli altri tipi di tubi da ripresa; essi sono formati da una percentuale particolarmente elevata e fortemente localizzata di corrente d'oscurità. Nel nuovo tubo, questo fenomeno viene praticamente eliminato.

La costruzione e il funzionamento del Plumbicon sono molto simili nelle loro caratteristiche principali a quelle del vidicon. Un fascetto di elettroni lenti esplora uno strato sottile di materiale fotoconduttore (PbO), sul quale si forma l'immagine della scena. Fra lo strato fotocondut-

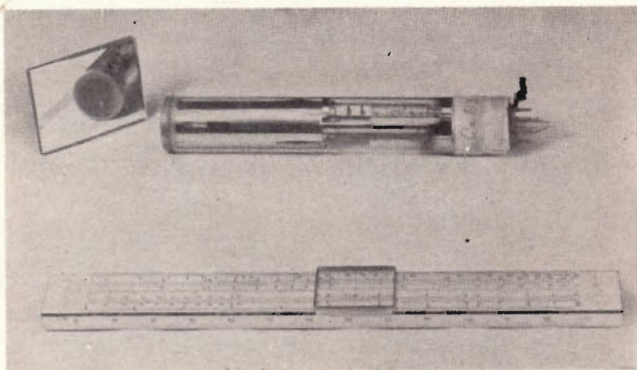


Fig. 3 - Il nuovo tubo da ripresa Plumbicon nella sua esecuzione di laboratorio.

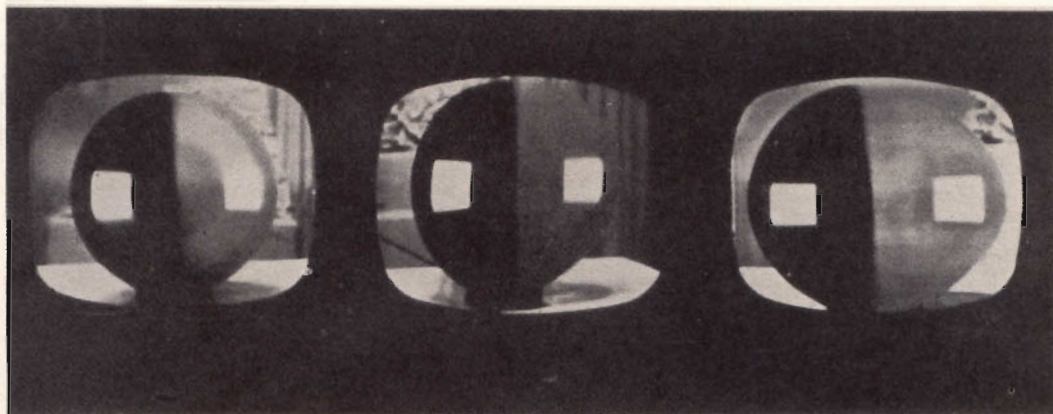


Fig. 4 - Fotografia istantanea (tempo d'esposizione 1/25 s) di tre monitori collegati rispettivamente a un vidicon Sb_2S_3 (a sinistra), un Plumbicon (al centro) e ad un image-orthicon (a destra). Questi tre tubi da ripresa ciascuno regolato nel modo più opportuno, sono diretti sullo stesso oggetto: un disco rotante a circa 40 giri al minuto. Il vidicon è piuttosto lento e forma così delle tracce dietro il quadrato bianco in movimento. Sull'immagine-orthicon si forma un alone scuro caratteristico, attorno al quadrato bianco, dando così un certo grado di irregolarità di fondo dell'immagine.

tore e la piastra di vetro che funziona da supporto, si trova un sottile strato conduttore trasparente di SnO_2 , che è la placca del segnale. Rispetto al catodo del cannone elettronico, questa placca è a un potenziale di circa + 30 V. Il potenziale della superficie libera dello strato fotoconduttore (dal lato del cannone) è sensibilmente uguale in oscurità a quello del catodo.

Diamo ora una spiegazione sommaria della costituzione del Plumbicon e quindi del suo circuito elettrico riferendoci alle fig. 1 e 2.

Dalla parte interna della finestra di vetro (1), in fig. 1, sono disposti successivamente uno strato di SnO_2 trasparente e conduttore (2) e uno strato di PbO fotoconduttore (3), sul quale viene proiettata l'immagine della scena. Dall'altro lato, questo strato è esplorato dal fascetto elettronico (4). Gli elettroni del fascetto sono forniti dal cannone elettronico (5) e accelerati dall'anodo (6). Per avere un campo più omogeneo fra lo strato di PbO e l'anodo si è munito il tubo di una griglia forata (7). Rispetto al catodo del cannone, il potenziale dell'anodo è di circa + 300 V

e quello dello strato (2), chiamato placca del segnale, di circa 30 V. Quando il tubo funziona, il potenziale V della superficie libera dello strato di PbO varia entro un intervallo ΔV di qualche volt solamente, in cui il limite inferiore è sensibilmente uguale al potenziale del catodo del cannone.

Riferendoci ora alla fig. 2, che rappresenta lo schema elettrico equivalente del Plumbicon si deve notare che i numeri hanno lo stesso significato che avevano nella fig. 1. A destra si trova la placca del segnale. Lo strato fotoconduttore può essere considerato come composto da un numero elevato di condensatori C (detti elementi d'immagine), ognuno di essi è collegato in parallelo a una sorgente di corrente che fa circolare una corrente i_f la cui intensità dipende esclusivamente dalla intensità d'illuminazione E. Il fascetto elettronico può essere considerato come un commutatore multiplo che unisce intorno gli elementi d'immagine alla presa negativa della batteria e dà la tensione sulla placca del segnale. Il potenziale V della superficie libera dell'elemento d'immagine, passa bruscamente al valore 0 (il ca-

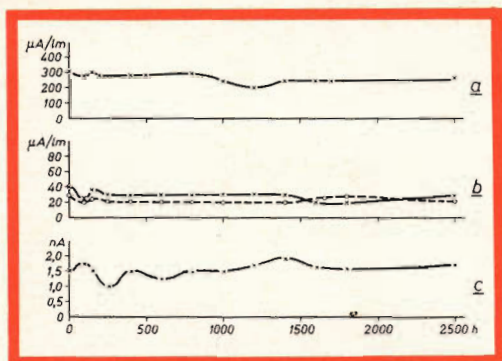


Fig. 5 - Evoluzione di alcune proprietà di diversi esemplari di laboratorio del tubo da ripresa Plumbicon, nel corso delle prove di durata di funzionamento:

- a) sensibilità alla luce bianca (luce di una lampada ad incandescenza, temperatura di colore 2870 °K);
- b) sensibilità alla luce rossa (tratto continuo) e alla luce blu (tratto discontinuo); questa prova serve a determinare se la sensibilità spettrale del tubo varia durante la durata di funzionamento;
- c) corrente d'oscurità in nanoampere.

todo è a terra). Durante il resto della durata dell'immagine T_f , vale a dire i tempi durante i quali il fascetto elettronico ritorna sullo stesso elemento d'immagine (abituamente 1/25 di secondo), e si scarica in parte per la circolazione di i_f e così V aumenta. L'aumento ΔV di V entro due passaggi del fascetto esploratore è tanto maggiore quanto più l'elemento di immagine è illuminato, in quanto i_f è allora più grande. La corrente di carico proporzionale a ΔV , i_s , che circola nel

circuito a ciascun passaggio del fascetto, dà luogo a una differenza di potenziale corrispondente, sulla resistenza del segnale r_s , di modo che il potenziale V_o varia e si ottiene così un segnale di uscita. Se E varia rapidamente, ΔV corrisponde circa alla metà dei valori di illuminazione sull'elemento considerato nel corso del periodo d'immagine.

F. T.

(Da « Revue Technique »)



SOCIETÀ
ITALIANA
COSTRUZIONI
TERMOELETTICHE

TUBI ELETTRONICI



Costruzione valvole termoioniche riceventi per
Radio Televisione e tipi speciali.

SONORIZZAZIONE DI FILM

Si descrive un semplice circuito miscelatore adatto per impianti di sonorizzazione di film realizzati da cineamatori, i quali dopo aver completato il montaggio del film, si trovano di fronte al difficile problema della sonorizzazione. Con questa semplice apparecchiatura, si è cercato appunto di venire incontro alle esigenze di questa vasta schiera di appassionati.

Il miscelatore che ci accingiamo a descrivere dispone di tre sorgenti di modulazione e di un microfono, si ha inoltre la possibilità di eliminare completamente una qualunque delle quattro sorgenti e di miscelare rapidamente due segnali, per esempio parola-musica.

Il miscelatore è provvisto dei comandi per poter ottenere in modo facile e razio-

nale tutte le possibilità di miscelazione e di esclusione dei vari segnali a seconda delle esigenze.

L'apparecchio dispone dei seguenti ingressi:

dosatura individuale delle 4 sorgenti di modulazione,

miscelazione « parola-musica » con un solo comando.

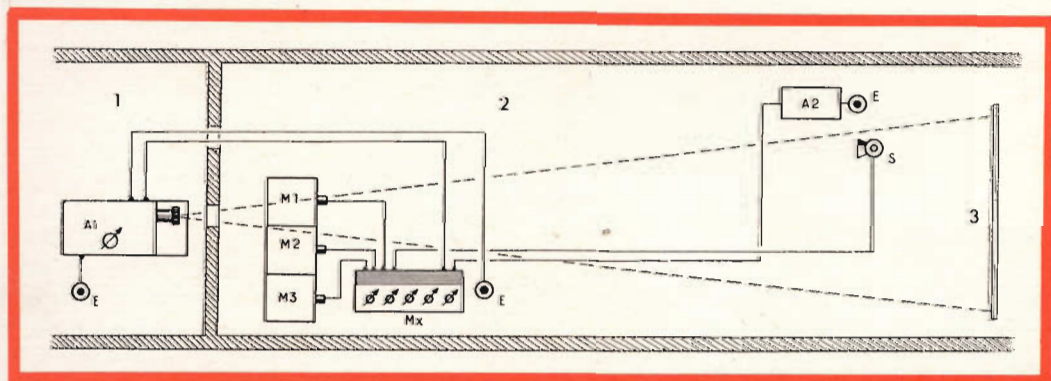


Fig. 1 - Vista d'assieme dell'installazione per proiezione con i dettagli di collegamento. M 1, M 2, M 3 = registratori magnetici; S = microfono; M_x = miscelatore; A₁ = proiettore e amplificatore relativo; A₂ = amplificatore di controllo provvisto di auricolare E; 1 = cabina; 2 = sala di proiezione; 3 = schermo.

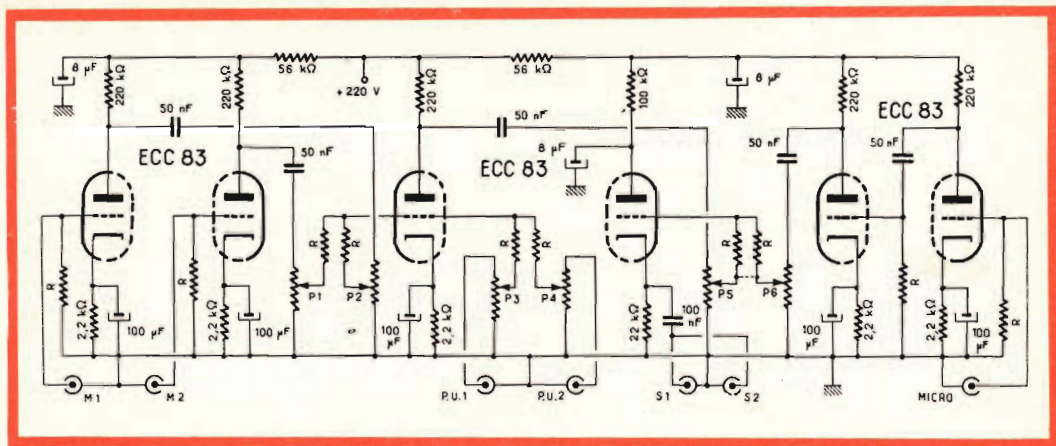


Fig. 2 - Schema completo del miscelatore. Tutte le resistenze segnate con R sono da 470 k Ω , mentre tutti i potenziometri sono da 500 k Ω a variazione logaritmica. I potenziometri P₅ e P₆ sono accoppiati.

Inoltre si è provvisto il miscelatore di una presa d'uscita per un auricolare, che si è rivelato molto utile per poter controllare il reale livello di registrazione del suono.

Descrizione dello schema

L'apparecchio utilizza 3 valvole ECC 83, vale a dire sei triodi. Ogni ingresso « Magn » comporta, come pure il microfono, tre stadi; gli ingressi per fono-rivelatore uno stadio ciascuno. L'uscita è a bassa impedenza per uno stadio a carico catodico.

Alla messa in funzione, si è dovuto, per ottenere un miglior equilibrio, diminuire il guadagno d'ingresso « Micr » con una resistenza di controeazione di 470 k Ω da placca a placca sui primi due stadi. Per eliminare tutti i ronzii, il cablaggio è stato eseguito con la massa isolata e con tutti i collegamenti riuniti in un solo punto e precisamente sul piedino della ECC 83 di ingresso dei magnetofoni 1 e 2. I collegamenti « sensibili » sono in filo schermato-isolato e riuniti a massa a una sola delle estremità. Gli ingressi sono del tipo a jach cortocircuitati in posizione di riposo. L'interruttore di accensione è situato sul potenziometro P₁. L'alta tensione fornita da una EZ 80 è filtrata da una bobina e da un condensatore di 100 μ F.

Utilizzazione

Desideriamo far presente all'eventuale utilizzatore che sarà necessaria una buona dose di pazienza e di calma per poter realizzare una miscelazione veramente ottima, in quanto certe sequenze necessitano la manipolazione simultanea di tre comandi; in questo caso consigliamo di agire in modo rapido su due comandi mentre conviene regolare il terzo in modo permanente.

Con queste regolazioni, si possono ottenere vari effetti, come per esempio: passare la musica in secondo piano per mettere in evidenza il commento parlato, e qualche attimo più tardi aumentare il guadagno di tutti gli stadi perchè il commento fatto attraverso il microfono copre una musica più forte, ecc.

Conclusione

Questo apparecchio, se non può essere sfruttato a pieno rendimento da un solo cineamatore, può al contrario rendere grandi servizi se usato in un club dove il lavoro viene svolto contemporaneamente da più persone.

F. T.

(Da « Toute la radio »)

ANALIZZATORE DI TRANSISTORI

Per controllare il funzionamento di un transistor è necessario in primo luogo alimentarlo, rispettando la polarità riguardo alla sorgente di alimentazione e quindi effettuare il rilievo delle tensioni e delle correnti fra i vari elettrodi. A questo punto, facendo variare una tensione (per esempio la tensione E_b fra l'emettitore e la base), si possono osservare le conseguenti variazioni delle correnti e delle tensioni su diversi punti dei circuiti.

È dunque opportuno provvedere alla alimentazione della base e del collettore del transistor in esame, mediante un partitore di tensione inserito fra il + e il - della batteria, così come è indicato nello schema di fig. 1, nel quale il transistor sotto prova è del tipo p-n-p ed ha nel circuito di base una resistenza in serie R_p , il cui scopo è di limitare la corrente di base entro valori che non possano pregiudicare il transistor, neanche in caso di errati collegamenti accidentali.

Misure di corrente

Si incominci col collocare tre interruttori, inseriti rispettivamente nel circuito dell'emettitore, della base e del collettore (fig. 2), con i quali sia possibile inviare od interrompere le tensioni agli elettrodi corrispondenti. Quando uno degli inter-

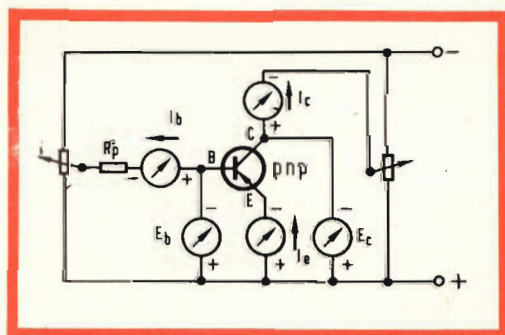


Fig. 1 - La resistenza protettiva R_p , inserita nel circuito di base, limita la corrente di base al disotto dei valori ammissibili.

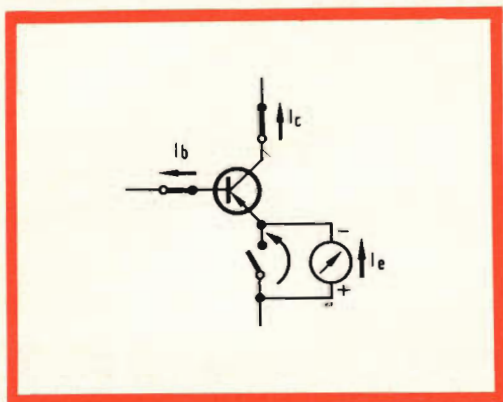


Fig. 2 - Aprendo l'interruttore dell'emettitore si può leggere, sul quadrante del tester, il valore della corrente dell'emettitore.

ruttori viene **aperto**, dato che in parallelo all'interruttore è collegato un milliamperometro, la corrente passa attraverso lo strumento e fa deviare l'indice che indica il valore della corrente dell'elettrodo.

Naturalmente sarà usato per tali misurare un unico strumento (un normale tester), che un commutatore multiplo inserirà a turno sui vari elettrodi di cui si vuole conoscere la corrente (fig. 3). Si potrà obiettare che questo sistema non consente la lettura simultanea delle correnti dei vari elettrodi, ma il fatto non ha molta importanza, mentre si ha il van-

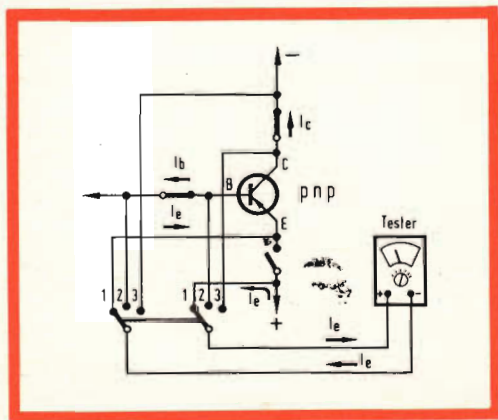


Fig. 3 - Tutte le misure vengono ottenute sullo stesso strumento mediante commutazione.

taggio di poter alimentare, con la chiusura e l'apertura degli interruttori, due elettrodi su tre.

È possibile, per esempio, misurare la corrente I_{c0} (corrente del collettore con la sola alimentazione del collettore e della base); basta aprire gli interruttori del collettore e dell'emettitore e chiudere quello della base. Il milliamperometro, posto sulla scala milliamperometrica adatta, viene a trovarsi in tal caso collegato fra i terminali dell'interruttore (aperto) del collettore (fig. 4).

Si può misurare la corrente I_{ceo} (corrente del collettore con la sola alimentazione del collettore e dell'emettitore), aprendo gli interruttori della base e dell'emettitore e chiudendo quello del collettore. Il milliamperometro viene così ad essere inserito fra i terminali dell'interruttore che apre e chiude il circuito dell'emettitore (fig. 5).

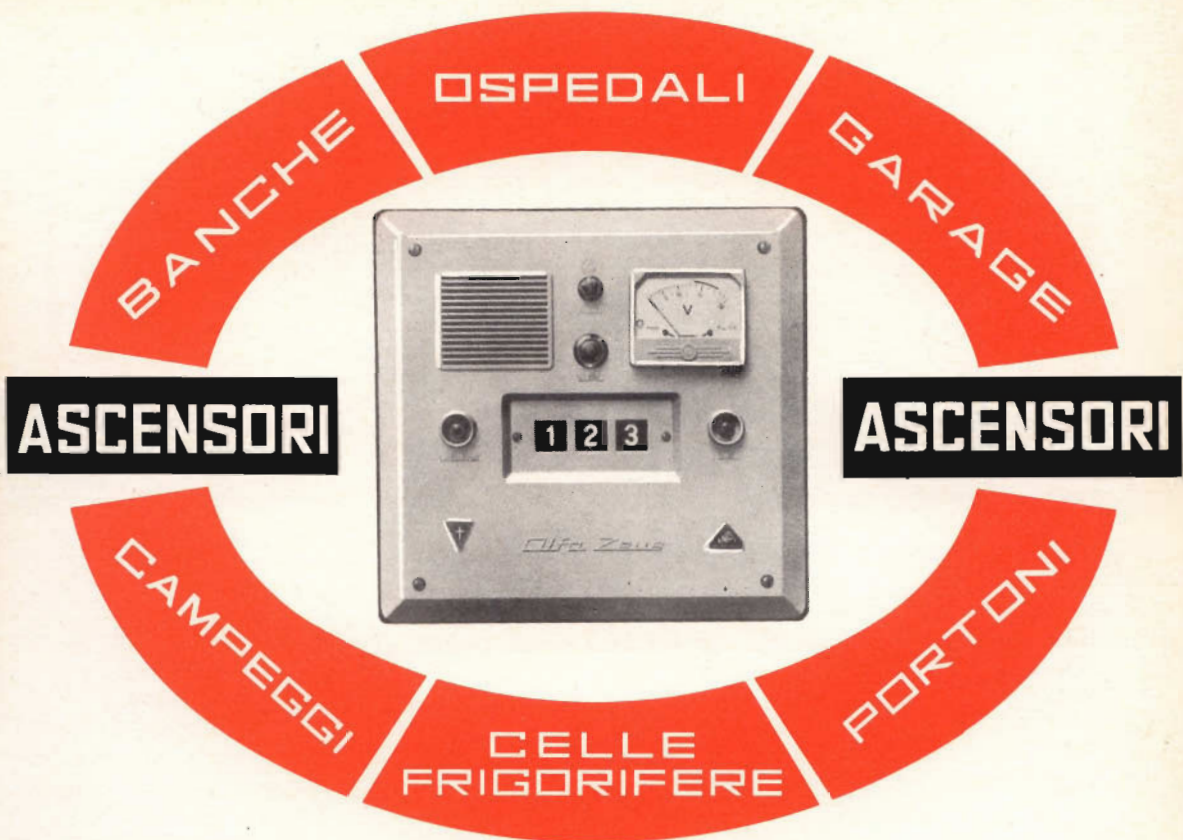
Con questi due esempi abbiamo dimostrato con quale rapidità possono essere individuati eventuali cortocircuiti fra gli elettrodi dei transistori, si è visto inoltre che l'uso dello strumento implica la semplice manovra dei tre interruttori e lo spostamento del commutatore sui vari ordini di misure.

Misure di tensione

Per la misura delle tensioni si usa ancora lo stesso tester, dopo di averlo commutato nella posizione **voltmetro**, e dopo di averlo posto sulla adatta scala di lettura. Le tensioni che interessano, ai fini del rilievo delle caratteristiche dei transistori, sono: la tensione di alimentazione disponibile (tensione della batteria), la tensione di base e la tensione del collettore.

Inversione per transistori p-n-p ed n-p-n

Il rilievo delle caratteristiche dei transistori p-n-p si esegue con lo stesso procedimento usato per quelle dei tipi n-p-n, con la sola inversione della polarità + e - della batteria di alimentazione. Nel nostro strumento, inizialmente predisposto per il controllo dei transistori p-n-p, si richiede quindi un sistema di commuta-



APPARECCHIO DI CHIAMATA E SEGNALAZIONE

Alfa Zeus

(brev. Rapizzi)

Costruito secondo le Norme di Sicurezza e controllato dal Servizio Ricerche e Controlli Tecnici dell'E.N.P.I.

Munito dello speciale contrassegno che l'E.N.P.I. rilascia agli apparecchi che presentano eccezionali caratteristiche di sicurezza

- SUONERIA A SUONO CONTINUO
- POSSIBILITA' DI SUONERIE AUSILIARIE
- ANCHE A 500 METRI DI DISTANZA DAL QUADRO
- CARICA DEGLI ACCUMULATORI
- AUTOREGOLATA MEDIANTE DIODI AL SILICIO
- BATTERIE DI ACCUMULATORI 16 V
- ACCUMULATORI STAGNI CHE NON RICHIEDONO MANUTENZIONE ALCUNA
- VOLTMETRO CONTROLLO BATTERIA
- VALIDO PER UNA - DUE - TRE CHIAMATE
- APPARECCHIO CON TRE POSSIBILITA' DI INSTALLAZIONE:
- SPORGENTE - FILO MURO - PANNELLO

OFFICINE
ELETTROMECCANICHE
RAPIZZI

FONDATE NEL 1910



zione per passare all'esame dei transistori n-p-n.

Ciò comporta la necessità di invertire nello stesso tempo anche i terminali di entrata al tester, dato che corrente e tensione nei transistori n-p-n circolano in senso inverso (fig. 6).

È necessario dunque ricorrere ad un doppio invertitore a quattro vie e due posizioni, col quale ottenere contemporaneamente l'inversione della batteria e dei due innesti a banana ai quali è collegato il tester (fig. 7).

Nel nostro caso, avendo ritenuto interessante poter effettuare le misure, oltrechè con la batteria incorporata nello strumento, costituita da due pile da 4,5 V ciascuna connesse in serie (9 V), anche con batterie esterne, abbiamo scelto un commutatore a quattro vie e quattro posizioni. La prima e la seconda posizione includono la batteria interna a 9 V, con inversione di polarità per transistori p-n-p ed n-p-n, la terza e la quarta posizione prelevano invece l'alimentazione dalla batteria esterna, sempre per i due tipi di transistori.

Siamo pervenuti così allo schema elettrico generale illustrato in fig. 7. In esso si noterà che il commutatore « misura » comporta due circuiti facenti capo alla entrata del tester, tramite il contattore « Alimentazione » che inverte la polarità. Il commutatore « Misure » (due vie, sei posizioni) consente di effettuare i rilievi di:

- 1) I_c = corrente dell'emettitore;
- 2) I_b = corrente di base;
- 3) I_c = corrente del collettore;
- 4) E_b = tensione fra emettitore e base;
- 5) E_c = tensione fra emettitore e collettore;
- 6) E_{alim} = tensione della batteria di alimentazione.

Abbiamo incluso la misura della tensione fra il collettore e la base, nonostante possa sembrare superfluo, corrispondendo tale tensione alla differenza fra quella emettitore-collettore e quella fra emettitore e base. Inoltre, abbiamo ritenuto opportuno includere la posizione 6 sia per il frequente controllo della tensione della batteria interna che di quella esterna.

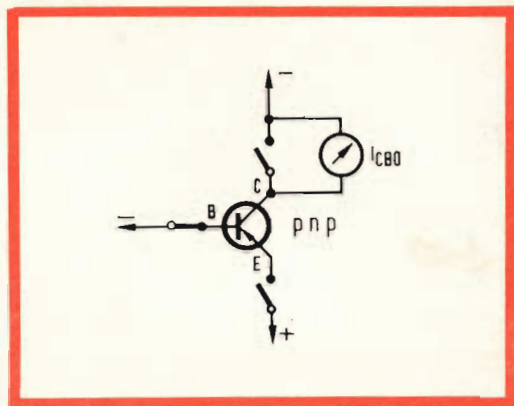


Fig. 4 - Per misurare la corrente I_{cBO} basta chiudere l'interruttore del circuito di base.

Il carico sul collettore

Il collegamento del collettore alla batteria di alimentazione avviene in maniera automatica (polo — per i transistori p-n-p e polo +, per i tipi n-p-n), mediante un commutatore ad una via, tre posizioni. Il collettore può così essere collegato sia direttamente, sia tramite una resistenza fissa da 1000 Ω , 1 W, sia attraverso il cursore di un potenziometro a filo da 1000 Ω collegato come divisore di tensione fra i due poli della batteria.

Questa disposizione permette di alimentare il collettore tanto a tensione costante, che a corrente costante, con la sola regolazione del potenziometro.

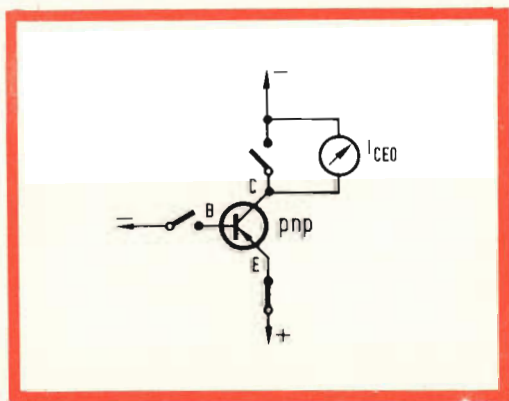


Fig. 5 - La misura della corrente I_{cEO} è altrettanto facile quanto la precedente.

DISCOTECA

**Vi consiglia
nella scelta dei vostri dischi**

**Vi aggiorna
su tutti gli avvenimenti
musicali di maggior rilievo
in Italia e all'estero**

**Vi aiuta
a capire la musica
nel suo discorso unitaria
della musica leggera
al Jazz al folklore
alla sinfonia alla lirica**

**Vi offre
gli autorevoli pareri di
Gabriele Baldini / Mosco Camer
Rodolfo Celetti / S. G. Biamonte
Mario Morini / Giorgio Gualerzi
Claudio Casini / Luigi Guadagnino
Michele L. Straniero
Raffaele Vegeto / Giorgio Vigolo
William Weaver**

**Richiedete una copia
in omaggio alle:
MESSAGGERIE ITALIANE
Ufficio abbonamenti
via P. Lomazzo, 52 - Milano
Telefono 332041/2/3/4
C.C.P. 3/445
Un numero L. 350
Abbonamento 12 numeri L. 3600
(Estero L. 7000)**

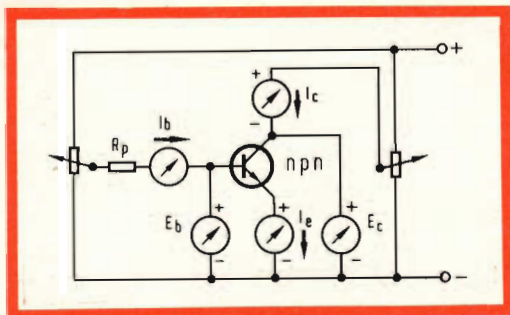


Fig. 6 - Per passare all'esame di transistori n-p-n è sufficiente invertire la polarità della batteria.

Esempio di impiego dell'analizzatore: determinazione del guadagno di corrente

Supponiamo di dover controllare un transistoro del tipo p-n-p. Piazzato il transistoro sul suo supporto, si sposta il commutatore « Alimentazione » in posizione 1, se si utilizza la batteria interna e in posizione 3 se si utilizza quella esterna.

Si chiudono l'interruttore generale e i tre interruttori « Emittitore », « Collettore » e « Base ». Si colloca il commutatore « Misura » in posizione Ib (corrente di base), osservando che il tester sia stato posto, con il suo commutatore, sulla giusta portata di corrente (1 mA, per esem-

pio). Quindi si apre l'interruttore di « Base ». La corrente di base circola ora nello strumento e possiamo regolarne l'intensità a 0,05 mA, manovrando il potenziometro « Base ».

Chiudiamo di nuovo l'interruttore « Base » e spostiamo il commutatore « Misura » sulla posizione Ic (corrente di collettore). Commutiamo la portata del tester su 10 mA e apriamo l'interruttore « Collettore ». In questo modo possiamo leggere la corrente del collettore corrispondente ad una corrente di base di 0,05 mA. Dividendo questa corrente Ic, espressa in mA, per 0,05 mA, il quoziente ci dà il guadagno in corrente del transistoro, guadagno che è dato appunto dal rapporto fra la corrente Ic e la corrente Ib.

Possibili usi dell'analizzatore

L'analizzatore di transistori si è dimostrato molto utile nel rilievo delle **caratteristiche statiche** di numerosi transistori di piccola e media potenza, caratteristiche $I_c = f(E_c)$ per Ib ed Eb costanti, vale a dire le più utili curve rappresentative delle variazioni della corrente del collettore Ic, in funzione della tensione emittitore-collettore Ec per valori differenti, ma costanti, della tensione emittitore-base Eb.

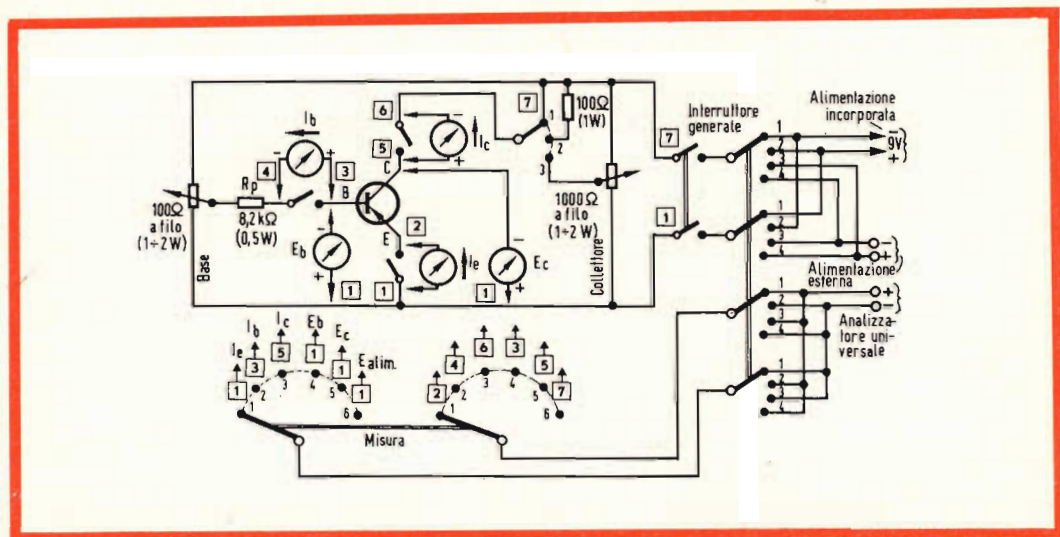


Fig. 7 - Schema elettrico completo dell'analizzatore di transistori.

Data la possibilità, prevista nell'analizzatore, di inserire, mediante commutazione, una resistenza di carico nel circuito del collettore, è assai facile effettuare il rilievo delle **caratteristiche dinamiche**, vale a dire della famiglia di curve corrispondenti al funzionamento del transistor in prova, con un carico sul collettore.

Lo strumento consente inoltre di controllare i diodi semiconduttori i cui terminali d'uscita si collegano ai morsetti « Emettore » e « Base ». In posizione 1 o in posizione 3 del commutatore « Alimentazione », a seconda che si voglia usare la batteria interna o quella esterna, è possibile misurare la corrente diretta che attraversa il diodo, tenendo chiuso l'interruttore « Base » e aperto l'interruttore « Emettore ». Il commutatore « Misura » deve essere posto in posizione 1c.

Sulle posizioni 2 oppure 4 del commutatore « Alimentazione » (batteria interna o esterna con polarità invertita), si misura

la corrente inversa del diodo. La caduta di tensione nel diodo può essere misurata nel modo descritto per la misura della tensione emettitore-base.

Volendo conoscere l'intensità della corrente che attraversa un fotodiodo, basterà aprire l'interruttore generale e connettere gli elettrodi del fotodiodo ai morsetti « Emettore » e « Collettore ». Quindi si pone il commutatore « Carico del collettore » sulla posizione 1 (carico zero), si apre l'interruttore « Emettore » e si sposta il commutatore « Misura » sulla posizione 1c. Facendo variare l'intensità della luce sul fotodiodo, si può valutare la sua corrente sotto diverse condizioni di illuminazione.

Ci siamo limitati ad indicare alcuni fra i più frequenti casi tipici di impiego dell'analizzatore, ma è evidente che la pratica può suggerirne molti altri.

I. Andreini

(Da « Radio Constructeur »)

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 - scrivetecei 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

CHEMTRONICS



KLEER SPRAY

Liquido acrilico, isolante, protettivo, con proprietà antiarco e anticorona.

Ideale per:

Isolamento di fili nudi - impermeabilizzazione del sistema di accensione delle auto - protezione contro la ruggine e la corrosione delle parti più delicate delle apparecchiature elettroniche - copertura antiatmosferica delle antenne esterne.

Forma su ogni superficie uno strato di notevole brillantezza.

Confezione spray da 16 onces.

L/865 - prezzo di listino L. 1.950.

TUN-O-LUBE

Liquido speciale per « Tuners » VHF e UHF dalla triplice azione: pulisce lubrifica, protegge.

Non attacca le parti isolanti in plastica e forma uno strato protettivo antiossidante e antidi-sturbo.

Confezione spray da 8 onces.

L/857 - prezzo di listino L. 2.800.

Confezione spray da 16 onces.

L/857-1 - prezzo di listino L. 4.400



RECORD CLEANER ANTI-STATIC

Pulisce, lubrifica e protegge i dischi.

È un composto molto efficace che non solo pulisce perfettamente i vostri dischi, ma li protegge dall'elettricità statica e quindi migliora la fedeltà di riproduzione.

Usato con regolarità il Record Cleaner aumenta la durata dei dischi e delle puntine.

Confezione spray da 6 onces.

L/874 - prezzo di listino L. 1.950.



distributed by

G.B.C.
italiana

milan - london - new york.



DIFFUSORE ACUSTICO A/803



A/803

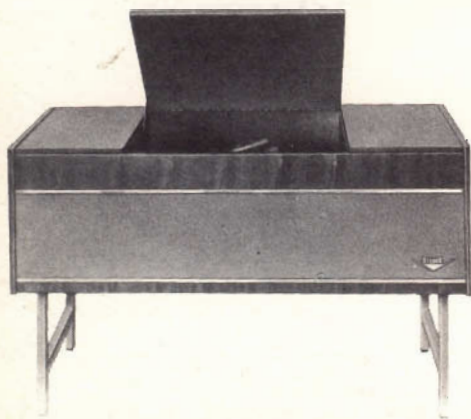
DIFFUSORE ACUSTICO PER RIPRODUZIONE AD ALTA FEDELTA' - IN MOBILE DI LEGNO RICOPERTO IN VINILPELLE - COLORE GHIACCIO - DI MODERNISSIMA LINEA, COMPOSTO DA DUE ALTOPARLANTI, N. 1 WOOFER PER NOTE BASSE E MEDIE N. 1 TWEETER PER NOTE ALTE. POTENZA 10 W. RESPONSO 30 ÷ 15.000 Hz. IMPEDENZA 8 ohm. - PESO 7800 g. DIMENSIONI 630 x 260 x 215 PREZZO DI LISTINO LIRE 28.500.



HI-FI



FV/84 DESEADO



Prezzo di listino Lire 148.000

Complesso « mono-stereofonico » HI-FI con cambiadischi automatico « Garrad » a 4 velocità - Potenza d'uscita 12 W - 6 W per canale con distorsione < 1% - Controllo volume con regolazione fisiologica - Controllo toni bassi - alti - bilanciamento - Presa per registratore - sintonizzatore - ausiliaria - Quattro altoparlanti di alta qualità (2 woofer 2 tweeter) disposti razionalmente - Elegante consolle in legno pregiato - Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V. Peso: 28000 g. Dimensioni 1060 x 450 x 350



GBC

GARANZIA

GBC

QUALITÀ

GBC

PREZZO

GBC



STEREO

FV/83

SAMOA

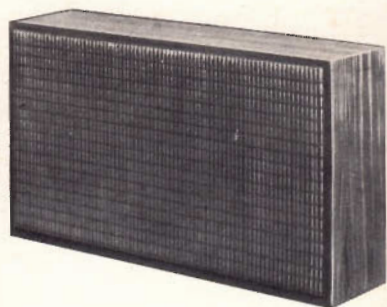
Complesso « mono - stereofonico » ad alta fedeltà.

Costituito da un elegante eccezionale mobile di legno ricoperto di vinilpelle - colore ghiaccio - trova facile sistemazione in qualsiasi ambiente. Il sistema è composto da: Cambiadischi automatico « Garrard » a 4 velocità. Amplificatore HI-FI potenza 6 W (3 W per canale). Controllo volume con regolazione fisiologica. Regolazione toni bassi - alti - bilanciamento - Prese per diffusori acustici (A/803). Presa per registratore - Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 13000 g. Dimensioni 620 x 350 x 180. - Prezzo di listino Lire 74.000

HI-FI



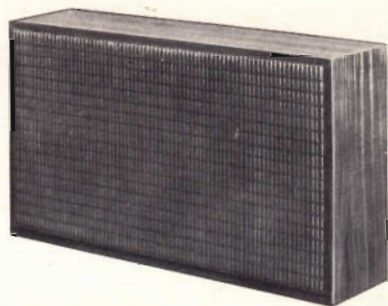
A/800



Diffusore acustico per riproduzione ad alta fedeltà, in mobile di legno pregiato composto da due altoparlanti. N. 1 woofer per note basse e medie e 1 tweeter per le note alte. Potenza 10 W. Responso $30 \div 15.000$ Hz. Impedenza 8 ohm. - Peso 6000 g. Dimensioni 498 x 278 x 152. Prezzo di listino Lire 23.900.

DIFFUSORI ACUSTICI

A/801

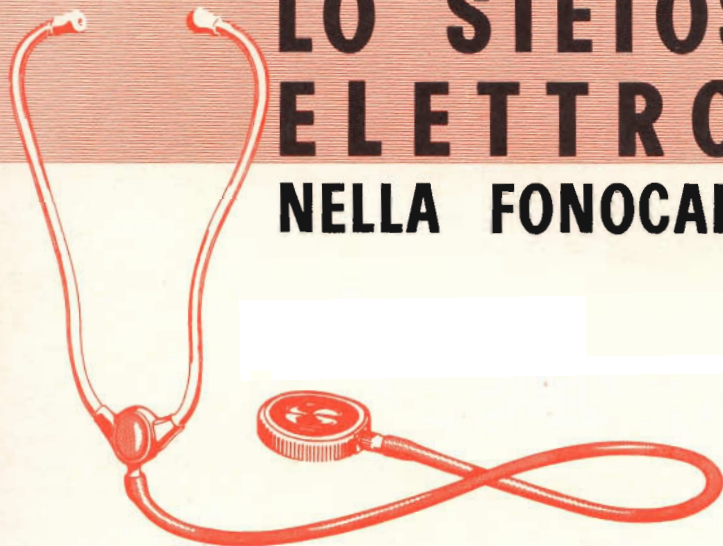


Diffusore acustico per riproduzione ad alta fedeltà, in mobile di legno pregiato composto da due altoparlanti. N. 1 woofer per note basse e medie e 1 tweeter per le note alte. Potenza 12 W. Responso $30 \div 15.000$ Hz. Impedenza 8 ohm. - Peso 6000 g. Dimensioni 498 x 278 x 152. Prezzo di listino Lire 29.900.



MILAN - LONDON - NEW YORK

LO STETOSCOPIO ELETTRONICO NELLA FONOCARDIOGRAFIA



Parte Seconda

a cura di L. Biancoli

CONSIDERAZIONI PRATICHE

In questa seconda parte, vengono forniti numerosi ragguagli di carattere eminentemente pratico, per quanto riguarda le caratteristiche costruttive e funzionali, nei confronti sia del microfono, sia dei circuiti di amplificazione. Oltre a ciò, si esamina l'apparecchio dal punto di vista degli sviluppi futuri.

IL MICROFONO

La precisazione delle prerogative che devono distinguere un microfono per stetoscopio è assai delicata; tuttavia, la competenza del dottor Laurens — che è del medesimo parere — ha fatto sì che Egli fosse incaricato di stabilire le norme relative ai microfoni, da parte del Comitato Internazionale di Standardizzazione per la fonocardiografia.

Un microfono di questo tipo deve essere in grado — in pratica — di percepire e di tradurre in impulsi elettrici delle vibrazioni a frequenza molto bassa, corrispondente al limite della curva di sensibilità dell'orecchio umano, fornendo però

segnali di ampiezza rilevante, e deve inoltre essere in grado di assolvere la medesima funzione con frequenze elevate, rendendo disponibili segnali apprezzabili nonostante l'ampiezza assai ridotta.

Sebbene siano state provate numerose realizzazioni di qualità elevata ed assai costose, gli specialisti sono concordi nell'affermare che il microfono ideale ed universale per stetoscopia non esiste ancora. Per questo motivo, la maggior parte di essi si serve ancora di vari tipi di microfoni.

Il fatto di prevedere sistematicamente la possibilità di impiego dell'apparecchio per ottenere l'ascolto in altoparlante, im-

pone di evitare qualsiasi tipo di microfono a membrana, ed obbliga a non usare altro che microfoni del tipo a contatto, la cui parte sensibile, di superficie assai ridotta, viene a trovarsi a contatto diretto con la parete del torace.

Qualsiasi tipo di microfono a membrana, a causa della forte amplificazione necessaria, comporta l'eventualità che si manifesti l'effetto Larsen, che rende l'apparecchio inutilizzabile.

Si può affermare che il fatto stesso del contatto diretto con la pelle del paziente crea la necessità inevitabile di introdurre un certo smorzamento, che comporta l'attenuazione delle frequenze elevate. In tal caso, si può usare — anche per un microfono a contatto — un trasduttore munito di una camera di compressione. Malgrado lo smorzamento del mezzo gassoso che esiste tra il torace e l'elemento sensibile, è possibile trarne dei vantaggi.

Il microfono deve rispondere a determinate esigenze di carattere meccanico. Innanzitutto, per essere di una certa utilità pratica, non deve essere né troppo voluminoso né troppo pesante, il che tende a limitare i tipi di magneti permanenti usati nei microfoni elettromagnetici.

Di conseguenza, non è certo bene che la pressione esercitata sulla parte sensibile da chi usa il microfono sia tale da pregiudicarne l'integrità.

Nel caso dei microfoni elettromagnetici, non sussiste solitamente alcun pericolo del genere. Nei confronti dei microfoni piezoelettrici — invece — il pericolo di rotture è notevole, per cui questi microfoni devono essere montati in maniera del tutto particolare, tale da costituire posteriormente alla parte del cristallo che subisce una deformazione, un piano di appoggio che possa limitare tale deformazione, prima che il cristallo subisca dei danni.

Dal punto di vista elettrico, è importante che la corrente dei segnali forniti direttamente dal microfono sia di valore abbastanza rilevante, onde ridurre l'amplificazione necessaria, e ridurre — di conseguenza — il rumore di fondo.

In pratica, se l'amplificatore presenta una tensione di rumore di ingresso pari ad 1 microvolt, che rappresenta un limite medio, è evidente che il rapporto tra segnale utile e segnale rumore sarà migliore con un microfono che fornisca un'uscita di qualche centinaio di millivolt, che non con un microfono i cui segnali siano del medesimo ordine di grandezza del segnale di rumore dell'amplificatore.

Questo è il motivo per il quale l'impedenza del microfono deve essere adatta all'impedenza di ingresso dell'amplificatore, o viceversa.

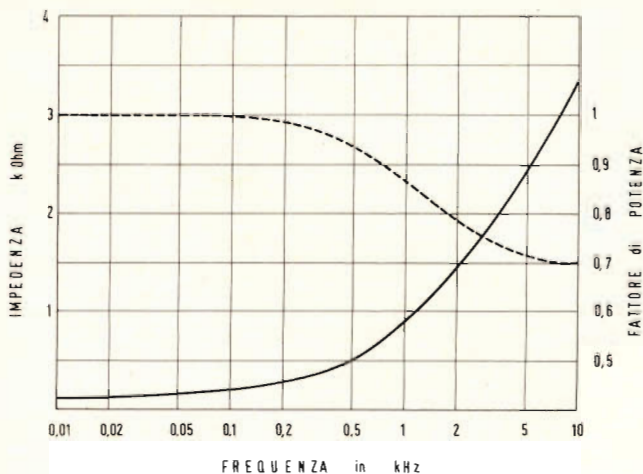
L'autore dell'articolo ha usato un microfono del tipo elettromagnetico, che presenta il vantaggio di fornire un segnale di varie centinaia di millivolt, con un'impedenza media. Facciamo inoltre rilevare che i progressi recentemente conseguiti nel campo di magneti permanenti sono favorevoli a questa soluzione.

Questo tipo di microfono non è delicato, ed è inoltre relativamente poco costoso, oltre a sopportare facilmente la forte intensità delle frequenze basse. Le frequenze di funzionamento sono limitate dalla inerzia della parte mobile, funzione del suo peso e delle caratteristiche di elasticità del relativo sistema di sospensione: sotto tale aspetto, facciamo notare che potrebbe essere utile disporre della possibilità di variare la suddetta elasticità, al fine di modificare a piacere la curva di responso del trasduttore. In ogni modo, come è possibile osservare nel grafico di **figura 1**, tale curva presenta sempre — nei confronti delle frequenze più gravi — un andamento favorevole per l'auscultazione.

I microfoni del tipo piezoelettrico sono particolarmente interessanti, grazie alle dimensioni ridotte che è possibile attribuire ad essi, e sono in grado di funzionare con buona linearità di responso su di una gamma di frequenze notevolmente estesa.

Occorre però considerare che il sistema meccanico adottato per la sospensione dell'elemento sensibile può agire in maniera assai rilevante agli effetti della curva di responso. Consultando i dati tecnici for-

Fig. 1 - Grafico illustrante le curve di impedenza di un microfono elettrodinamico in funzione della frequenza, e l'influenza dell'induttanza della bobina mobile sul fattore di potenza. L'impedenza è espressa in kilohm. La curva tratteggiata è riferita al fattore di potenza, mentre quella in tratto continuo è riferita all'impedenza.



niti nei confronti dei diversi modelli dai fabbricanti di questi tipi di microfoni, è possibile riscontrare la loro sorprendente varietà.

Dal punto di vista elettrico, essi forniscono in genere segnali di tensione assai ridotta, che implica pertanto la necessità di disporre di una forte amplificazione, e presentano inoltre l'inconveniente di un alto valore di impedenza, per la quale ne diventa difficile l'impiego con la maggior parte dei circuiti convenzionali funzionanti a transistori.

Tuttavia, alcune sostanze ceramiche piezoelettriche, prodotte a base di titanati alcalino terrosi (in particolare di titanato di bario) presentano un coefficiente di risposta che può arrivare ad essere pari a 300 volte quello del quarzo, il che assume un'importanza fondamentale — tra l'altro — nei confronti dei microfoni.

I microfoni funzionanti sul principio elettrostatico (vale a dire a condensatore) sono caratterizzati da un valore assai elevato dell'impedenza, e presentano inoltre una notevole delicatezza: a quanto pare, costituirebbero una delle migliori soluzioni tecniche attualmente disponibili, nonostante i fattori negativi considerati. Ciò che però ne impedisce l'impiego — nel nostro caso — è il costo assai elevato.

L'AMPLIFICATORE

L'amplificatore è stato montato in una piccola scatola di cuoio munita di maniglia, analoga a quella adottata per contenere dei piccoli radio-ricevitori a transistori. L'apparecchio è munito di un altoparlante del diametro di 12 centimetri.

È stata prevista la possibilità di sostituire — mediante una presa con relativo spinotto — una cuffia o degli auricolari all'altoparlante. Tali applicazioni — tuttavia — oltre ad essere scomode dal punto di vista della praticità, determinano una qualità di riproduzione dei suoni assai più scadente di quella offerta da un altoparlante di tipo adatto. Quest'ultima soluzione — invece — permette un ascolto a livello di intensità ridotto, ma tuttavia sufficiente agli effetti pratici per un medico.

Il circuito comporta uno stadio preamplificatore, seguito da un amplificatore propriamente detto, a due stadi.

La principale originalità dell'apparecchio risiede nel pre-amplificatore ad un solo transistor, di tipo completamente nuovo, e di cui è il primo esemplare di impiego pratico. Esso presenta infatti delle caratteristiche particolari:

— Il guadagno di tensione è dell'ordine di 2.500.

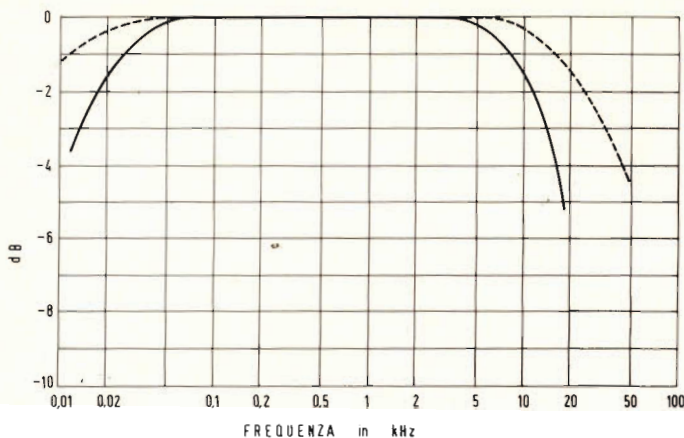


Fig. 2 - Grafico illustrante le curve di responso ampiezza / frequenza dei pre-amplificatori e degli amplificatori per auscultazione. La curva tratteggiata rappresenta la curva passante del preamplificatore; quella in tratto continuo rappresenta invece la banda passante dell'amplificatore di potenza.

— Il guadagno di potenza è dell'ordine di 1.000.000.

Indipendentemente dal guadagno in se stesso, l'interesse di questa parte dell'amplificatore è che il rumore di fondo rimane sostanzialmente pari a quello di un transistor classico, per cui il nuovo circuito (che è stato brevettato) migliora notevolmente il rapporto segnale-rumore, ciò che è di capitale importanza da parte di un primo stadio.

Facciamo notare che è probabile che questo tipo di circuito costituisca in seguito una soluzione di grande interesse nel campo della maggior parte dei pre-amplificatori impiegati in medicina ed in biologia, in particolare agli effetti dell'**elettrocardiologia** e dell'**elettroencefalografia** nelle quali è sempre auspicabile ottenere una forte amplificazione, con un rumore di fondo minimo.

L'impedenza di ingresso viene adattata a quella di 300 ohm del microfono impiegato: l'impedenza di uscita è dell'ordine di 50.000 ohm circa, e fa capo ad un amplificatore di tipo classico, in quanto il principio di funzionamento che è alla base dello stadio pre-amplificatore non può essere sfruttato anche per gli stadi amplificatori di tensione e di potenza, almeno per il momento. La curva di responso del-

l'assieme è fortemente piana (vale a dire lineare) da qualche hertz a 30.000 Hz. Questa importante prerogativa è dovuta in parte al fatto che non si fa uso di trasformatori di accoppiamento, e che l'amplificatore comporta semplicemente una successione di stadi a semi-conduttore. Internazionalmente, in questa successione di stadi è stata introdotta una certa costante di tempo, onde evitare il passaggio di variazioni troppo lente (dovute alla diversa pressione con la quale il microfono viene appoggiato da parte dell'operatore, alle contrazioni ed espansioni del torace del paziente dovute alla respirazione, ecc.), le quali non possono che alterare l'auscultazione. La **figura 2** illustra la curva di responso dell'amplificatore e quella del pre-amplificatore.

Grazie al guadagno estremamente elevato, fornito dal pre-amplificatore, è stato possibile limitare al minimo il guadagno apportato dall'amplificatore propriamente detto, il quale funziona in condizioni di forte sotto-alimentazione, col vantaggio di lavorare pressoché in corrispondenza del limite di udibilità del rumore di fondo.

L'amplificatore di potenza

Il principale interesse dell'auscultazione collettiva risiede nel suo impiego agli effet-

ti didattici. Come il professor Strohl afferma, «...nulla è più suscettibile di influenzare in modo definitivo la memoria degli studenti, che il far loro auscultare direttamente i suoni cardiaci di un malato — che costituiscono l'oggetto della lezione — tramite un altoparlante». Ed inoltre «...il compito dell'auscultazione collettiva consiste nel preparare l'allievo all'auscultazione individuale».

Non è tuttavia escluso l'impiego personale da parte del medico.

Per questo motivo, è stato allestito un apparecchio che combina le due possibilità, in effetti assai diverse tra loro, mediante l'aggiunta facoltativa, al primo apparecchio, di un amplificatore supplementare che fornisce una potenza di uscita di 10 watt.

Quest'ultimo è stato installato in una cassetta autonoma di volume ridotto, contenente — nonostante ciò — un altoparlante ellittico da 12 x 19 centimetri; esso viene collegato mediante un semplice spinotto, la cui introduzione nella presa relativa provvede automaticamente a disinserire il piccolo altoparlante dell'unità più piccola, senza peraltro alterare l'impedenza, che rimane al valore di qualche ohm.

Il suo circuito comporta l'impiego di due transistori, collegati in opposizione di fase. In esso, sono stati usati due trasformatori di ottima qualità, tali cioè da permettere di ottenere una curva di responso soddisfacente su di una gamma di frequenze molto più estesa di quella effettivamente necessaria.

Il filtro

Su questo amplificatore supplementare, è stato montato un filtro — comandato mediante un potenziometro — che non esercita alcuna influenza agli effetti delle note acute, ma che attenua progressivamente le note più basse. Questa attenuazione ha inizio al limite inferiore della gamma di frequenze, con un minimo di accentuazione.

Il filtro è stato realizzato con notevole semplicità, essendo costituito soltanto da un condensatore, in parallelo al quale si

trova un potenziometro, ed agisce sull'impedenza di carico, normalizzato al valore di 50 ohm. Quando il potenziometro è predisposto in modo tale che la sua resistenza risulti pari a zero, la ritrasmissione avviene integralmente, in quanto la reattanza capacitiva viene corto-circuitata: quando invece la resistenza presente in parallelo alla capacità aumenta progressivamente di valore, e tende verso un valore di R_x pari ad infinito, la reattanza capacitiva interviene in misura proporzionalmente maggiore, opponendosi al passaggio delle note gravi, e lasciando passare invece indisturbate le frequenze più acute. Il grado di attenuazione massima che è possibile ottenere per i bassi dipende — naturalmente — dal valore della capacità.

Per meglio osservare i risultati possibili con differenti attenuazioni in funzione della frequenza, sono stati sperimentati due condensatori, di cui uno della capacità di 1 microfarad, e l'altro della capacità di 10 microfarad, inseriti alternativamente nel circuito mediante un commutatore. Osservando le curve di responso ottenute, si è potuta constatare la facilità di regolazione progressiva e nella misura voluta delle frequenze basse.

PERFEZIONAMENTI

L'apparecchio realizzato, e qui considerato solo dal punto di vista della tecnica di impiego, e non da quello della tecnica realizzativa, che esula dall'argomento che ci siamo proposti, non rappresenta che un prototipo costituente il risultato di prove e di studi, e può essere considerato semplicemente come una delle possibili soluzioni da mettere a disposizione del medico. Ciò a causa del necessario cavo di collegamento tra il microfono ed il primo amplificatore, come pure — facoltativamente — tra quest'ultimo e l'amplificatore di potenza. Dal punto di vista didattico, in ospedale, il medico che ne fa uso deve avere il primo amplificatore a portata di mano, per controllarne il funzionamento, mentre l'amplificatore di potenza può essere al di là del letto sul quale si trova il paziente.

Questo è il motivo per il quale è allo studio un sistema basato sull'impiego della modulazione di frequenza. Il segnale così modulato, di debole potenza, può essere irradiato direttamente dalla medesima scatoletta alla quale fa capo il microfono. La ricezione dovrebbe avvenire con una portata di qualche metro, mediante piccoli ricevitori a transistori, disposti intorno al letto del paziente, o — al massimo — al di fuori della camera in cui esso si trova. In tal caso, numerosi studenti potrebbero ascoltare i segnali, e ciascuno di essi con una sensazione di livello sonoro più esatta che non con un altoparlante di grande potenza.

Con questo preciso scopo, si spera di riuscire a realizzare un nuovo tipo di microfono, il cui funzionamento provveda direttamente a modulare le frequenze di trasmissione.

Altri sistemi di filtri

È logico supporre che — per un apparecchio di tipo portatile — un semplice filtro come quello al quale abbiamo accennato sia più che sufficiente.

Ciò nonostante, agli effetti delle ricerche sperimentali, ed a causa della complessità dell'argomento, possono essere presi in considerazione numerosi altri tipi di filtri.

Alcuni Autori propendono per un filtro equalizzatore, che possa compensare scrupolosamente la legge teorica della ritrasmissione. A tale scopo, si potrebbe realizzare un filtro a curva esponenziale costituito da resistenza, induttanza e capacità. Tuttavia — a nostro avviso — questo tipo di filtro presenta un interesse limitato.

In fase sperimentale, è stato provato un filtro a risonanza variabile, con variazioni ripide spostabili a piacere lungo la gamma di frequenze, e caratterizzato anche da una larghezza di banda regolabile. Si tratta — evidentemente — dell'apparecchio ideale per effettuare delle ricerche.

Il suo impiego ci ha dimostrato che — nell'auscultazione — si riscontrava la presenza di frequenze assai superiori a quelle segnalate dalla maggior parte degli auto-

ri qualificati, i quali sono tra loro d'accordo nell'ammettere che le frequenze superiori a 800 o 1.000 Hz sono del tutto inutili.

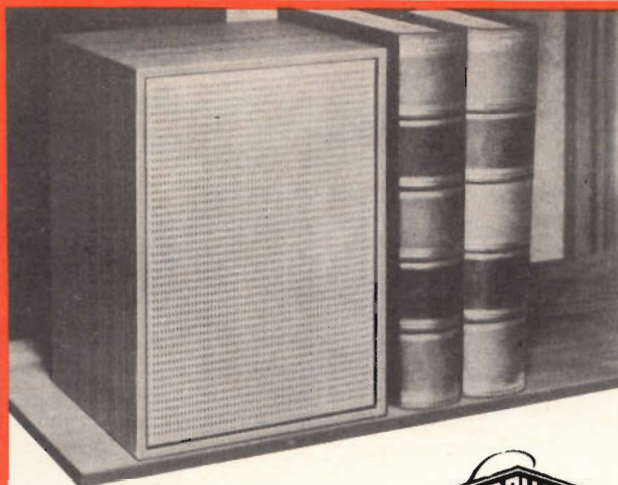
Noi riteniamo invece che le armoniche delle frequenze superiori siano interessanti: infatti, occorre non dimenticare che le armoniche possono essere più utili della frequenza fondamentale, agli effetti della sensazione acustica (ad esempio, in una trasmissione in cui sono state eliminate le note acute non si può riconoscere il timbro di determinati strumenti).

Vogliamo far rilevare che una delle attuali tendenze americane è quella di realizzare delle « porte » a tempo; il risultato che si desidera ottenere consiste nella possibilità di separare da un fonocardiogramma un segmento qualsiasi nel tempo, a partire da un segnale fornito dall'elettrocardiografo. Questo metodo può essere interessante per ricerche a carattere medico.

Un'applicazione di questo genere può essere realizzata con un circuito a transistori relativamente semplice, comprendente due multivibratori monostabili: il primo di essi viene eccitato dal segnale fornito dall'elettrocardiografo, e la durata del tracciato è regolabile. Tale durata determina la posizione nel tempo dell'inizio della cosiddetta « porta », rivolto verso il segnale di origine. Il segnale negativo fornito da questo primo circuito monostabile eccita — a sua volta — il secondo circuito, il cui funzionamento — anch'esso di durata regolabile — costituisce la « porta ». Il segnale rettangolare in tal modo ottenuto comanda un commutatore elettronico, avente il compito di non lasciar passare il segnale se non durante il tratto orizzontale della « porta ».

Questo metodo risulta preferibile alle realizzazioni basate su di una ricorrenza sistematica, che è spesso causa di inconvenienti negli studi biologici.

Infine, si può arrivare ad immaginare un complesso di filtri, combinandoli tra loro in modo vario, per compiere prove di laboratorio. Per effettuarne il collegamento al circuito, è comodo usare delle prese a spinotti, in modo da consentire tutte le



A/484-1 COMPACT STEREO-BOX KSB 12-20



- Dimensioni ridottissime
- Riproduzione brillante
- Vasta gamma di frequenza
- Commutatore di filtro per toni medi

Articolo G.B.C.	A/484-1
Dimensioni	250 x 170 x 180 mm
Potenza nominale	12 W
Potenza massima	20 W
Gamma di frequenze (DIN)	60-20.000 Hz
Impedenza	4-8 Ohm
Prezzo di listino	L. 36.500

In vendita presso la

G.B.C. ITALIANA s.a.s.
Cinisello Balsamo (Milano)

a L. 36.500 di listino
Chiedete cataloghi illustrati dell'intera produzione.

LESA



POTENZIOMETRI • POTENTIAL METERS • POTENTIOMETER
POTENCIOMETRES • POTENCIOMETROS

Una vasta gamma
di tipi standard

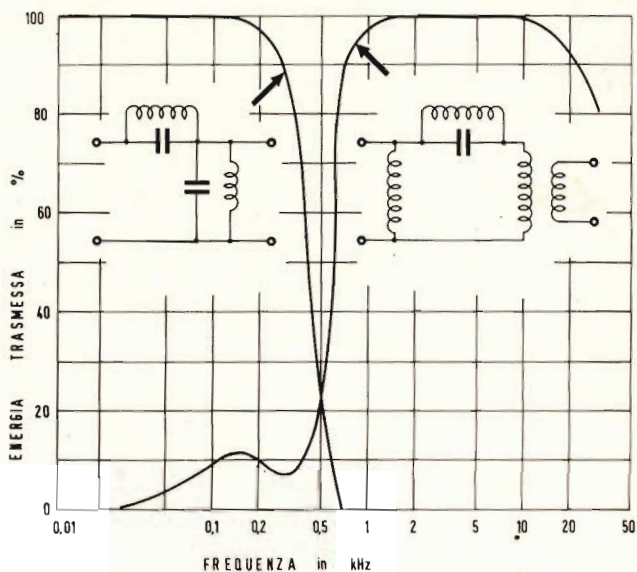
Modelli speciali
per ogni esigenza

per l'industria: potenziometri, giradischi, cambiadischi, 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

Fig. 3 - Grafico illustrante le curve di responso tipiche di due filtri passa-banda. Il filtro di sinistra è del tipo passa-basso, ed attenua pertanto le frequenze acute. Il filtro di destra presenta una banda passante lineare compresa approssimativamente tra 1.000 e 10.000 Hz. Tutte le frequenze al di fuori di tale gamma vengono progressivamente attenuate.



combinazioni desiderabili, mediante la semplice introduzione di una spina in una presa. Si tratta di un sistema che presenta una buona praticità, in tutti i casi in cui occorra realizzare delle comunicazioni piuttosto complesse.

Filtri di banda e possibilità di errore

L'impiego dei filtri di banda, agli effetti dell'analisi dei segnali di auscultazione a frequenze composte è — senza alcun dubbio — assai interessante: desideriamo tuttavia far rilevare che tali filtri possono — a volte — comportare degli errori di interpretazione delle registrazioni ottenute, partendo dal presupposto che queste siano di tipo ottico, e senza difetti intrinseci.

Può accadere — in pratica — che un filtro fornisca in uscita dei segnali perfettamente sinusoidali e smorzati, il che fa evidentemente supporre l'esistenza della frequenza corrispondente nel segnale applicato, mentre invece è lo stesso filtro che lo produce.

In effetti, una variazione brusca, come ad esempio un impulso a fronte molto

ripido o una serie di impulsi, può provocare fenomeni di questo genere.

Come si può osservare alla **figura 3**, la curva di responso di un filtro passa-banda assume la forma tipica di una « U » rovesciata, e si cerca di ottenere un andamento il più possibile lineare entro la larghezza di banda. Nella pratica — tuttavia — accade che questa curva risulti munita di un picco in corrispondenza di una data frequenza di risonanza F , oppure che sia caratterizzata da un avvallamento. Soprattutto — se si tratta di un filtro del tipo a banda stretta, ed a forte coefficiente di sovratensione — un segnale improvviso, come appunto — ad esempio — quello prodotto da una contrazione cardiaca, e di forma non sinusoidale, può eccitare il circuito e far oscillare il filtro sulla sua frequenza caratteristica di risonanza, con andamento sinusoidale. Questa frequenza può pertanto essere diversa da quella del segnale effettivo, dal che deriva un errore sia di forma, sia di frequenza.

Facciamo rilevare inoltre che anche un filtro a curva piatta, con un certo rapporto di reazione, può oscillare su di una fre-

quenza preferenziale che si trovi all'interno della banda (in funzione della fase). Analogamente, nelle prove su filtri a curva simile, ma di concezione differente, si è potuto provocare il fenomeno di cui sopra su uno dei due, con la sola eccitazione dovuta al rumore di fondo.

È dunque evidente che la sovratensione favorisce le oscillazioni, e tende ad aumentarne l'ampiezza. Di conseguenza, occorre impiegare dei filtri aventi una curva di responso il più possibile piatta, ed una banda di frequenze abbastanza larga, il che corrisponde ad una sovratensione più debole. Ad esempio, un filtro realizzato in modo adatto, ed avente un intervallo di frequenza pari ad un'ottava, non darà inconvenienti di sorta. Per contro, con un filtro a banda stretta, può essere utile fare la critica dei risultati ottenuti.

Possibilità di registrazione

Sia i cardiologi che i medici generici hanno attualmente a disposizione dei tipi di elettrocardiografi portatili. Sarebbe un peccato — da parte loro — privarsi della possibilità di ottenere delle registrazioni supplementari, che completino l'elettrocardiogramma che il loro apparecchio è in grado di fornire. Se non altro, ciò è vero nei confronti della loro clientela, a causa del valore di tali documenti dal punto di vista clinico.

Con uno stetoscopio elettronico, è possibile evidentemente usare l'apparecchiatura di registrazione che serve per l'esecuzione del tracciato, sapendo però a priori che la banda passante risulta limitata dalle caratteristiche dinamiche del dispositivo di scrittura.

Tuttavia, questo documento avrà — dal punto di vista cardiologico — un interesse assai più rilevante, se si dispone di un registratore portatile a due tracce, tale da permettere di ottenere il rapporto cronologico tra le due registrazioni. Nulla impedirebbe del pari di realizzare — con l'aiuto di un microfono convenientemente adattato — degli sfigmogrammi della carotide, dei tracciati relativi all'auscultazione sull'apice, ecc.

Il nostro parere è che i cardiologi ed i

costruttori hanno tutto l'interesse ad orientarsi verso gli elettrocardiografi portatili a doppia traccia, che combinano l'apparecchiatura classica con un stetoscopio elettronico, e permettono di eseguire comodamente entrambi i tipi di registrazione.

In pratica — a tale scopo — è sufficiente adattare un microfono ed il relativo pre-amplificatore all'ingresso dell'amplificatore di potenza dell'elettrocardiografo, e dei dispositivi di ascolto (o un altoparlante) al posto della penna scrivente, per trasformarlo in un amplificatore per auscultare, ossia in un fono-cardiografo.

Facciamo rilevare che — in avvenire — si avranno sviluppi anche della registrazione magnetica (a nastro o a memoria) per questo impiego a carattere medicale, come per gli altri: tale applicazione risulterà facilitata grazie alla miniaturizzazione, alla fedeltà per le frequenze elevate, ed alla riproducibilità nonché alla possibilità di osservazione diretta, mediante oscilloscopi di minime dimensioni.

Prospettive per l'avvenire

L'attuale tendenza da parte dei medici è rivolta verso il massimo impiego delle possibilità offerte dalla scienza elettronica, per raccogliere elementi di diagnostica, e per conservare i dati ottenuti mediante registrazioni. Agli effetti della comodità per chi usa le apparecchiature, occorre evitare l'impiego di cavi ingombranti, e — per chi le costruisce — occorre raggiungere una certa standardizzazione.

Di conseguenza, sia per la futura stetoscopia, sia nei confronti dell'elettrocardiografia e dell'elettroencefalografia, l'avvenire tende alla miniaturizzazione di elementi pre-amplificatori e trasmettitori, ad esempio a modulazione di frequenza, che prelevano l'informazione sul punto di origine, e la ritrasmettono ad un ricevitore-registratore standardizzato.

COLLABORAZIONE TECNICO-MEDICALE

In linea di massima, nei confronti delle prove eseguite e delle inchieste compiute, con qualche rara eccezione i medici si sono preoccupati assai poco di approfondire

i problemi fisici relativi all'auscultazione elettronica. Evidentemente, si tratta di un lavoro senza gloria, per il quale è necessaria una stretta collaborazione con i tecnici elettronici. In mancanza di questa, come per il passato, accadrà che i medici formularanno per i professionisti dell'elettronica delle esigenze incompatibili, che non è possibile soddisfare. In tal caso, l'elettronica non consente la realizzazione di apparecchiature adeguate, senza direttive fisiche e senza aver perfettamente considerato le condizioni necessarie di ascolto.

In ogni modo, è probabile che l'esigenza da parte dei medici di caratteristiche matematicamente precise sarà contraria al buon senso; esistono inoltre dei medici che non dimostrano comprensione agli effetti delle difficoltà incontrate quotidianamente dai tecnici elettronici nel campo delle applicazioni a carattere medicale, e ciò in quanto i problemi non approfonditi sembrano sempre molto semplici.

CONCLUSIONE

La nostra dissertazione, eseguita in occasione di un primo tentativo di realizzazione di uno stetoscopio amplificatore a transistori, non ha alcuna pretesa. Abbiamo voluto semplicemente portare a cono-

scenza dei tecnici elettronici l'esistenza di un nuovo tipo di pre-amplificatore, per l'eventualità che essi ne riscontrino la possibilità di applicazione nel campo della elettronica medicale, e soprattutto per spingere altri sperimentatori ad orientarsi in questo campo, in quanto riteniamo che l'auscultazione può avere una rivalorizzazione mediante lo sfruttamento dei progressi dovuti all'impiego dei transistori, per ottenere risultati migliori di quelli consentiti dalla auscultazione classica.

I medici non abbandonano facilmente le loro abitudini professionali, e ciò è perfettamente comprensibile. È probabile tuttavia che — se la questione venisse trattata più spesso nelle riviste del ramo — essi acquisterebbero maggiore interesse nei confronti dell'amplificazione e delle modifiche sistematiche dei suoni uditi.

Da parte dei professionisti, se essi venissero continuamente sollecitati, nessuno può dubitare che lo sprone della reciproca emulazione porterebbe al conseguimento di risultati interessanti.

Da un punto di vista generico, non vorremmo che queste notizie restassero senza eco: un'idea ne provoca un'altra, e — con una critica razionale — può nascere il principio di una auscultazione migliore.

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI

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

(cont. dal N. 4 -1965)

SPIEGAZIONE DELLE SIGLE DEI COSTRUTTORI

SYL = Sylvania Semiconductor	NPC = Nucleonic Products Co.	HITJ = Hitachi Ltd.	ITC = Industro Transistor Corp.
NON = Non specificato	ROSG = Dr. Ing. Rudolph Rost	TII = Texas Instruments	STCB = Standard Telephonés & Cables
GIC = General Instrument	NTLB = Newmarket Transistor	GESY = General Electric Semicon. Products	FCAJ = Fujitsu Limited
PHIN = Philips Gloeilampfabrieken (COSEM) Cie	NECJ = Nippon Electric	SONY = Sony Corp.	SIHG = Siemens and Halske Aktiengesellschaft
CSF = Generale des Semi-Conducteurs	INTG = Intermetall	MOTA = Motorola Semicon.	TFKG = Telefunken
MATJ = Matsushita Electronics Corp.	ETC = Electronic Transistor Corp.	KOKJ = Kobe Kogyo Corp.	TADI = Tadiran
RCA = Radio Corp. of America		TSAJ = Tokyo Sanyo Electric Co.	THIB = Texas Instruments Ltd.
		YECJ = Yaou Electric	
		TOSJ = Tokvo Shibaaura Electric	

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)

13

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C P _c (mW)	Frequenza di Taglio f _{ob} (MHz)	Resistenza Termica in aria libera T _{EM} (°C/mW)	M A S S I F I C A T O R I	VALORI LIMITE 25°C				PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25°C							Cab (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
					BV _{CEO} (V)	BV _{CEO} (V)	BV _{ES0} (V)	I _c (mA)	POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE						
									I _{CEO} Max. con V _{CB} max. a 25°C (μA)	V _{CE} (V)	I _E (mA)	h _{FE} (f)	h _{oe} (umho)	h _{ie} (ohm)	h _{re} (×10 ⁻⁴)			
										∅-BV _{CEs} (V)	∅-I _{CE} (mA)	h _{FE} (f)	h _{oe} (umho)	h _{ie} (ohm)	h _{re} (×10 ⁻⁴)			
2N1639/33	120	45.0	.50#A		34	1.0	10	7.0	12	1.0	75				2.0	D	SYL	
AF2N604	120	50.0	.50#S		30	2.0	2.0	8.0	1.0	5.0	40	b	2	5	D	NONE		
2N644	120	50.0	.33#A		30	2.0	100	2.0	7.0	5.0	45			2.0	D	GIC		
2N1225	120	50.0	.63#S		40	.50	10	50	12	1.5	20			3	D	PHIN		
2N604	120	60.0	.50#S		30	2.0	2.0	25	1.0	5.0	90	b.25	27	3.0	D	GIC		
SFT316	120	70.0	.50#J		20	.50	10	15	6.0	1.0	120			1.8	D	CSF		
2N645	120	75.0	.33#A		30	2.0	100	10	7.0	5.0	45			2.0	D	GIC		
2SA279	120*	80.0	.25#J		30	.50	30	6.0	2.0	10	100			3.5	AD	MATJ		
2SA280	120*	80.0	.25#J		30	.50	30	6.0	2.0	10	125			1.5	AD	MATJ		
2SA281	120*	80.0	.25#J		50	.50	30	6.0	2.0	10	125			1.5	AD	MATJ		
A1383	120	80.0	.45#J		32	3.2	30	3.0	10	1.0	20			FD	PHIN			
A1384	120	80.0	.45#J		32	3.2	30	3.0	6.0	1.0	20			FD	PHIN			
SFT357P	120	80.0	.50#J		30	1.0	50	10	9.0	1.0	180			2.0	D	CSF		
SFT357	120	85.0	.50#J		20	.50	10	15	6.0	1.0	120			1.8	D	CSF		
SFT354	120	87.0	.50#J		20	.50	10	15	6.0	1.0	120			1.8	D	CSF		
2N384	120	100	.62#A		40	4.0	50	10	12	1.5	60		400	2.0	D	RCA		
2N384/33	120	100	#S		40	4.0	50	10	12	1.5	60		400	3	D	SYL		
2N1225	120	100	.62#A		40	4.0	50	10	12	1.5	60			2.0	D	PHIN		
2N1285	120	100	#S		40	2.5	10	12	12	1.5	100			3	D	RCA		
2N1396	120	100	.62#A		40	4.0	50	10	12	1.5	90			2.0	D	PHIN		
2SA301	120*	100	.25#J		30	.50	30	6.0	1.0	10	125			AD	MATJ			
2SA344	120*	100	.25#J		30	.50	30	6.0	2.0	10	200			4.0	AD	MATJ		
AF185	120	110	.45#J		32	3.2	30	3.0	10	1.0	40			3.5	AD	PHIN		
SFT358	120	110	.50#J		20	.50	10	15	6.0	1.0	120			1.8	D	CSF		
2N1023	120	120	.62#A		40	4.0	50	10	12	1.5	60			2.0	D	RCA		
2N1066	120	120	.62#A		40	4.0	50	10	12	1.5	60			2.0	D	PHIN		
2N1397	120	120	.62#A		40	4.0	50	10	12	1.5	90			2.0	D	PHIN		
AF182	120	120	.50#J		15	.50	10	15	12	5.0	70			2.0	D	NPC		
SFT163	120	120	.50#S		15	.50	10	15	12	5.0	70			3	D	CSF		
2N279	125	.30	.40#J		30	.50	10	12	2.0	50	30	23	2200	9.0	ADA	PHIN		
2N280	125	.30	.40#J		30	.50	10	12	2.0	30	47	80	800	5.0	ADA	PHIN		
2SB170	125	.30	.40#J		30	.50	10	12	2.0	50	30	15	1800	4.5	A	MATJ		
GTE1	125	.30	.40#J		30	.50	10	12	2.0	30	47	80	800	5.0	A	ROSG		
GTE2	125	.30	.40#J		30	1.0	250	10	6.0	10	22			A	ROSG			
GTV	125	.30	.40#J		30	1.0	10	12	2.0	50	30	23	2200	9.0	A	ROSG		
2N281	125	.35	.40#J		16	10	125	10	5.4	10	70			ADA	PHIN			
2N284	125	.35	.40#J		30	10	12	2.0	50	30	30	23	2200	9.0	ADA	NTLB		
2N284A	125	.35	.40#J		30	10	12	2.0	30	47	30	80	800	5.0	ADA	NTLB		
NKT243	125	.35	.40#J		32	250			1.5	80	60			A	NTLB			
NKT244	125	.35	.40#J		30	10			6.0	1.0	50			A	PHIN			
NKT247	125	.35	.40#J		60	250			1.5	80	60			A	PHIN			
OC70	125	.45	.40#J		30	30	10	5.0	2.0	50	30	23	2300	9.0	A	MATJ		
2N283	125	.50	.40#J		32	30	10	4.5	10	50	40			A	MATJ			
2SB171	125	.50	.40#J		30	10	12	2.0	30	50	50	75	800	4.5	A	PHIN		
2SB173	125	.50	.40#J		20	10	12	6.0	1.0	50	50			A	MATJ			
OC71	125	.50	.40#J		30	30	10	5.0	2.0	30	47	80	800	5.4	A	PHIN		
2SB175	125	.60	.40#J		30	10	12	2.0	30	90	90	80	1300	5.5	A	NECJ		
2SB161	125	.65	.40#J		30	10	100	10	1.0	50	50	30		30	A	MATJ		
NKT246	125	.70	.40#J		15	75			6.0	1.0	75			A	NTLB			
OC75	125	.75	.40#J		30	30	50	5.0	2.0	30	90			A	PHIN			
OC75N	125	.75	.40#J		30	30	50	5.0	2.0	30	90			A	PHIN			
2SB163	125	.80	.40#J		30	10	100	10	1.0	50	70	30		A	NECJ			
2SB177	125	.90	.40#J		60	10	125	12	300	65	65			A	MATJ			
ASY14	125	.90	.40#J		80	80	250	10	70	125	25			A	INTG			
OC72	125	.90	.40#J		32	10	125	10	.70	80	50			A	PHIN			
OC76	125	.90	.40#J		32	32	10	125	10	1.0	250	45		A	PHIN			
OC77	125	.90	.40#J		60	60	10	125	10	1.0	250	52		A	PHIN			
OC307	125	.90	.40#J		32	32	250	15	70	125	25			AD	INTG			
OC308	125	.90	.40#J		35	32	250	10	70	80	50			A	INTG			
OC309	125	.90	.40#J		60	60	250	10	70	125	25			AD	INTG			
2N65	125	1.00	.60#J		20	16	100	10	5.0	1.0	75			35	A	ETC		
2SB54	125	1.00	.60#J		20	12	50	14	6.0	1.0	150	b.20	30	2.5	35	A	TOJ	
2SB165	125	1.00	.40#J		30	10	100	10	1.0	50	100			30	A	NECJ		
2SB172	125	1.00	.40#J		32	10	125	12	1.0	100	50			A	MATJ			
2SB101	125	1.20	.40#J		30	10	50	10	6.0	1.0	60	b.30	30	2.5	A	NECJ		
2SB103	125	1.20	.40#J		30	10	100	10	1.0	50	70			A	NECJ			
2SB176	125	1.40	.40#J		32	10	125	12	1.0	100	100			A	MATJ			
2SB98	125	1.50	.40#J		30	50	10	10	6.0	1.0	120			30	A	NECJ		
2SB99	125	1.50	.40#J		30	50	10	10	6.0	1.0	120			30	A	NECJ		

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)

14

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio lab (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mW)	M A S S I T E M P.	VALORI LIMITE 25°C				Icso Max. con Vcc max. a 25°C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25°C						Cab (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
					BVcbo (V)	BVcbo - BVces - BVcbr (V)	BVebo (V)	Ic (mA)		POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE					
										Vce (V)	Ic (mA)	hfe (1-hfe)	hoe (umho)	hie (ohm)	hre (x10^4)			
NKT133	125	3.00	0.40	J	15			25		1.00	30						NTLB	
NKT144	125	3.00Δ	0.40	J	15	150	12	25	40	4.5	1.0	80	1.0	65	7.0	20	A0	NTLB
2SA173	125	4.00	0.40	J	20		10	50	8.0	1.00	10	60†			13	A	NECJ	
ASY28	125	4.08Δ	0.40	J	30	25	5.0	100	3.00	0.0	20	30†Δ			16	A	PHIN	
ASY31	125	4.08Δ	0.40	J	25	20	20	200	3.00						15	AΔ	PHIN	
2SA26	125	6.00	0.40	J	20			50	120	6.0	1.0	60			15	A	NECJ	
ASY29	125	6.08Δ	0.40	J	25	20	5.0	100	3.00	0.0	20	50†Δ			16	A	PHIN	
ASY32	125	6.08Δ	0.40	J	25	20	20	200	3.00						16	AΔ	VALG	
NKT143	125	6.00	0.40	J	15	150	12	25	40	4.5	1.0	80	1.0	65	7.0	20	A	NTLB
2N817	125	7.50	0.48	J	15	10	150	6.0	9.0	0.50	15				7.0	A	ETC	
2N505	125	8.00	0.50	J	40		40	250	1.00	1.00	40				10		ETC	
2SA171	125	8.00	0.40	J	20		10	50	8.0	1.00	1.0	60†			12	A	NECJ	
NKT132	125	8.00	0.40	J	15			25		1.00	40						NTLB	
2SA167	125	9.00	0.40	J	20	18	10	50	8.0	6.00	1.0	70	b 80	28	13	15	A	NECJ
NKT142	125	11.0	0.40	J	15	150	12	25	40	4.5	1.0	100	1.0	65	7.0	20	A	NTLB
2SA169	125	15.0	0.40	J	20		10	50	8.0	1.00	10	70†			11	A	NECJ	
NKT131	125	15.0	0.40	J	15			25		1.00	50						NTLB	
NKT141	125	18.0	0.40	J	15	150	12	25	40	4.5	1.0	150	1.0	65	7.0	20	A	NTLB
2SA78	125	25.0	0.40	J	40		2.0	400	12	6.0	1.0	70					D	TOSJ
2SA248	125	25.0	0.40	J	40		2.0	200	12	1.0	200	50†			3.5	ΔΔ	TOSJ	
2SA75	125	30.0	0.40	J	20		0.50	5.0	50	3.0	2.0	70					D	TOSJ
2SA358	125	45.0	0.40	J	75		1.0	50	12	9.00	1.0	90			2.5	D	HITJ	
2SA74	125	70.0	0.40	J	50		0.50	5.0	50	6.0	5.0	70					D	TOSJ
2N2084	125	100	0.50	J	40	40	1.0	10	8.00	6.0	1.0	100†	b650	65		2.0	AD†	PHIN
2N188	125	125	0.48	J	40	40	2.0	30	50	6.00	2.00	90	18	1800	1.8	1.6	MEB	TII
2N2190	125	125	0.48	J	60	60	2.0	30	50	6.00	2.00	90	18	1800	1.8	1.6	MEB	TII
2N2189	125	150	0.48	J	40	40	2.0	30	50	6.00	2.00	135	18	1800	1.8	1.6	MEB	TII
2N2191	125	150	0.48	J	60	60	2.0	30	50	6.00	2.00	135	18	1800	1.8	1.6	MEB	TII
2SA401	125	230	0.40	J	30		0.50	40	30	6.00	1.0	70			3.0	ME	HITJ	
SYL3613	125	400	0.60	S	25	200	2.0	100	2.00	6.00	2.00	50Δ	1800	2K		ME	SYL	
2N111	130	3.00	0.40	J	30		20	200		6.0	1.0	25			12	F	ETC	
2N111A	130	3.00	0.40	J	30		20	200		6.0	1.0	25			12	F	ETC	
2N112	130	5.00	0.40	J	30		20	200		6.0	1.0	30			12	F	ETC	
2N112A	130	5.00	0.40	J	30		20	200		6.0	1.0	30			12	F	ETC	
2N113	130	10.0	0.40	J	30		20	200		6.0	1.0	45			12	F	ETC	
2N271	130	10.0	0.40	J	30		20	200		6.0	1.0	45			12	F	ETC	
2N271A	130	10.0	0.40	J	30		20	200		6.0	1.0	45			12	F	ETC	
2N114	130	20.0	0.40	J	30		20	200		6.0	1.0	75			12	F	ETC	
ACY22	133*	1.10	0.40	J	20	20		500		300	50						PHIN	
2N428	133	10.0Δ	0.45	S	30	12	20		25	0.35	10Δ	20†Δ			20	Δ	GIC	
2N1097	140		0.40	J	16			100	16	2.00	34†						GESY	
2N1098	140		0.40	J	16			100	16	2.00	34†						GESY	
2N1144	140		0.25	J	16	16		100	16	5.0	1.0	55			40	A	GESY	
2N1145	140		0.25	J	16	16		100	16	5.0	1.0	45			40	A	GESY	
2N3074	140		0.32	J	25	25		20	100	5.00	14	14†Δ			3.0	AD	PHIN	
2N3075	140		0.32	J	30	30		20	100	6.00	12	27†Δ			3.0	AD	PHIN	
2SB48	140	2.50	0.40	J	16		100	16	1.00	20	42†		0.60	28	8.0	25	†	SONY
2SB49	140	3.00	0.40	J	16		100	16	1.00	20	83†		0.60	28	8.0	25	†	SONY
2SB50	140	3.50	0.40	J	16		100	16	1.00	20	131†		0.60	28	8.0	25	†	SONY
AF180	140	250	0.32	J	25	25		20	100	5.00	14	14			3.0	AD	PHIN	
AF181	140	350	0.32	J	30	30		20	100	6.00	12	27†Δ			1.8	AD	PHIN	
2N138	150		0.40	J	20		150	20	1.00	500	44						A	ETC
2N185	150		0.40	J	20		150	14	1.00	500	80						A	ETC
2N217	150		0.66	J	25	25	12	70	14	1.00	500	75					AA	TII
2N238	150		0.40	J	20		150	20	1.00	500	45†						A	ETC
2N311	150		0.50	S	15	15	6.0	60	5.00	10	50†		b.50				AA	ETC
2N407	150		0.33	A	20	18	2.5	70	140	1.00	500	65					A	RCA
2N408	150		0.33	A	20	18	2.5	70	140	1.00	500	65					A	RCA
2N415	150		0.40	J	20		20	50	2.0	6.0	1.0				30	F	ETC	
2N680	150				20			50	14			35					ME	SYL
2N725	150				15			50				20†Δ					ME	SYL
2N781	150		0.50	J	15	15	2.5	200	3.00	0.22	100	25					E	SYL
2N782	150		0.50	J	12	12	1.0	200	3.00	0.25	100	20					E	SYL
2N827	150		0.50	S	20	20	4.0	100		0.30	100	100†Δ				9	Δ	MOTA
2N838	150		0.50	S	30	30	2.5	100		0.30	100	30†Δ				4	Δ	MOTA
2N934	150		0.40	J	13		1.0	200	6.0	0.30	400	60			8.0	E	GIC	
2N1408	150		0.50	S	50		10		25	5.0	1.0	25	b1.5	5.0			†	RCA
2N1646	150		0.40	J	15	120	2.0	50	100	0.40	100	20Δ†					ME	SYL
AF2N1646	150		0.50	J	15	120	2.0		3.00	0.50	100	20†Δ				5	ME	NONE

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)

15

S TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio f _{cut} (MHz)	Resi- stenza Termica in aria libera T _{EM} (°C/mw)	M A S S. T E M P.	VALORI LIMITE 25°C				I _{CB0} Max. con V _{CB} max. a 25°C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25°C						Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
					BV _{CB0} (V)	BV _{CE0} (V)	BV _{EB0} (V)	I _C (mA)		POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE					
										V _{CB} ∅-V _{CE} (V)	I _C ∅-I _C Δ-I _B (mA)	h _{FE} I _B -I _{FE}	hoe (umho)	hie (ohm)	hre (×10 ⁴)			
					∅-BV _{CE0} (V)	∅-BV _{CE0} (V)	∅-BV _{CE0} (V)	∅-BV _{CE0} (V)		∅-V _{CE} (V)	I _C ∅-I _C Δ-I _B (mA)	h _{FE} I _B -I _{FE}	hoe (umho)	hie (ohm)	hre (×10 ⁴)			
2N1853	150		.40#J		18	2.0	100	4.2	.40∅	6.0∅	30↑Δ						RCA	
2N1853	150		.40#J		18	2.0	100	4.2	.40∅	6.0∅	30↑Δ						MOTA	
2N1853/18	150		.40#J		18	2.0	100	4.2	.40∅	6.0∅	30↑Δ						SYL	
2N1960	150		.50#J		15	15	2.5	200	100	.22∅	10∅	25↑Δ				EΔ	SYL	
2N1960/46∅	150		.50#J		15	15	2.5	200	100	.22∅	10∅	25↑Δ				EΔ	SYL	
2N1961	150		.50#J		12	12	1.0	200	100	.25∅	10∅	20↑Δ				EΔ	SYL	
2N1961/46∅	150		.50#J		12	12	1.0	200	100	.25∅	10∅	20↑Δ				EΔ	SYL	
2N2860	150		.50#J		18	7.0	2.0	150	100	.40∅	40∅	40↑Δ			4∅	Δ	SYL	
2SA282	150		∅J		18		12	200	8.0	.50∅	100∅	80↑			10	AA	TOSJ	
2SA283	150		∅J		18		12	200	8.0	.50∅	100∅	80↑			10	AA	TOSJ	
2SA284	150		∅J		18		12	200	8.0	.50∅	100∅	80↑			10	AA	TOSJ	
2SB32	150		#S			20		50	14∅	9.0	1.0∅	40				A	KOKJ	
2SB33	150		#S		20		2.5	50	14∅	1.0∅	50	70↑				A	RORJ	
2SB37	150		#S		35		12	50	14∅	1.0∅	50	70↑				A	KOKJ	
2SB43A	150		#S		45	45 §	12	150	14	1.0∅	50∅	70↑				A	IQSJ	
2SB56A	150				45	45 §	12	150	14	1.0∅	50∅	80↑				A	TOSJ	
2SB77	150				25		12	100	14	1.5	50	85				A	HITJ	
2SB77A	150				45		12	100	25	1.5	50	85				A	HITJ	
2SB155	150				16		2.5		14	4.0∅	1.0	29	10.7	875	1.6	A	HITJ	
2SB156	150				16		2.5	300	14	1.0	150	70				A	HITJ	
2SB156A	150				20		6.0	300	14	1.0	150	70				A	HITJ	
2SB185	150		∅J		25		25	50	15	1.5∅	30	45				A	TSAJ	
2SB186	150		∅J		25		25	50	15	1.5∅	30	170				A	TSAJ	
2SB187	150		∅J		25		25	50	15	1.5∅	30	100				A	TSAJ	
2SB188	150		∅J		25		25	50	15							A	TSAJ	
2SB199	150		#S		12		2.5	300	14	1.0∅	150	80↑				A	KOKJ	
2SB299	150		.40#J		30	15 §	25	150	10∅	1.0∅	150∅	65↑				AA	YECJ	
2SB328	150		#J		15			300	10	1.0∅	20∅	80↑				A	NECJ	
2SB329	150		#J		15			300	10	1.0∅	20∅	150↑				A	NECJ	
2SB350	150				25	25 §		50	20	1.5∅	30∅	100				A	TSAJ	
2SB364	150				20	20 §	12	400		.50∅	100∅	90↑				A	TOJ	
2SB365	150				20	20 §	12	400		.50∅	100∅	60↑				A	TOSJ	
GT34N	150		.50#S		100			200	450	4.5∅	1.0	18	b.50	40	4.0	AA	GIC	
GT74	150		.50#S		25		10		25	5.0∅	1.0	75	b.50	40	5.0	35	A↑	GIC
GT81	150		.50#S		25		10		25	5.0∅	1.0	75	b.50	40	5.0	35	A	GIC
GT82	150		.50#S		25		10		25	5.0∅	1.0	150	b.50	40	8.0	35	A	GIC
GT109	150		.50#S		25		10	200	25	5.0∅	1.0	110	b.50	40	6.0	A	GIC	
GT222	150		.50#S		12			200	20	5.0∅	1.0	20	b.50	40		35	A	GIC
GT2694	150		.40#J		25	15	10		25	5.0∅	1.0	80	b5.0			15	FA	GIC
GT2696	150		.40#J		25	15	10		25	5.0∅	1.0	70	b5.0			15	FA	GIC
GT2883	150		.40#J		9.0	6.0∅	9.0		50	6.0∅	1.0	50				20	FA	GIC
GT2885	150		.40#J		9.0	6.0∅	7.0		50	6.0∅	1.0	200				20	FA	GIC
GT2887	150		.40#J		9.0	6.0∅	7.0		50	6.0∅	1.0	250				20	FA	GIC
MA909	150∅		.50#J		75	75	35	200	50	.35∅	5.0∅	20				A	TO5	MOTA
MA910	150∅		.50#J		90	90.	45	200	50	.35∅	5.0∅	20↑Δ				A	MOTA	
SYL2189	150		#J		12		1.0	50	3.0∅	.50∅	10∅	20Δ				ME	SYL	
TI397	150		.40#J		35	35∅	2.0	50	3.0∅	6.0∅	.50∅	35↑				2.0	ME	TIJ
TI398	150		.40#J		35	35∅	2.0	50	5.0∅	6.0∅	.50∅	30↑				2.0	ME	TIJ
TI399	150		.40#J		35	35∅	2.0	50	5.0∅	6.0∅	.50∅	20↑				2.0	ME	TIJ
TR-C70	150		.36#J		16		12		10	6.0	1.0	30					ITC	ITC
TR-C71	150		.36#J		12		9.0		10	6.0	1.0	60					ITC	ITC
TR-C72	150		.36#J				16		20	5.4	1.0	100					ITC	ITC
2N34	150	.40	.33∅J		40			100	50	6.0∅	1.0∅	75	30	2500	6.0	A	ETC	ETC
2N237	150	.50	#		45			29	10	6.0	1.0	50						ETC
2N272	150	.50	.75 J		20	24	10	100	10	5.0	1.0	120				40	A	ETC
2N465	150	.50Δ	.40#S		40	40#	12		20	6.0	1.0	27Δ	b1∅	45∅		60∅	A	GIC
2N466	150	.50Δ	.50#S		35	25 §	12		20	6.0	1.0	54Δ	b1∅	45∅		6∅	A	GIC
2N519A	150	.50Δ	.50#S		25		10		25	.25∅	20∅	35↑	b.70	30	3.0	14	AA	ETC
ASY49	150	.50Δ	.30∅J		100	20	40		100	12∅	1.0∅	75				AA	STCB	STCB
ASY51	150	.50Δ	.30∅J		60		40		150	12∅	1.0∅	54	34			AA	STCB	STCB
ASY52	150	.50Δ	.30∅J		60	20	40		100	12∅	1.0∅	75				AA	STCB	STCB
ASY71	150	.50Δ	.30∅J		100	35	40		100	12∅	1.0∅	75				A↑	STCB	STCB
2N398	150	.60Δ	.45#S		105	55	75		50	6.0∅	1.0∅	20Δ				25∅	ME	MOTA
2N467	150	.60Δ	.40#S		35	35	12		20	6.0	1.0	110Δ	b 1∅	45∅		60∅	A	GIC
2N405	150	.65	.33∅A		20	18	2.5	35	14∅	6.0∅	1.0	35	17.2	1115	2.9	40	A	RCA
2N406	150	.65	.33∅A		20	18	2.5	35	14∅	6.0∅	1.0	35	17.2	1115	2.9	40	A	RCA
2N104	150	.70	.40∅A		30		12	50	10∅	6.0∅	1.0∅	44	23	1667	5.0	40	A↑	RCA
2N180	150	.70	.33∅		30		30		10	6.0	1.0	60				25	A	ETC
2N181	150	.70	.20∅		30		30		10	6.0	1.0	60				25	A	ETC

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)

16

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (4mW)	Frequenza di Taglio fcb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera TEm (°C/mW)	M A S S. T E M	VALORI LIMITE 25°C				Icao Max. con Vcs max. a 25°C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25°C							Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
					BVcbo (V)	BVcvo (V)	BVcbo (V)	Ic (mA)		POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE						
										Vcs -Vce (V)	Ic -Ic (mA)	hfe (hfe)	hoe (ohm)	hie (ohm)	hre (×10 ⁴)				
					Δ-BVces (V)	Δ-BVces (V)	Δ-BVces (V)	Δ-BVces (V)		Δ-BVces (V)	Δ-BVces (V)	Δ-BVces (V)	Δ-BVces (V)	Δ-BVces (V)	Δ-BVces (V)	Δ-BVces (V)			
2N215	150	.70	.40	ΩA	30		12	50	100	6.00	1.00	44	23	1667	5.0	40	A↑	RCA	
2N367	150	.70	.40	ΩS	30		10	50		5.0	1.0	15					A	ETC	
2N1129	150	.75	.40	#J	25			250	25	6.00	1000	165†	b1.6	10	5.5	125	ΔΔ	ETC	
2N1130	150	.75	.40	#J	30			250	25	6.00	1000	110†	b1.6	10	5.5	125	ΔΔ	ETC	
2N422	150	.80	.40	#J	35	20	12	100	150	6.00	1.0	50	19	2500	5.5	30	FA	ETC	
2N563	150	.80	.40	#S	30		10	10	25	5.00	1.0	25	b.70	35	2.5	30	Δ	ETC	
2N564	150	.80	.50	#S	30		10	10	25	5.00	1.0	25	b.70	35	2.5	30	Δ	ETC	
2N45	150	1.00	.50	#J	45		15	50	10	5.0	1.0	12					A	ETC	
2N273	150	1.00	.75	J	20	30	10	10	10	2.50	500	20					A	ETC	
2N368	150	1.00	.50	ΩS	30		10	50		5.0	1.0	34					A	ETC	
2N398A	150	1.00	.50	#J	105	105	50	200	50	3.50	5.00	65†						MOTA	
2N422	150	1.00	.40	#S	35		12		20	6.0	1.0	30Δ	b1.7†	45†		60†		MONE	
2N565	150	1.00	.40	#S	30		10	10	25	5.00	1.0	55	b.55	30	3.5	30	Δ	ETC	
2N566	150	1.00	.50	#S	30		10	10	25	5.00	1.0	55	b.55	30	3.5	30	Δ	ETC	
2SB55	150	1.00	.33	J	60		12	50	20	1.0	50	80†					A	TOSJ	
2SB56	150	1.00	.33	J	25		12	50	14	1.0	50	80†					A	TOSJ	
2SB59	150	1.00	.40	#J	30	20	10	100	15	1.00	500	70†					ΔΔ	FCAJ	
2SB60	150	1.00	.40	#J	20		2.5	50	140	6.0	1.0	65	b.30	30	3.0		A	FCAJ	
2SB60A	150	1.00	.40	#J	20	200	2.5	50	140	1.00	500	70†					A	FCAJ	
2SB61	150	1.00	.#S		30		50	100	6.0	1.00	50						A	KOKJ	
2SB65	150	1.00	.#S		30		12	100	150	6.0	1.00	65					A	KOKJ	
2SB94	150	1.00	.33	J	25		12	50	14	6.0	1.0	150	b.20	30	2.5		A	TOSJ	
2SB291	150	1.00	.#J		30	25	12	150	10	6.00	1.0	100	30	4200	6.0	35	A	TOSJ	
2SB292	150	1.00	.33	J	30	25	12	15	.010	1.0	.05	85					A	TOSJ	
TF66	150	1.00	.30	J	16	12	10	300	18	.500	5.00	45	135	500	8.0	40	A	SIHG	
TF66/30	150	1.00	.30	J	32	24	10	300	18	.500	5.00	45	135	500	8.0	40	A	SIHG	
TF66/60	150	1.00	.30	J	64	45	16	300	18	.500	5.00	45	135	500	8.0	40	A	SIHG	
2SB293	150	1.20	.40	#J	18	13	12	250	100	1.00	150	70†					A	YECJ	
2SB294	150	1.20	.40	#J	18	13	12	250	100	4.00	1.0	36	18	1000	2.9		A	YECJ	
AC116	150	1.20	.20	J	30		12	100	15	6.0	4.0	90					A	TFKG	
AC123	150	1.20	.20	J	45		12	100	15	6.0	4.0	90					A	TFKG	
2N1128	150	1.25	.40	#J	25			250	20	1.0	2.00	120	b.50	14	1.8	45	A	ETC	
2N369	150	1.30	.#S		30		10	50		5.0	1.0	95					A	ETC	
2SB266	150	1.30	#J		25			150	100	6.00	1.0	67	23	1800	3.7		A	YECJ	
2SB267	150	1.30	#J		25			150	100	1.00	150	70†					A	YECJ	
2SB269	150	1.30	.40	#J	25			150	100	6.00	1.0	67	23	2000	4.0		A	YECJ	
2SB299	150	1.30	#J							1.00	1500	65†					A	YECJ	
2G398	150	1.40	.40	#J	105	60	40	200	300	5.0	1.0	79	b.53	34	5.0	15	A↑	TADI	
2N568	150	1.50	.50	#S	30		10	25	5.00	1.0	100	b.40	30	4.0	30		A	ETC	
2SB66	150	1.50	.40	#J	30		12	70	14	6.00	1.0	70	27	2200	5.0	32	A	HITJ	
AC151	150*	1.50	.30	#J	32	24	10	200	25	1.00	2.00	110	130	1000	14	27	A	SIHG	
AC151r	150*	1.50	.30	#J	32	24	10	200	1000	1.00	2.00	80	100Δ	750Δ	9Δ	27	A	SIHG	
ACY23	150*	1.50	.30	#J	32	30	16	200	100	5.00	1.00	100	40	3000	7.0	27	A↑	SIHG	
ACY32	150*	1.50	.30	#J	32	30	16	200	100	5.00	1.00	100	40	3000	7.0	27	A	SIHG	
TR45	150	1.50	.40	#J	45		5.0	400	16	1.00	200	20†						ITC	
2N569	150	2.00	.40	#S	30		10	10	25	5.00	1.0	150	b.40	30	5.0	30		ETC	
2N570	150	2.00	.50	#S	30		10	10	25	5.00	1.0	150	b.40	30	5.0	30		ETC	
2SB75	150	2.00			25		12	100	14	6.00	1.0	55	17.5	1750	3.0		A	HITJ	
2SB75A	150	2.00			45		12	100	25	6.00	1.0	55	17.5	1750	3.0		A	HITJ	
2SB439	150	2.00	.33	J	30	20	12	150	14	6.00	1.0	130	45	4000	8.0	30	A↑	TOSJ	
2SB440	150	2.00	.33	J	30	20	12	150	14	6.00	1.0	130	45	4000	8.0	30	A	TOSJ	
GT122	150	2.00	.50	#S	25		10	10	25	5.00	1.0	100	b.50	40	5.0		35	ΔΔ	GIC
TR650	150	2.00	.40	#J	45	25	25	400	150	6.00	1.0	40					20	A	ITC
TR653	150	2.00	.40	#J	30	15	25	400	150	6.00	1.0	40					20	A	ITC
TR44	150	2.20	.40	#J	45		5.0	400	16	1.00	200	30†						ITC	
2G322	150	2.50	.27	J	16	16		100	16	5.00	1.0	50	1400				27	A	TADI
2N413A	150	2.50	.40	#J	30			200				30							ETC
2N529	150	2.50	.60	#S	15			10	25	5.00	1.0Δ	18	b1.0	28	3.0	14	A	ETC	
2N1352	150	2.50	.40	#J	30	20		15	200	5.0	6.0	1.0	70†				18	A	ITC
TR43	150	2.50	.40	#J	45		5.0	400	16	1.00	200	45†					20		ITC
TR320	150	2.50	.40	#J	30		5.0	200	16	1.00	200	50							ITC
TR323	150	2.50	.40	#J	16		5.0	200	16	1.00	200	75							ITC
TR722	150	2.50	.40	#J	30		10	200	20	6.0	1.0	22							ITC
2G308	150	3.00	.43	#J	15		10	100	10	6.0	1.0	50					12	A	TIB
2N481	150	3.00	.40	#J	12			20	10	6.00	1.0	50					14	FA	ELBR
2N520	150	3.00	.60	#S	15		10		25	4.50	1.0	40	b.70	30	6.0		A	ETC	
2N520A	150	3.00	.50	#S	25		10		25	2.50	200	100†	b.70	30	6.0		ΔΔ	ETC	
2N530	150	3.00	.60	#S	15				25	5.00	1.0Δ	23	b.90	28	3.0	14	A	ETC	
2N571	150	3.00	.40	#S	30		10		25	5.00	1.0	200	b.40	30	10	30			ETC

AMPLIFICATORE PER CHITARRA

35 W

Trattasi di un amplificatore di qualità elevata, munito di controlli separati di tono per le due gamme estreme di frequenza, di dispositivo regolabile del vibrato, e che presenta un responso lineare da 20 a 20.000 Hz. L'articolo tratto dalla Rivista «PRATICAL WIRELESS» ci offre un sicuro affidamento di riuscita.

Non è certamente nuovo l'interesse suscitato dalle apparecchiature di amplificazione adatte all'impiego con strumenti musicali quali, ad esempio, la chitarra o un contrabbasso elettrico.

Diversi sono gli amplificatori posti in commercio per completare gli impianti di chitarre elettriche, ovviamente i modelli di migliore qualità sono assai costosi, e per chi desidera costruire da se un apparecchio del genere i dati tecnici realizzativi non sono facilmente reperibili. Ciò rende alquanto difficile la costruzione di un amplificatore che risponda alle esigenze dell'intenditore, a meno che la persona interessata non posseda già un buon corredo di esperienze nel ramo.

Le esigenze relative ad un amplificatore per chitarra, o per contrabbasso, funzionanti elettricamente, sono piuttosto differenti secondo che trattasi di amplificazioni usate esclusivamente per la riproduzione di musica in genere, oppure della parola.

L'uso di un amplificatore comune per una chitarra elettrica e per la parola, de-

termina inevitabilmente un risultato assai scadente.

Due esigenze comuni per questi tipi di amplificatori sono: una elevata potenza di uscita, che, entro un'ampia gamma di frequenze, assicuri una minima distorsione della forma d'onda dei segnali, ed una elevata sensibilità unita ad un responso estremamente fedele alle basse frequenze.

Sono inoltre necessari anche accorgimenti del tutto particolari, come ad esempio la possibilità di far vibrare in ampiezza il suono fornito dall'altoparlante, ottenendo così l'effetto caratteristico che prende il nome di « vibrato » o « tremolo », e che non è ovviamente previsto nelle convenzionali apparecchiature di amplificazione dei suoni.

Oltre a questo, occorre prendere in considerazione anche le caratteristiche meccaniche dell'impianto. L'apparecchio — infatti — deve presentare una notevole robustezza, gli altoparlanti devono essere in grado di riprodurre i suoni con la massima potenza disponibile senza distor-

sioni e senza rimanere danneggiati dalle forti vibrazioni della bobina mobile; inoltre, l'intero apparecchio deve essere in grado di funzionare per diverse ore consecutive.

A causa dei frequenti spostamenti ai quali è soggetto il musicista che ne fa uso per il suo lavoro, l'intero impianto deve essere facilmente trasportabile.

L'amplificatore che ci accingiamo a descrivere, realizzato dopo notevoli sperimentazioni dei vari circuiti e messo a confronto con i tipi più costosi attualmente disponibili in commercio, ha retto benissimo il confronto.

Particolare cura è stata posta nella progettazione del mobiletto, e nell'impiego di componenti di qualità elevata.

Avvertiamo però che, se per motivi di economia, si facesse uso di componenti di qualità scadente, il risultato non potrà essere che mediocre.

Così anche per ottenere le migliori caratteristiche di funzionamento, è consigliabile mantenere la disposizione suggerita per i diversi componenti.

È sorprendente il numero dei costruttori che non sono riusciti ad ottenere i risultati da noi promessi proprio per il fatto di non aver rispettato le caratteristiche costruttive da noi consigliate.

Caratteristiche dell'amplificatore

L'amplificatore presenta le seguenti caratteristiche:

- 1) *Amplificazione su due canali indipendenti, controlli separati di tono e di volume. Due ingressi per ciascun canale, e quindi quattro ingressi in totale.*
- 2) *Possibilità di applicazione del « vibrato », variabile sia in frequenza che in profondità di modulazione. E' previsto il collegamento di un interruttore a pedale.*
- 3) *Amplificatore finale della potenza di 35 watt, forte rapporto di reazione negativa; responso alla frequenza lineare da 25 a 20.000 Hz, entro 3 dB.*

- 4) *Due altoparlanti di grande potenza, montati in linea.*
- 5) *Robusto mobiletto, costruito in modo da evitare, anche nel funzionamento a massima potenza e con segnali provenienti da un contrabbasso elettrico, vibrazioni parassite e risonanze.*
- 6) *Prese di rete supplementari, che consentono il collegamento — ad esempio — di un dispositivo per l'eco artificiale.*

L'alimentatore e lo stadio di uscita

L'alimentatore e gli stadi finali, sono montati su di uno chassis che è completamente separato dall'unità di pre-amplificazione. Tale sezione comprende l'alimentatore propriamente detto, gli stadi finali, lo stadio invertitore di fase, e lo stadio pilota.

Lo stadio finale consta di due valvole del tipo 807, esse sono state scelte per la loro facilità d'alimentazione, il loro costo moderato, e le eccellenti prestazioni. Poichè le connessioni alle placche di queste valvole vengono eseguite tramite appositi contatti a « clip » applicati sulla sommità del bulbo, si evitano accoppiamenti parassiti con i circuiti di ingresso del segnale.

La fig. 1 illustra il circuito completo dell'alimentatore e della sezione di uscita dell'amplificatore. La fig. 2 e la fig. 3 mostrano invece la disposizione pratica dei componenti e delle connessioni. Particolare attenzione è stata posta nell'effettuare il collegamento comune di massa, l'unico punto in cui esso è collegato allo chassis corrisponde al terminale di massa dello zoccolo di ingresso, al quale viene collegato il pre-amplificatore.

Non sono state fornite le dimensioni pratiche del trasformatore di alimentazione e di quello di uscita, in quanto si è pensato che alcuni costruttori desiderino impiegare dei trasformatori già a loro disposizione.

Facciamo comunque presente che l'unico fattore effettivamente importante è che

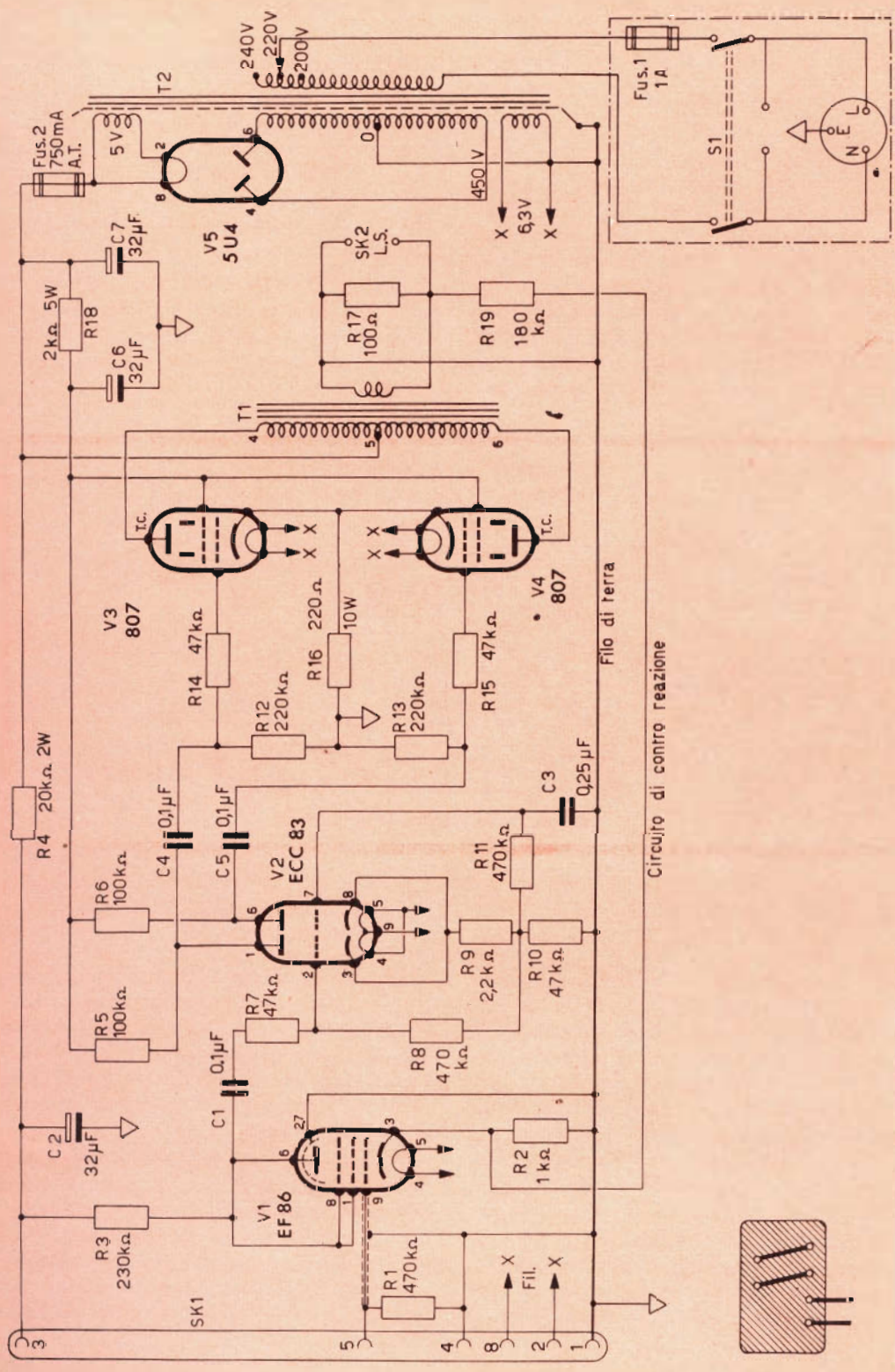


Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore e della sezione d'uscita.

essi vengano montati nella posizione illustrata, e che — naturalmente — abbiano caratteristiche conformi a quelle specificate.

È consigliabile iniziare le connessioni partendo dai filamenti.

Un lato della linea di accensione è collegata a massa, tale collegamento viene effettuato in corrispondenza del conduttore comune di terra, in prossimità del trasformatore di alimentazione. **Nessun altro punto del circuito di accensione deve essere collegato a massa.** Nell'eventualità che l'avvolgimento di accensione dei filamenti del trasformatore di alimentazione usato sia provvisto di una presa cen-

Il conduttore delle suddette resistenze, facente capo al piedino di griglia di ciascuna delle due valvole, dovrà avere al massimo una lunghezza di 6 millimetri.

Qualora la resistenza di polarizzazione catodica R 16 (adatta alla dissipazione di una potenza di 10 watt) fosse provvista di un foro longitudinale interno, per fissarla allo chassis ci si servirà di un prigioniero di diametro opportuno passato attraverso il foro.

Per evitare che i dadi che bloccano la suddetta resistenza arrecchino danni al supporto in materiale ceramico, è consigliabile applicare tra dado e supporto due ranelle di fibra.

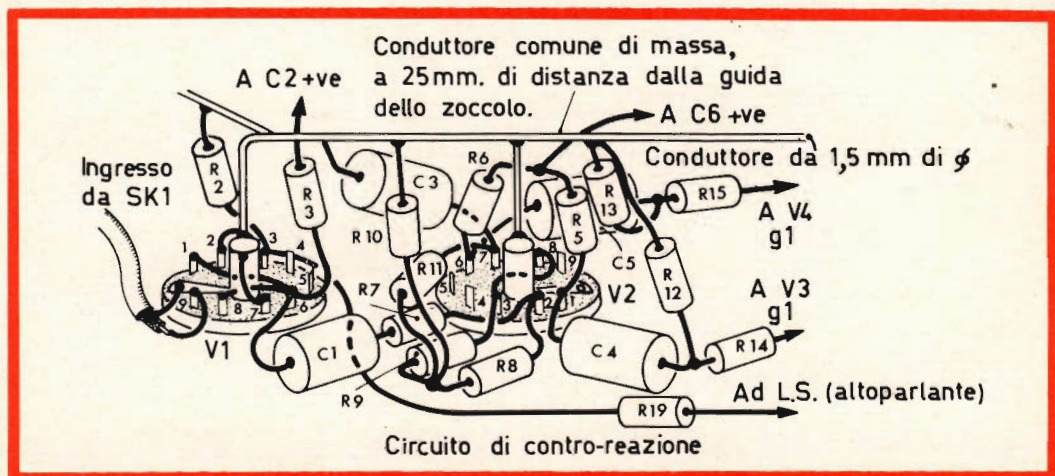


Fig. 2 - Connessioni e componenti relativi a V 1 e V 2.

trale, questa presa va collegata a massa nel punto stabilito, in sostituzione di uno dei capi della linea a bassa tensione.

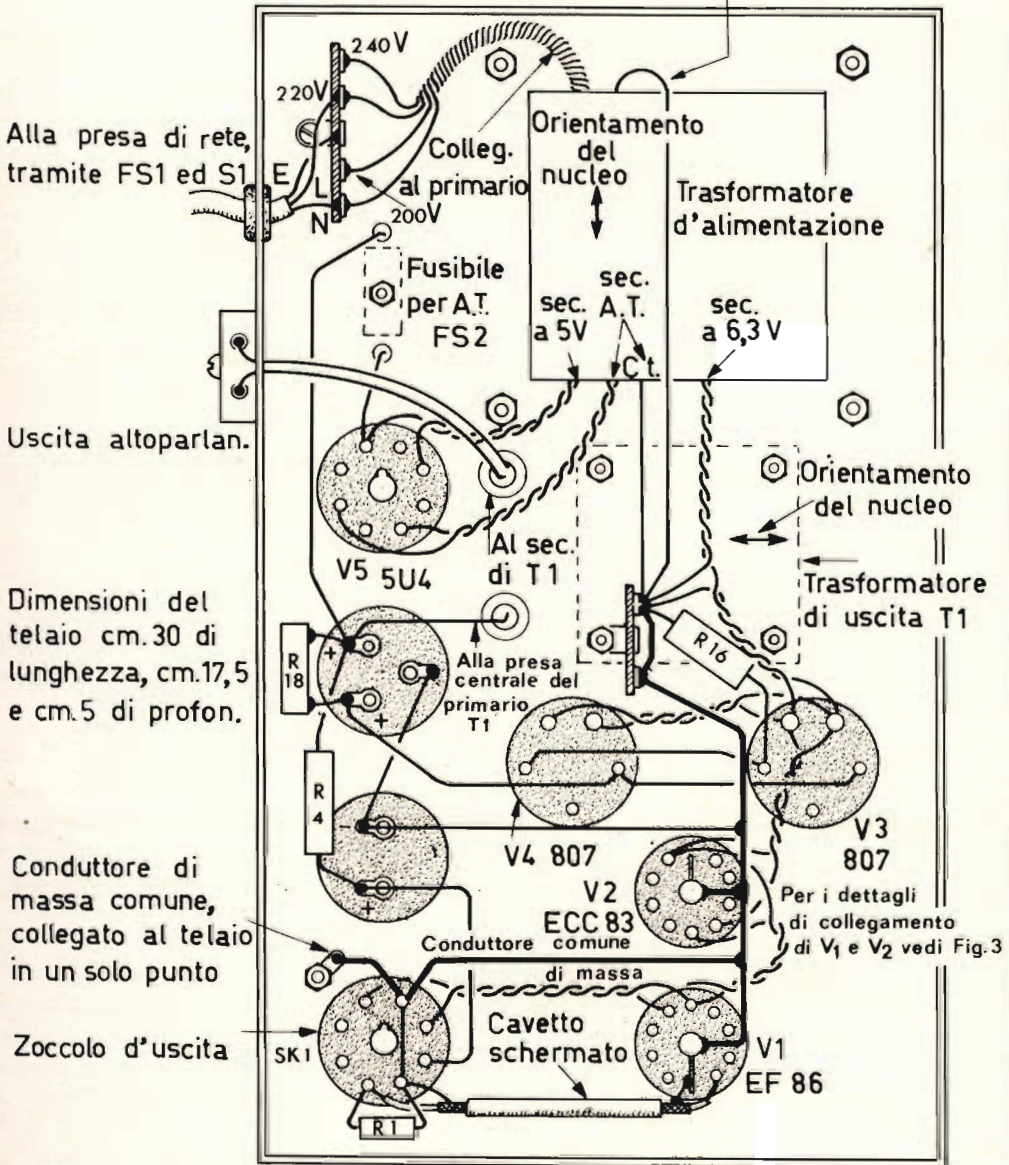
La fig. 3 mostra in modo particolareggiato la disposizione dei componenti installati in prossimità degli zoccoli delle valvole V 1 e V 2. Al fine di conseguire la massima stabilità di funzionamento, la sistemazione illustrata deve essere rigorosamente rispettata.

Grande cura dovrà essere posta nel collegare le resistenze di arresto R 14 ed R 15, esse devono essere ubicate in posizione assai prossima ai piedini di griglia.

Illustrare in un disegno come quello di fig. 3 l'effettiva disposizione di tutti i componenti, risulterebbe difficoltoso, quindi al fine di mettere in chiara evidenza le rispettive connessioni è stato necessario spostare alcuni componenti dalla loro posizione reale.

Per ottenere una buona risposta i collegamenti percorsi dal segnale debbono essere brevi, il lato delle resistenze in cui è presente il segnale non deve mai avere una lunghezza superiore ai 12 millimetri. I condensatori saranno sistemati in modo che i relativi terminali risultino della

Collegamento allo schermo elettrostatico del trasformatore



Veduta d'assieme del telaio dell'alimentatore e dello amplificatore di potenza, dal di sotto.

Fig. 3 - Veduta d'assieme del telaio dell'alimentatore e dell'amplificatore di potenza, visto dal di sotto.

minima lunghezza e l'elettrodo esterno, il cui terminale è solitamente contrassegnato da una riga nera o comunque scura, che percorre la circonferenza del condensatore, deve far capo al punto del circuito avente la minore impedenza verso massa.

I collegamenti effettuati con filo nudo, devono essere ricoperti con tubetto isolante sterlingato. Al fine di evitare la presenza delle cosiddette « saldature fredde » occorre impiegare un saldatore ben caldo e di potenza adeguata.

I componenti principali — come ad esempio gli zoccoli porta-valvola, i condensatori elettrolitici, ed i trasformatori — dovranno essere saldamente fissati al telaio mediante appositi bulloncini, e con l'interposizione di ranelle spaccate sotto i dadi di bloccaggio.

I trasformatori

Si consiglia l'impiego di un trasformatore di alimentazione del tipo verticale, munito di calotte schermo. Per montarlo sull'amplificatore, si svitino, provvisoriamente, i bulloni che bloccano una delle calotte in modo che una parte dell'avvolgimento risulti incassata nello chassis.

Anche in merito al trasformatore di uscita, sono stati sperimentati diversi tipi, quello che riteniamo possa fornire il risultato migliore è il modello Partrige UL 2/3 (GBC H/255) che consente appunto una potenza, per funzionamento prolungato, di oltre 30 watt. La massima intensità di corrente consentita in ciascuna sezione dell'avvolgimento primario è di 125 milliamper. Naturalmente, è possibile usare anche altri tipi di trasformatori di uscita, a patto che essi presentino il valore opportuno di impedenza tra placca e placca, e che possano sopportare la potenza sviluppata dall'amplificatore. Le caratteristiche di impedenza più indicate sono di $6.000 \div 7.000$ Ohm per ciascun avvolgimento di placca, e 15 Ohm per l'avvolgimento secondario.

Collaudo dello chassis principale

Dopo aver effettuato il montaggio, e dopo aver completato tutti i collegamenti elettrici, controllare almeno due volte

l'intero circuito confrontandolo con lo schema elettrico, ed assicurarsi che non esistano corto-circuiti tra la massa ed il lato positivo dell'alimentazione anodica.

Collegare quindi un altoparlante ai capi del secondario del trasformatore di uscita, inserire le valvole, collegare i due « clip » ai cappucci delle valvole 807 corrispondenti alle rispettive placche, ed accendere l'apparecchio.

Controllare innanzitutto che l'alta tensione, abbia un valore compreso tra + 450 e + 470 volt rispetto alla massa. Se — durante il periodo di riscaldamento delle valvole — si udisse un forte rumore, spegnere immediatamente l'apparecchio, ed invertire il collegamento della reazione negativa e quello di massa, facenti capo all'avvolgimento secondario del trasformatore di uscita.

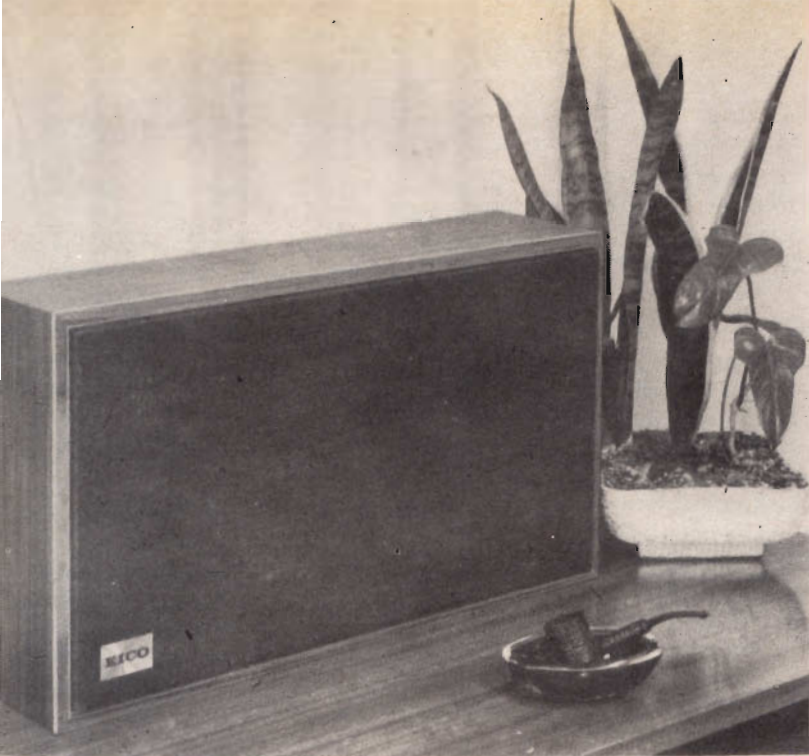
A funzionamento regolare, non si deve udire alcun rumore di fondo, fatta eccezione per un certo « fruscio » emesso dall'altoparlante e che sta ad indicare semplicemente che l'apparecchio è acceso. Si raccomanda di non toccare il contatto di ingresso di griglia della valvola EF 86, perchè — se il funzionamento è normale — l'intenso ronzio che ne deriverebbe potrebbe arrecare seri danni all'altoparlante.

Desiderandolo, è possibile collegare un rilevatore fonografico a cristallo all'ingresso della valvola EF 86 (tramite un controllo di volume provvisorio), ed effettuare una prova preliminare di riproduzione.

IMPORTANTE:

Si raccomanda di non accendere in nessun caso l'amplificatore, senza che ai terminali di uscita sia collegato un altoparlante perchè diversamente potrebbe accadere che — non appena si applica un segnale qualsiasi all'ingresso dell'apparecchio — il trasformatore di uscita subisca gravi danni, a causa del funzionamento a piena potenza in assenza di carico.

Se si desidera effettuare delle prove particolari, senza essere disturbati dal suono prodotto dall'altoparlante quando si applica un segnale di ingresso, è indispen-



MOBILE ACUSTICO "EICO,, mod. HFS-6 3 GAMME SONORE 3 COMPLESSI RIPRODUTTORI

CARATTERISTICHE TECNICHE

3 riproduttori « Woofer » da 25 cm, magneti in lega ceramica da 350 grammi, frequenza di risonanza uguale a 30 Hz - Altoparlante per le note medie da 21,5 cm con cono interno smorzatore - « Tweeter » con radiatore a cupola.

« **Crossovers** » - Passa-alto (≥ 600 Hz) realizzato con circuito LC, per alimentare l'altoparlante, da 21,5 cm - Passa-alto (≥ 4000 Hz) realizzato con un ponte capacitivo, per alimentare il « Tweeter ».

Comandi - Attenuatore delle note alte per adattare la riproduzione alla risonanza dell'ambiente.

Gamma di frequenza riproducibile - Da 50 a 20.000 Hz.

Cassa acustica - Ad apertura posteriore variabile per appiattire il picco di impedenza alla risonanza fondamentale.

Potenza di dissipazione - 25 Watt (per « pieni » orchestrali sino a 40 W).

Rendimento elettro acustico - Normale. Può essere pilotato da un amplificatore da 10 W.

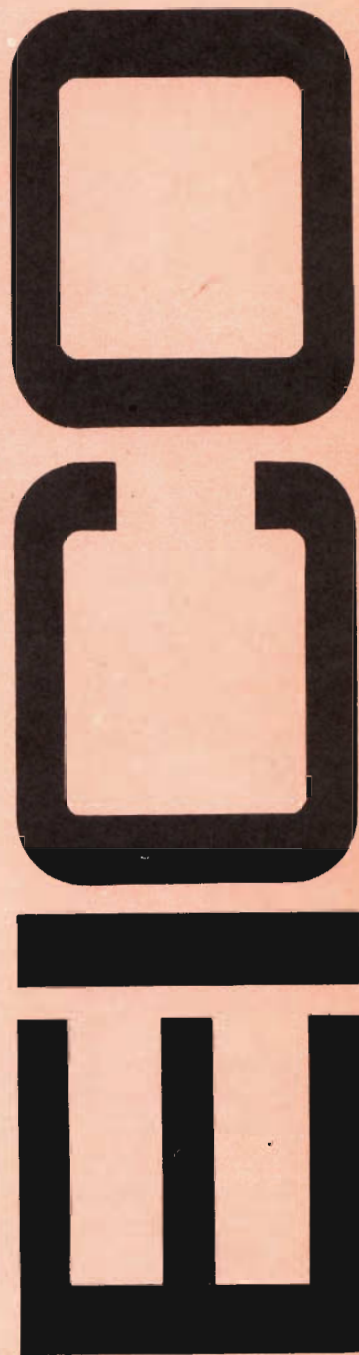
Impedenza - 8 ohm.

Dimensioni d'ingombro - cm. 33 x 59 x 14,5. **Peso** - circa 11,3 Kg.

Il modello HFS6 per le sue caratteristiche è il riproduttore acustico per alta fedeltà più venduto in America.

A/520-4

PREZZO DI LISTINO LIRE 160.000



sabile applicare tra i terminali del secondario del trasformatore di uscita un carico fittizio, che può essere costituito — all'occorrenza — da una resistenza a filo, avente un valore di 15 Ohm, e adatta a sopportare una dissipazione di almeno 25 watt.

Le tensioni presenti nell'alimentatore e nella sezione di amplificazione finale, sono assai pericolose. Per questo motivo, si raccomanda al costruttore di agire sempre con la massima prudenza, quando fa funzionare l'apparecchio al di fuori del suo mobiletto. In particolare, occorre fare attenzione a non entrare mai in contatto, nè diretto nè indiretto, con i cappucci delle valvole 807. Su di essi, in assenza di segnale, è presente il massimo potenziale anodico (circa 470 volt a corrente continua) e, quando è applicato un segnale di ingresso di ampiezza sufficiente, esiste su tali contatti una tensione alternata alla frequenza del segnale che può raggiungere l'ampiezza di qualche migliaio di volt. Di conseguenza, se inavvertitamente si chiudesse tale circuito verso massa attraverso una mano o altra parte del corpo, si può essere colpiti da una scossa assai intensa, capace anche di provocare gravi ustioni.

L'unità di pre-amplificazione

Il pre-amplificatore costituisce la parte più delicata e più critica da realizzare dell'intera apparecchiatura, almeno per quanto riguarda il cablaggio. L'impiego di componenti di qualità scadente, come pure l'allestimento del circuito in modo irrazionale, possono essere motivo di rumori di fondo, crepitii, ecc., difficili da eliminare.

La piena potenza di 30 watt di uscita da parte dell'amplificatore finale corrisponde ad un segnale d'ingresso di 4 mV. Di conseguenza, è consigliabile adottare tutte le possibili precauzioni, atte a contenere il livello di rumore ad un valore inferiore alla massima potenza di uscita di almeno 40 dB.

Il maggiore inconveniente che solitamente si riscontra nelle apparecchiature

di amplificazione auto-costruite è appunto il rumore di fondo.

Durante la fase di progetto di questo amplificatore, sono stati adottati tutti gli accorgimenti possibili per contenere il livello del rumore di fondo risultante entro il valore minimo possibile, e — partendo dal presupposto che tutte le istruzioni fornite della costruzione siano state rigorosamente rispettate — il livello di rumore di fondo che si riscontra alla fine delle operazioni può essere considerato praticamente trascurabile.

Il circuito elettrico del pre-amplificatore è illustrato alla fig. 4.

Al fine di permettere una perfetta comprensione del suo funzionamento, e delle norme strettamente connesse alla disposizione che è stata adottata per i singoli componenti, riteniamo utile fare una breve descrizione del circuito adottato.

Il circuito

Il canale I (amplificazione normale) presenta due ingressi che fanno capo ad una delle unità del doppio triodo ECC 83 (V 6 A). Il segnale amplificato viene prelevato successivamente tramite il controllo di tono ed il controllo di volume, per essere poi convogliato alla presa 5 di uscita comune, collegata all'amplificatore di potenza.

Le resistenze di arresto R 20 ed R 21, presenti in serie ai collegamenti delle prese di ingresso, impediscono il verificarsi di fenomeni di reciproca influenza, nella eventualità che due trasduttori vengano usati contemporaneamente su di unico canale.

Il canale che si presenta alquanto più complesso è quello munito di dispositivo per il « vibrato », ossia il canale II. Gli ingressi che permettono di applicare il segnale a questo canale fanno capo, come nel canale precedente, alla **seconda** unità del doppio triodo V 6, con la differenza che — in questo caso — il segnale di uscita presente sulla placca di V 6 B viene inviato ad un altro triodo, V 7 A, che funge da stadio modulatore di ampiezza, per ottenere l'effetto tipico del « vibrato ».

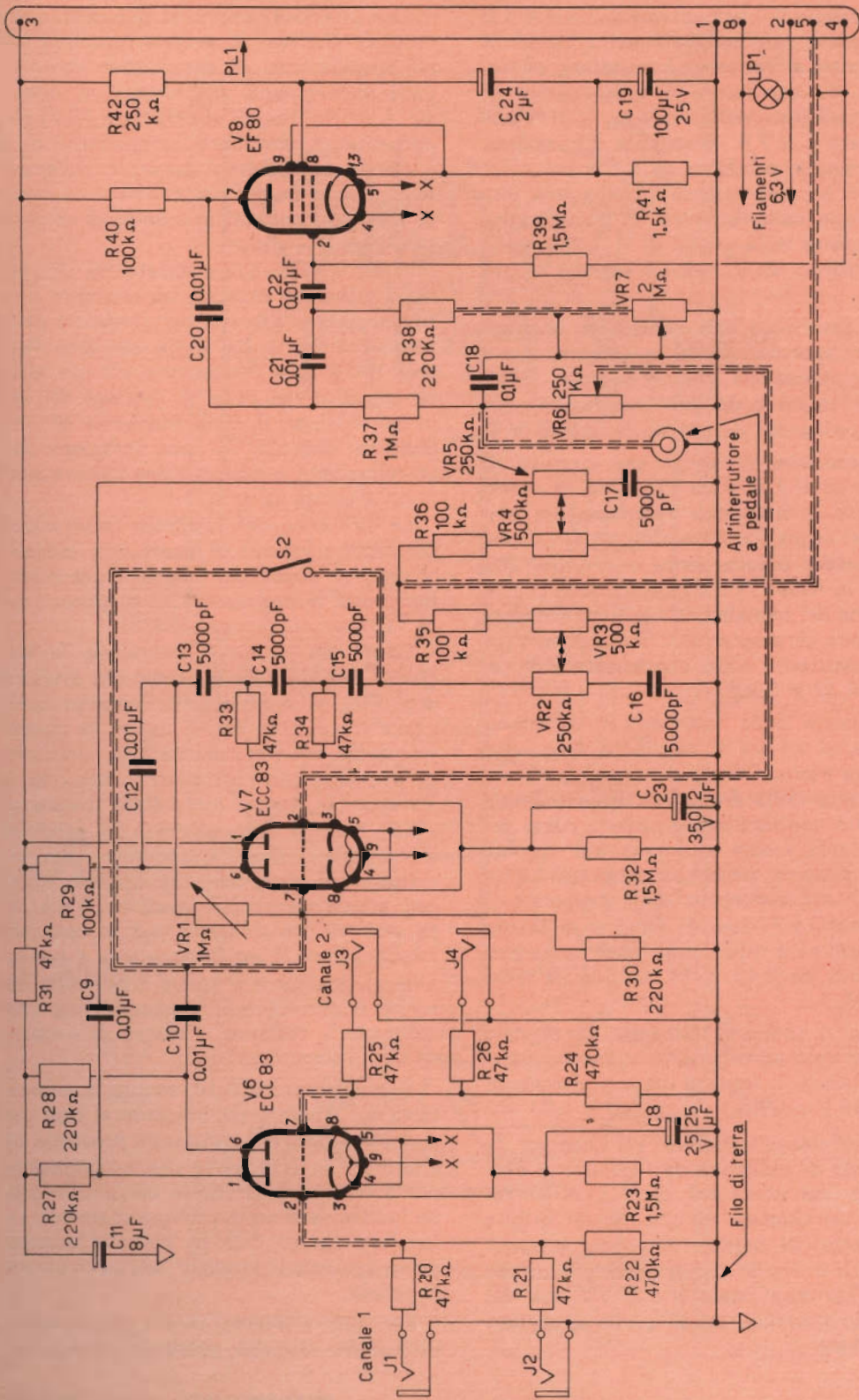


Fig. 4 - Schema elettrico del preamplificatore.

Entrambe le metà valvole V 7 A e V 7 B funzionano con accoppiamento catodico. Un segnale a frequenza bassissima, proveniente dall'oscillatore a spostamento di fase costituito dalla valvola V 8, viene applicato a V 7 B. Il segnale a frequenza molto bassa, prodotto da V 8 e dai componenti ad essa associati, determina una variazione della tensione di polarizzazione presente sulla griglia di V 7, che segue l'andamento dello stesso segnale applicato.

Ciò determina una variazione, anch'essa corrispondente, del guadagno, ossia dell'amplificazione che il segnale applicato all'ingresso del pre-amplificatore subisce passando attraverso lo stadio V 7.

La costante di tempo del circuito di catodo di V 7 è stata calcolata in modo tale che le frequenze relativamente elevate del segnale a frequenza acustica possano essere seguite senza alterazioni, ma anche in modo tale da permettere che la tensione del segnale dell'oscillatore di modulazione di ampiezza si sviluppi ai capi della resistenza e del condensatore di catodo, R 32 e C 23.

All'uscita della valvola V 7, di conseguenza, si ha sia il segnale a frequenza acustica (senza effetto di « vibrato »), sia una parte della frequenza fondamentale prodotta dall'oscillatore. Questa parte deve tuttavia essere eliminata dal segnale vero e proprio, perchè, in caso contrario, esso risulta deturpato dalla presenza di suoni sordi e ritmici. Il compito della sua eliminazione è affidato al filtro passa-alto costituito da C 13, C 14, C 15 e da R 33 ed R 34.

Dopo il suddetto filtraggio, il segnale viene inviato ad una uscita comune, come per il canale I, tramite il suo controllo di tono VR 2 o VR 5.

La resistenza variabile, VR 1, agisce da controllo di guadagno da regolarsi in precedenza nei confronti di V 7, e — facendo retrocedere al circuito di griglia una parte del segnale di uscita, è possibile fare in modo che il guadagno totale, apportato dagli stadi V 6 e V 7, sia del medesimo ammontare di quello apportato dal canale I.

Una ulteriore possibilità di questo apparecchio, che non è sempre reperibile negli amplificatori di produzione commerciale appartenenti alla medesima categoria, è costituita dall'interruttore (S 2) che consente di eliminare completamente il « vibrato », rendendo contemporaneamente eguale a quella del canale I la curva di responso del canale munito di dispositivo per il « vibrato ».

Il filtro passa-alto adottato nel circuito del « vibrato » provoca un responso particolarmente marcato nei confronti delle frequenze acute da parte dell'amplificatore relativo, e — sebbene ciò sia assai vantaggioso nel caso di impiego dell'apparecchio per il funzionamento di una chitarra elettrica — per l'impiego con un microfono la riproduzione diventa piuttosto « stridente ».

La presenza del suddetto interruttore permette pertanto di usare uno qualsiasi dei due canali per ottenere una riproduzione di buona qualità, in qualsiasi caso se ne presenti la necessità.

Come già abbiamo accennato, la valvola V 8 costituisce lo stadio che produce le oscillazioni a bassissima frequenza, compresa tra 5 e 12 Hz. Il valore di questa frequenza, ossia la rapidità delle variazioni di ampiezza che costituiscono appunto il « vibrato », viene controllato mediante VR 7, mentre la profondità di modulazione, vale a dire l'ammontare della variazione di ampiezza del segnale utile, può essere controllata mediante VR 6. Ai capi di VR 5 è collegato uno zoccolo per l'applicazione di un interruttore a pedale (SK 5), mediante il quale è possibile inserire o escludere immediatamente, con comando a distanza, l'effetto di « vibrato » dell'amplificatore.

Il condensatore C 18, avente la capacità di 0,1 microfarad, presente ai capi del suddetto comando a distanza, provvede ad eliminare le armoniche che accompagnano la frequenza prodotta dall'oscillatore, ed inoltre determina un funzionamento silenzioso (privo cioè di scariche quando viene azionato) da parte dell'interruttore a pedale.

Facciamo rilevare il valore piuttosto elevato delle capacità presenti nei circuiti

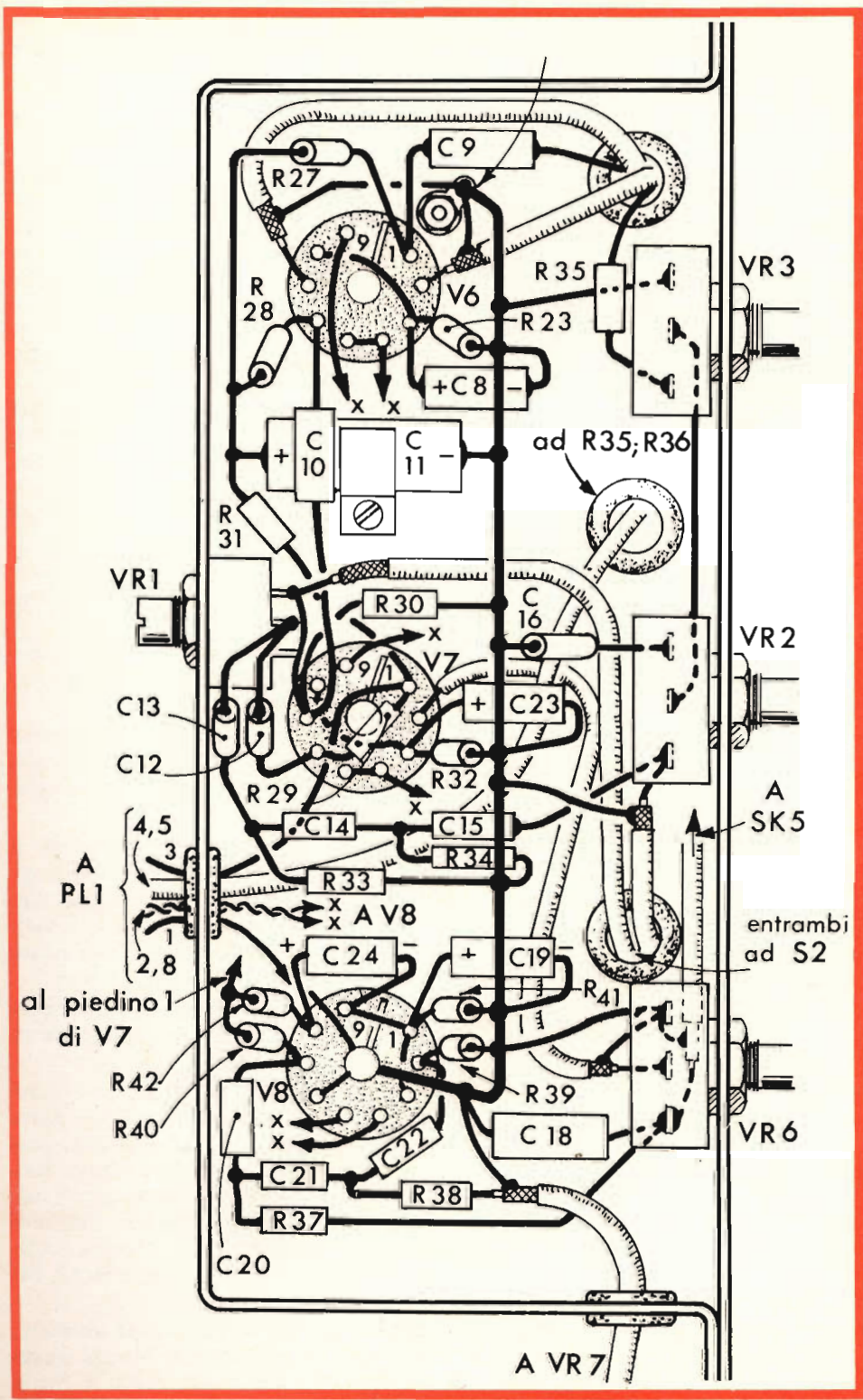


Fig. 5 - Disposizione dei vari pezzi sullo chassis e loro collegamenti.

di griglia schermo e di catodo nei circuiti della valvola V 8. Questo provvedimento è stato adottato — naturalmente — per ottenere il massimo rendimento nei confronti delle frequenze più basse.

COLLEGAMENTI SCHERMATI

Il pre-amplificatore è costituito in effetti da due unità complementari, vale a dire un piccolo chassis, e un pannello di comando, resi tra loro solidali mediante bulloncini.

Ovviamente, è necessario che molti dei collegamenti del pre-amplificatore siano schermati, ed è indispensabile usare dei cavetti schermati in tutti i collegamenti del circuito in cui ciò è prescritto, tutti i collegamenti devono essere saldati con molta cura, e — ripetiamo — la disposizione pratica dei vari componenti deve essere rispettata rigorosamente.

Occorre prestare particolare attenzione alle connessioni dei filamenti delle valvole nell'unità di pre-amplificazione. Tutte le linee facenti capo ai diversi filamenti devono essere intrecciate con cura, e collocate alla massima distanza possibile dalle connessioni percorse dal segnale. Si tenga presente che in nessun caso si deve utilizzare il telaio metallico come collegamento per portare ad un filamento la corrente di accensione.

La fig. 5 indica la disposizione dei diversi elementi del circuito sullo chassis, e la fig. 7 illustra dettagliatamente il piano di foratura dello stesso chassis. La disposizione dei componenti e delle connessioni relative sul pannello di comando sono invece illustrate alla fig. 6.

Costruzione del mobiletto

I particolari di foratura della fig. 7, nonché le figg. 8, 9, 10 e 11, forniscono tutti i dettagli necessari all'allestimento del mobiletto.

Consigliamo di costruire per primo il pannello frontale illustrato alla fig. 8, in modo che sia possibile adattarlo all'interno del mobiletto. È assai importante prevedere uno spazio sufficiente affinché

detto pannello possa appoggiarsi comodamente contro i supporti da mm 25 x 25, quando il materiale assorbente contro il quale appoggia l'altoparlante è applicato al suo posto.

Dopo aver praticato i necessari fori, e dopo aver ritagliato le aperture relative agli altoparlanti, questi ultimi devono essere applicati posteriormente al pannello, assicurandosi che essi risultino centrati rispetto ai fori, dopo di che è possibile procedere alla foratura per i bulloni di fissaggio.

Contrassegnare questi fori sulla superficie anteriore del pannello frontale, e — usando bulloni di tipo adatto — fissare gli altoparlanti stessi, preferibilmente facendo in modo che i terminali delle bobine mobili risultino rivolti verso il basso.

La parte restante della costruzione del mobiletto non presenta serie difficoltà, se si fa eccezione per l'applicazione di uno scompartimento in cui sia possibile riporre i cavi.

Si tratta di una semplice scatola, montata sul fondo del mobiletto nell'angolo inferiore destro.

Nella parte anteriore dello scompartimento stesso viene applicato un portello provvisto di cerniera, e di un fermaglio per bloccarlo.

Incidentalmente, aggiungiamo che il pannello che sostiene l'altoparlante o gli altoparlanti, può essere avvitato su supporti aventi una sezione di 25 x 25 mm, oppure — alternativamente — può essere incollato ed inchiodato.

Quest'ultimo sistema è esteticamente migliore, in quanto non vi sono teste di viti all'esterno.

Il pannello deve rimanere a parte finché non si è provveduto a ricoprire la parte restante del mobiletto con un tessuto plastificato, e con altro materiale adatto. Successivamente, il pannello viene spinto nella sua sede, e fissato come abbiamo precedentemente accennato. Ricoprire anche i lati ed il fondo dell'alloggiamento del pre-amplificatore.

Quando la ricopertura è stata ultimata, costruire la chiusura posteriore nel modo illustrato nella figura 10, dopo di che è

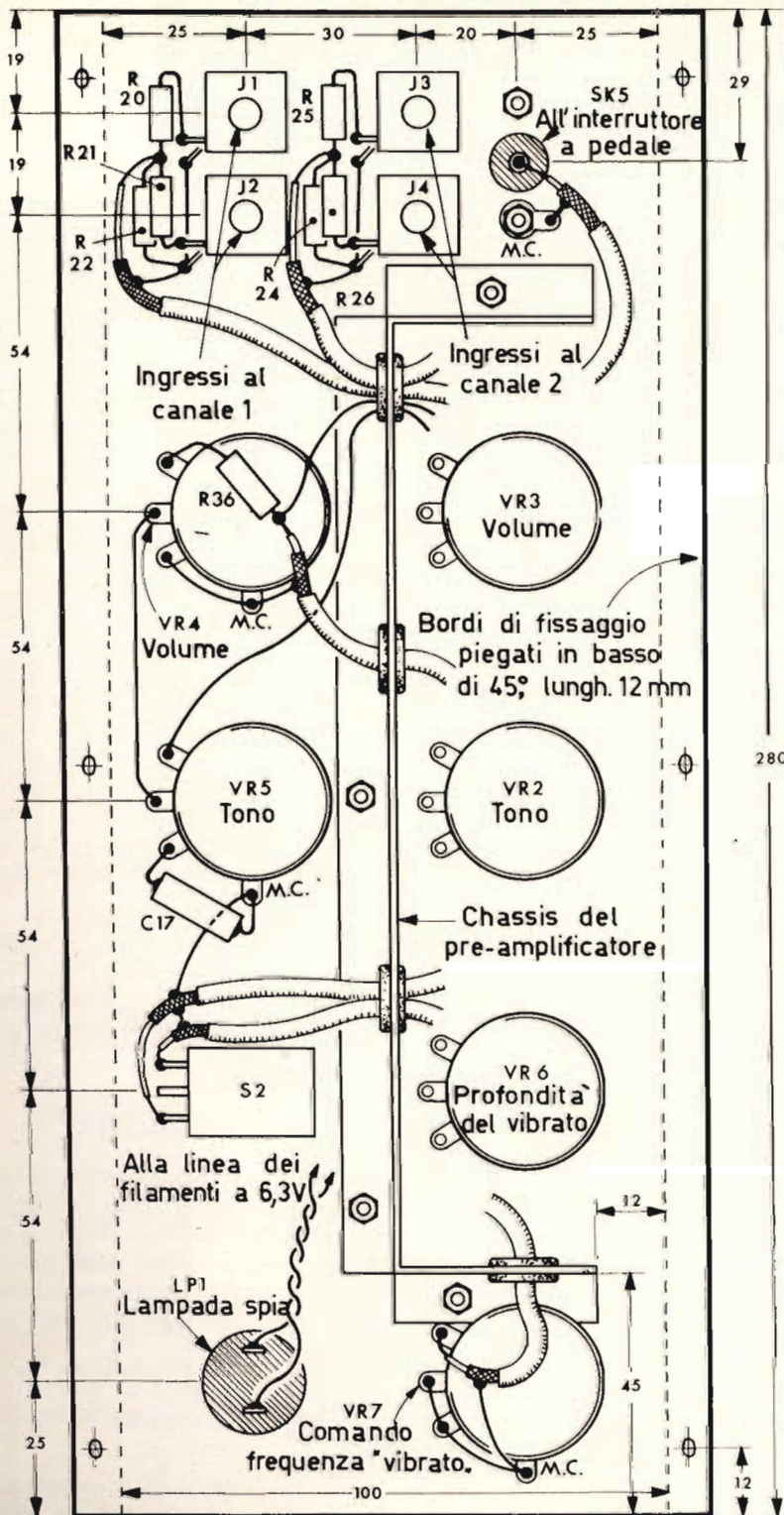
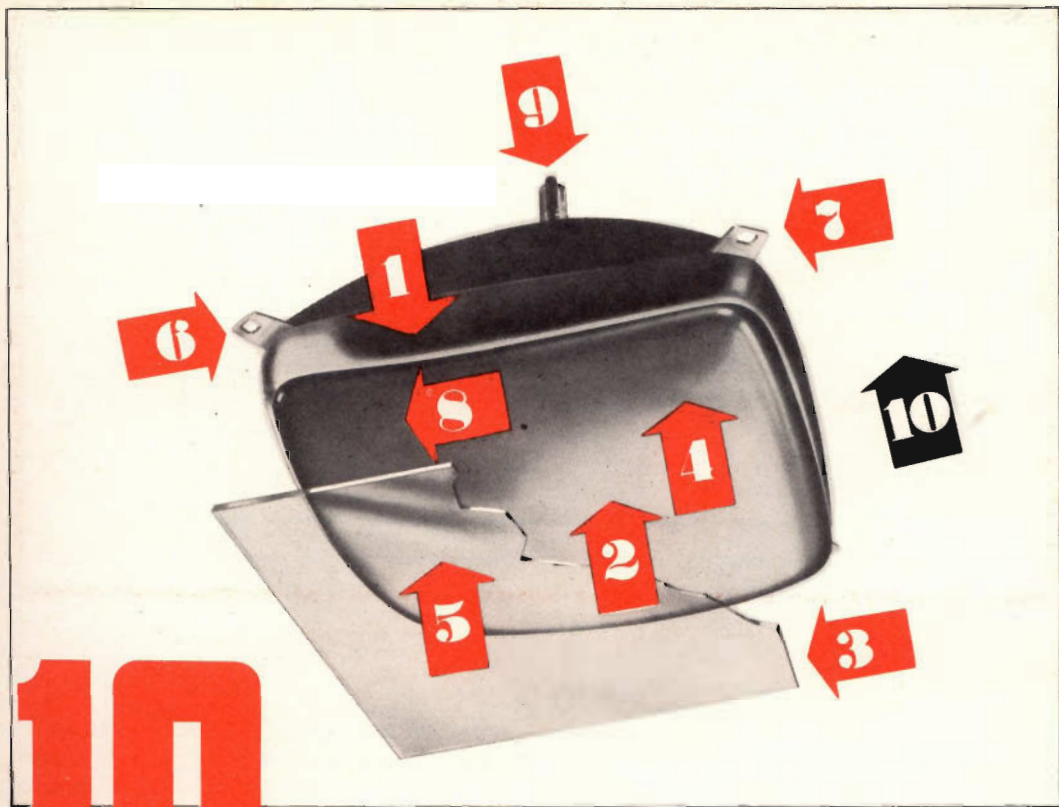


Fig. 6 - Collegamenti tra le parti del pannello comandi.



10

SONO I VANTAGGI OFFERTI DAI

CINESCOPI

PHILIPS

A 47-11 W e A 59-11 W

VISIONE
diretta

- 1** Protezione integrale **2** Visione diretta dell'immagine **3** Soppressione del cristallo di protezione
4 Migliore qualità dell'immagine **5** Facilità di rimozione della polvere dallo schermo **6** Montaggio rapido e semplificato **7** Riduzione della profondità del mobile del Televisore **8** Riduzione del costo di produzione dei televisori **9** Migliore focalizzazione ottenuta mediante l'impiego di un cannone elettronico "corto" con lente unipotenziale **10** Maggiore libertà nella progettazione dei mobili



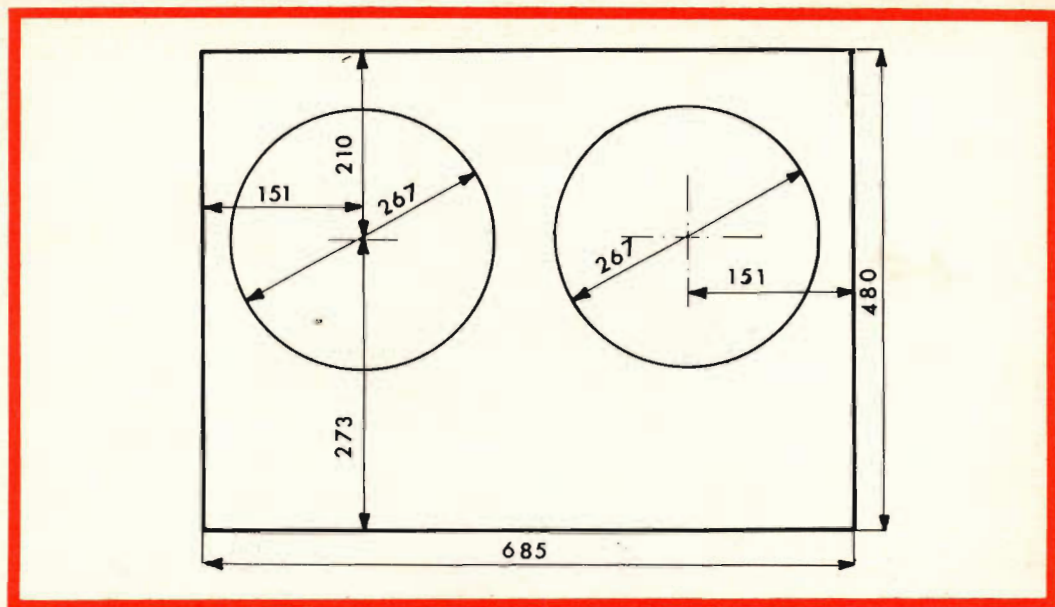


Fig. 8 - Dati costruttivi del pannello frontale del mobiletto.

al trasformatore d'uscita, avendo cura di effettuare il collegamento in modo che il loro funzionamento risulti in fase. A tale scopo, collegare momentaneamente una pila che fornisca una tensione di 3 volt ad una delle bobine mobili, e — una volta stabilita la polarità — controllare se, applicando la suddetta tensione continua — il cono si sposta verso l'esterno, o all'interno. Ciò fatto, contrassegnare il polo della bobina stessa corrispondente al polo positivo della batteria.

Successivamente, ripetere la prova con l'altro altoparlante, e stabilire a quale dei due terminali deve essere collegato il polo positivo della batteria affinché applicando la tensione — il cono si sposti nella medesima direzione in cui si sposta quello del primo altoparlante.

Infine, collegare tra loro in parallelo i due altoparlanti, facendo in modo che i due terminali così contrassegnati risultino connessi tra loro direttamente.

Un ultimo controllo può essere quindi eseguito con la stessa batteria, al fine di accertare che — applicando sempre la medesima tensione ai due altoparlanti col-

legati in parallelo — il cono si muova in entrambi nella medesima direzione. Inserire quindi l'unità di alimentazione e di amplificazione di potenza internamente al mobiletto, facendo in modo che il trasformatore di alimentazione si trovi in posizione pressochè centrale, al di sotto della maniglia prevista per il trasporto. Onde non compromettere la comodità di trasporto provare a sollevare l'intero apparecchio, al fine di accertare che i pesi siano sufficientemente bilanciati.

A questo punto, si può bloccare mediante viti adatte l'amplificatore di potenza sul fondo del mobiletto. Far passare il cordone di rete fino al pannello posteriore di chiusura, ed applicare nel punto scelto il fusibile di sicurezza, e l'interruttore di accensione.

Lasciare una lunghezza di cavo pari a circa 1 metro all'interno del mobiletto, al fine di consentire l'estrazione dell'amplificatore senza smontare l'interruttore ed il fusibile.

Collegare infine il cavetto proveniente dagli altoparlanti, alle apposite prese del trasformatore di uscita.

Dopo aver verniciato nel colore deside-

rato il pannello di comando del pre-amplificatore, applicare le manopole, ed inserire al suo posto l'apparecchio nell'apposita apertura praticata sulla sommità del mobiletto. Fissarlo saldamente mediante viti, ed inserire lo zoccolo del cavo multiplo di collegamento nell'apposita presa prevista sull'amplificatore di potenza.

È opportuno assicurarsi che il suddetto cavo di collegamento passi ad una notevole distanza dalle valvole soggette a forte riscaldamento durante il funzionamento dell'apparecchio, e — ove lo si ritenga opportuno — si provveda ad ancorarlo ad una parete interna dello stesso mobiletto.

A questo punto, è consigliabile lasciare aperta la parte posteriore del mobile per permettere un eventuale intervento in caso di necessità.

Il collaudo finale

Portare tutti i comandi del pannello dell'amplificatore nella posizione estrema in senso anti-orario, ed accendere l'apparecchio.

Dopo un certo periodo, necessario per il riscaldamento dei filamenti, si deve udire un leggero fruscio proveniente dagli altoparlanti. Se tale fruscio risultasse eccessivamente intenso, ciò starebbe ad indicare inequivocabilmente un difetto di costruzione o di montaggio.

Assicurarsi che l'interruttore S 1 sia in posizione « normale », dopo di che si può iniziare ad aumentare lentamente il volume del canale II. In posizione di massima amplificazione di questo comando, si deve udire un rumore notevole proveniente dagli altoparlanti, costituito da rumore di fondo misto ad un certo fruscio. Ciò è del tutto normale, in quanto l'attacco di ingresso è « aperto ».

Se ora si pone in corto-circuito la presa di ingresso di quel canale, si deve riscontrare l'immediata scomparsa del rumore di fondo, mentre il fruscio, dovuto a fenomeni di agitazione termica interna alle valvole, resterà evidente.

Ripetere la medesima operazione nei confronti del canale II, verificando anche il funzionamento dei controlli di tono.

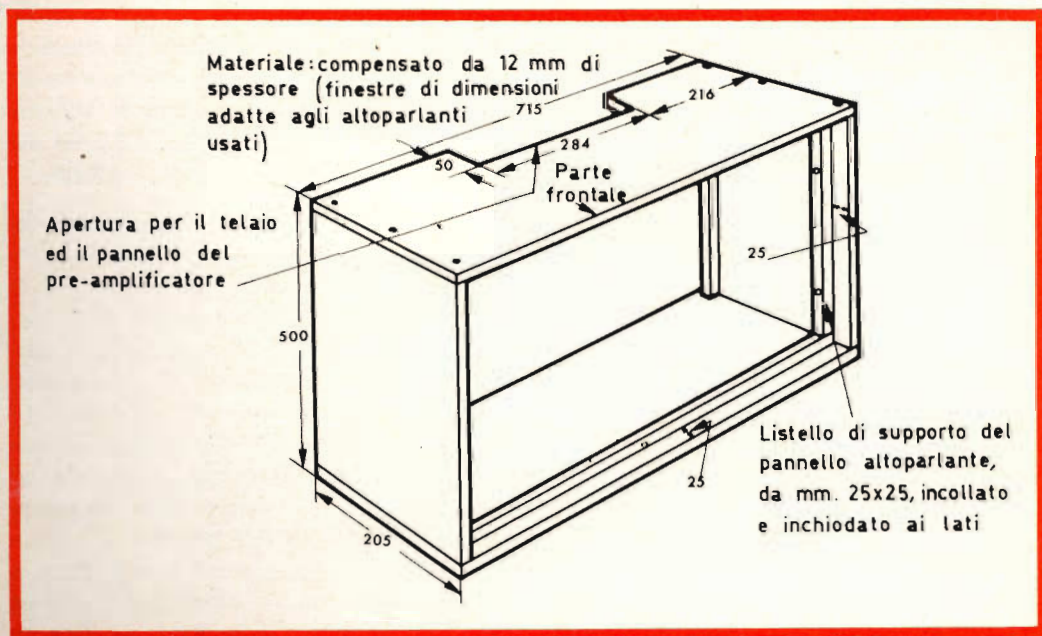


Fig. 9 - Dettagli costruttivi del mobiletto in legno compensato, spessore 12 mm.

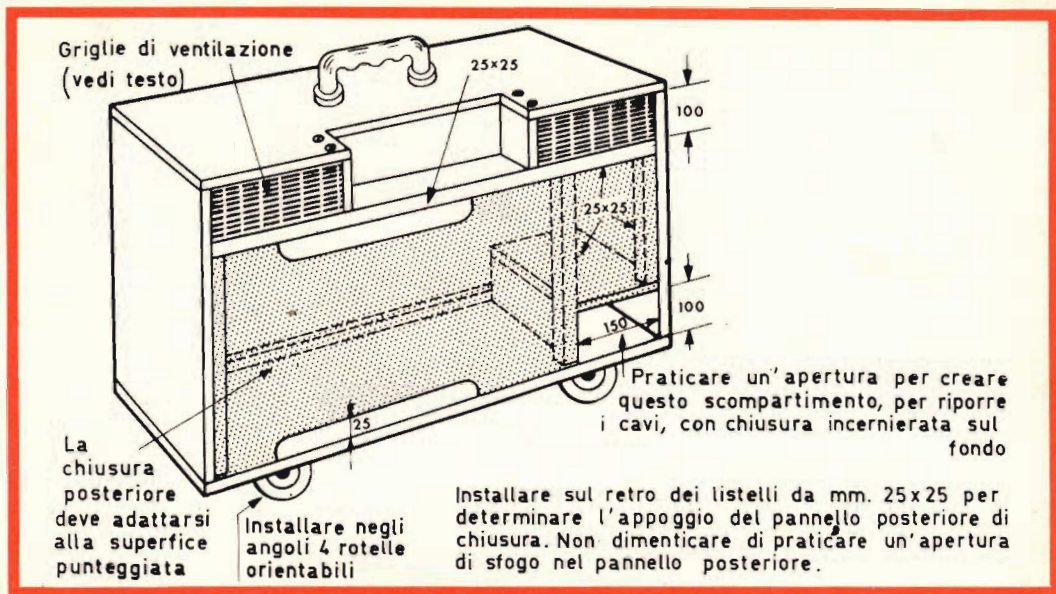


Fig. 10 - Dettagli costruttivi del mobile.

Nell'eventualità che il livello di rumore del canale II risulti assai maggiore di quello riscontrato nei confronti del canale I, regolare attentamente VR 1 (tenendo l'interruttore in posizione « vibrato »), finchè i due livelli di rumore risultino perfettamente identici tra loro.

Se è possibile, applicare una sorgente di segnale, che può essere costituito da un apparecchio radio, un microfono, un rilevatore fonografico o un generatore apposito, ad una delle prese di ingresso, tramite un controllo di volume atto ad impedire di sovraccaricare lo stadio di ingresso, e controllare il funzionamento dell'amplificatore dal punto di vista della potenza e della qualità di riproduzione.

Mediante il controllo di volume separato, e facendo uso dei comandi dell'amplificatore per regolare il volume di uscita, mantenere il livello del segnale di ingresso ad un valore assai ridotto.

Con l'applicazione del segnale di ingresso, è possibile anche controllare il funzionamento del dispositivo per il « vibra-

to », e — dal momento che è possibile riscontrare qualche difficoltà — diamo qui di seguito alcuni ragguagli utili.

- 1) Se l'effetto di « vibrato » è soddisfacente, ma il suono riprodotto è accompagnato da un rumore ritmico e sordo, aggiungere una resistenza da 100 mila Ohm in parallelo ad R 33, ed aumentare il valore di C 18 a 0,2 μ F.
- 2) Se la profondità di modulazione del « vibrato » sembra essere soddisfacente, ma le relative oscillazioni cessano in corrispondenza della posizione più bassa del comando di frequenza delle stesse, controllare che non vi siano dispersioni internamente alle capacità C 19 e C 24, provare a sostituire la valvola V 8 con altra eguale, e portare ad 1 Megaohm il valore della resistenza R 39. Se si ha tale possibilità, collaudare l'apparecchio con una chitarra, e — regolando in modo opportuno la resistenza variabile RV 1 — fare in modo che i due canali forniscano il medesimo guadagno.

La ricerca dei guasti

Una volta completata la costruzione, è possibile che si riscontri la presenza di qualche inconveniente, dovuto — per lo più — all'impiego di componenti difettosi, o a qualche errore di collegamento. Forniamo pertanto alcune note di aiuto agli effetti della ricerca della causa.

Rumore di fondo: è assai probabile che derivi dalla catena di accensione dei filamenti. Se il trasformatore di accensione non è munito di presa centrale, staccare il collegamento a massa del relativo secondario, ed applicare una resistenza variabile al suo posto, facendo in modo che il cursore sia collegato alla massa nel punto citato. Regolare poi la posizione del cursore sulla suddetta resistenza, fino a ridurre al minimo il rumore di fondo. Facciamo presente che — se una delle valvole ha il catodo in corto-circuito col filamento — si ha un rumore di fondo assai simile a quello dovuto ad un difetto nei condensatori di filtro.

Distorsione: ovviamente, una certa distorsione si manifesta quando l'amplificatore funziona a massima potenza, oppure quando il segnale applicato all'ingresso è di ampiezza tale da provocare la saturazione del primo stadio. Tuttavia, se la distorsione si riscontra per qualsiasi livello del segnale, è evidente la presenza di un difetto.

Controllare quindi che tutte le resistenze di arresto di griglia abbiano il valore esatto e che tutti i collegamenti di schermo siano stati eseguiti nel modo corretto.

Gli schermi di metallo sulle valvole di vecchio tipo non sono indispensabili, ma il loro uso può contribuire ad eliminare le cause di instabilità.

Sotto tale aspetto, vale la pena di eseguire una prova con la valvola ECC 83 presente sull'amplificatore di potenza.

In alcuni casi, può risultare vantaggioso collegare a massa le intelaiature metalliche degli altoparlanti, per eliminare fonti di instabilità di origine dubbia.

In genere, i fenomeni di instabilità di funzionamento sono dovuti ad una irra-

zionale disposizione dei componenti, ad uno scarso schermaggio, ecc., e — se la tecnica di montaggio descritta è stata seguita perfettamente — non si devono riscontrare inconvenienti di questo genere.

Un importante controllo consiste nello assicurarsi che entrambe le valvole finali siano percorse dalla medesima intensità di corrente anodica, sebbene una eventuale differenza dell'ordine di 5 o 10 milliampère possa essere considerata trascurabile agli effetti pratici. Precisiamo però che una grave differenza tra le due intensità di corrente può essere causa di funzionamento con scarsa potenza di uscita, e con notevole distorsione. Se si riscontra tale eventualità, controllare innanzitutto lo stato delle due valvole finali, e — in secondo luogo — controllare che non vi sia qualche errore di collegamento, che provochi una differenza tra le rispettive tensioni di polarizzazione di griglia.

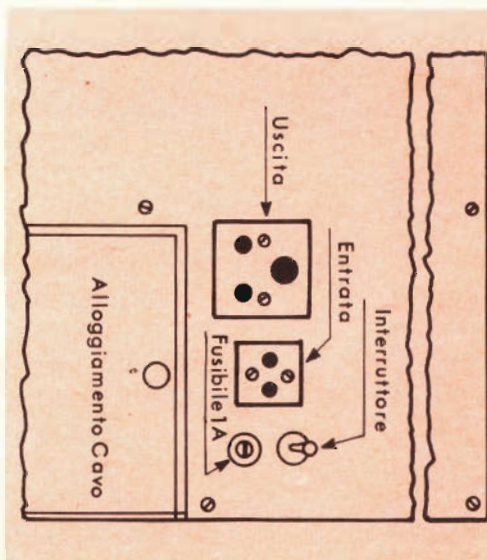
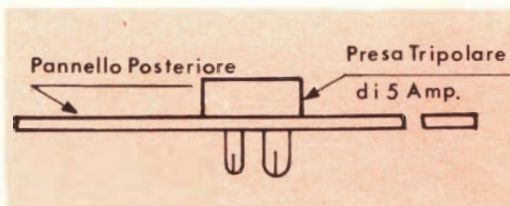
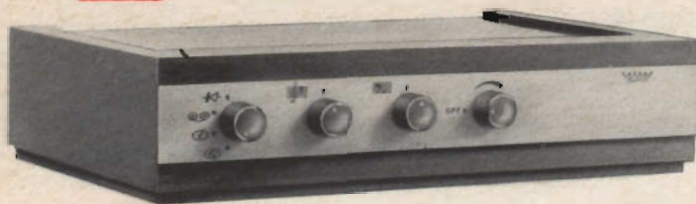


Fig. 11 - Vista di fianco e di fronte delle prese di ingresso e d'uscita dell'amplificatore.

STEREO AMPLIFIER 8 W



mod. UB 31

Sensibilità: 280 mV pick-up 40 mV radio
Distorsione armonica (a 8 W): $\leq 8\%$
Risposta di frequenza (a -3 dB): 30 \div 18.000 Hz
Controllo toni alti e bassi separati
Commutazione ingressi mono e stereofonici
Semiconduttori impiegati N. 14
Alimentazione: 110 \div 220 Vca - 50 Hz
Dimensioni: 332 x 223 x 77 mm.
KIT SM/409 WIRED Z/709

AM-FM TUNER



mod. UL 40

Sensibilità FM: 8 μ V
Sensibilità AM: 560 μ V/m
Tensione d'uscita: 0,8 V
Antenna AM incorporata
Scala parlante illuminata
Uscita BF preamplificata ed equalizzata
Semiconduttori impiegati N. 12
Alimentazione 110 \div 220 Vca - 50 Hz
Dimensioni: 332 x 223 x 77 mm.
KIT SM/410 WIRED Z/710



DISTRIBUTED BY
MILAN - LONDON - NEW YORK





RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

IMPIEGO DEI DIODI ZENER AL SILICIO IN BASSA ED ALTA FREQUENZA

(Da « Le Haut Parleur »)

Il diodo « zener » può essere impiegato nei circuiti elettronici funzionanti ad Alta o a Bassa Frequenza, nei quali risulta necessario disporre di una tensione di alimentazione stabile. In altri tipi di circuiti, questo diodo può essere usato sia come commutatore, sia come limitatore.

— ad esempio — della polarizzazione di stadi di amplificazione.

La **figura 1** rappresenta appunto l'impiego di un diodo « zener » collegato tra i catodi di uno stadio finale in controfase in classe AB, e la massa. In questo tipo di applicazione, la caratteristica di funzionamento del diodo viene sfruttata per mantenere costante la tensione di polarizzazione applicata alle due griglie, indipendentemente — entro certi limiti —

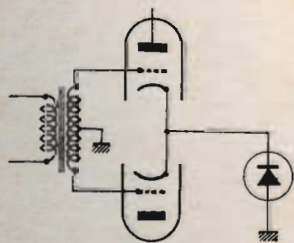


Figura 1

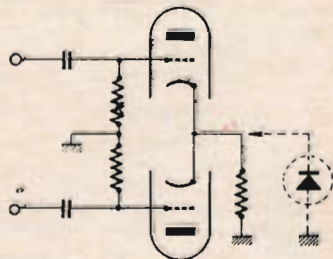


Figura 2

L'articolo, che occupa circa due pagine della rivista, esamina numerosi esempi di impiego del diodo « zener » agli effetti

dalle variazioni di intensità della corrente anodica che passa attraverso le due valvole.

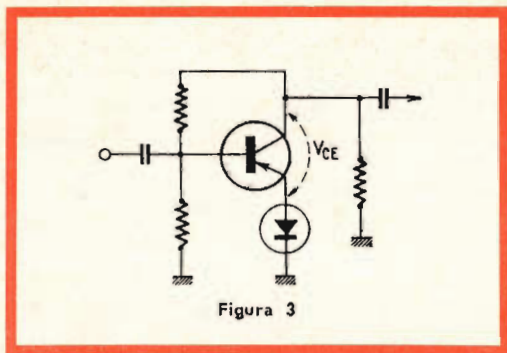


Figura 3

La figura 2 rappresenta invece un'applicazione analoga, relativa ad un amplificatore finale in controfase, funzionante in classe B. In questo caso, il diodo viene collegato in parallelo alla resistenza catodica, e provvede a stabilire il cosiddetto « punto di lavoro ».

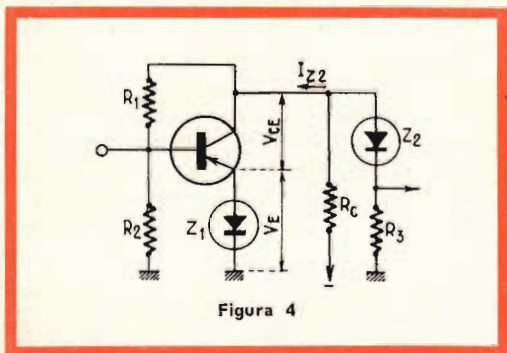


Figura 4

Come si può osservare alla figura 3, il medesimo principio può essere sfruttato anche per ottenere una polarizzazione

costante tra la giunzione emettitore-base di un transistor.

Tra i vari accorgimenti circuitati, l'« zener » negli amplificatori a corrente continua esamina anche l'impiego del diodo continua. Ad esempio, la figura 4 illustra un circuito nel quale il diodo viene impiegato — oltre che per stabilizzare

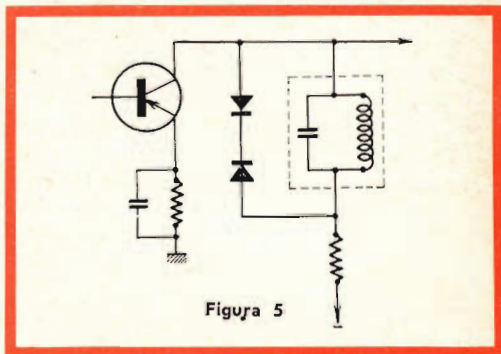


Figura 5

la polarizzazione di base, anche per effettuare l'accoppiamento diretto allo stadio successivo.

Nei circuiti funzionanti ad Alta Frequenza, come in quello illustrato alla figura 5, due diodi collegati — ad esempio — in senso opposto, ed applicati in parallelo al primario di un trasformatore di Media Frequenza, agiscono in modo tale da determinare il noto effetto di limitazione, necessario ad evitare che la modulazione di ampiezza della portante alteri la ricezione in Modulazione di frequenza.

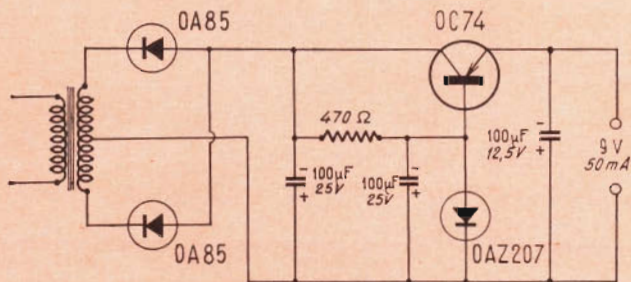


Figura 6

Al termine dell'articolo, viene esaminato l'impiego del diodo « zener » agli effetti dell'alimentazione, per ottenere una tensione di uscita stabile, indipendentemente dall'assorbimento di corrente da parte del carico, come nel caso del circuito illustrato alla figura 6.

INDICATORE OTTICO DI MODULAZIONE, PER MAGNETOFONI E TRANSISTORI

(Da « L'électricité électronique moderne »)

Sui magnetofoni funzionanti a transistori, si ricorre sovente all'impiego dell'indicatore del tipo DM71 per effettuare il controllo del livello di ampiezza del segnale di Bassa Frequenza di registrazione.

Quando si tratta di magnetofoni funzionanti con alimentazione a corrente alternata, prelevata dalla rete mediante un trasformatore convenzionale di alimentazione, il problema relativo al riscaldamento del filamento dell'indicatore catodico, e quello relativo alla sua alimentazione anodica è facilmente risolto. In tal caso — infatti — è possibile usare un indicatore di tipo classico come la EMM84.

L'indicatore catodico DM71/1N3 presenta un filamento a riscaldamento diretto, alimentato con una tensione di 1,4 volt, e con una corrente di 25 milliampère, e — per il suo regolare funzionamento — è necessario inoltre disporre di una tensione anodica di valore compreso tra 50 e 90 volt.

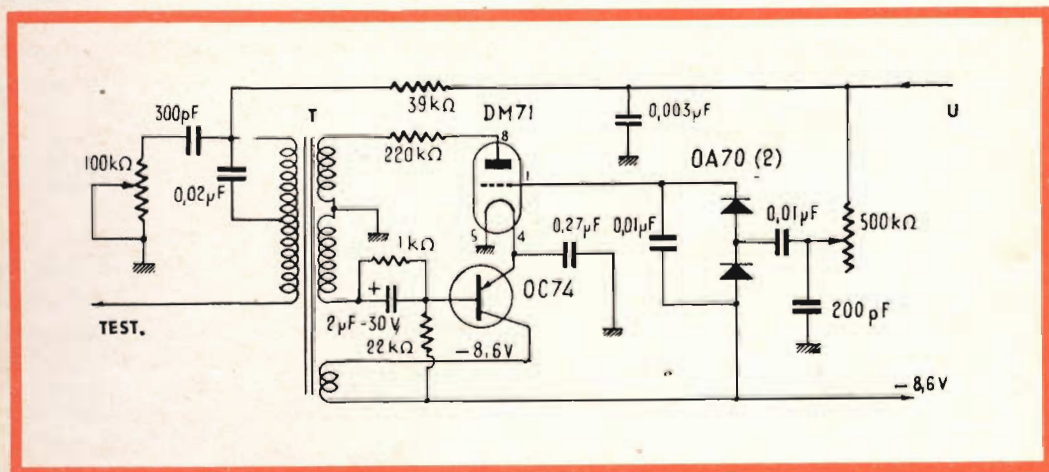
Per ottenere queste due tensioni, la Grundig impiega sui suoi magnetofoni auto-alimentati del tipo TK1 e TK1E, funzio-

nanti a transistori, lo schema illustrato alla figura che qui riportiamo. Come si può osservare, il filamento della valvola DM71 è collegato in serie all'emettitore del transistor OC74, che funziona come stadio oscillatore per la produzione dei segnali di premagnetizzazione.

La placca della DN71 viene collegata — tramite una resistenza in serie, del valore di 220.000 ohm — ad un avvolgimento elevatore del trasformatore per la produzione delle oscillazioni.

Le tensioni di Bassa Frequenza ed i segnali di pre-magnetizzazione vengono inviati alla testina di registrazione e di riproduzione ad opera di un altro avvolgimento, facente parte del medesimo trasformatore. Facciamo inoltre rilevare che le stesse tensioni risultano applicate — contemporaneamente — anche ad un circuito duplicatore di tensione, come si osserva nello schema elettrico, costituito da due diodi del tipo OA 71, e ciò allo scopo di controllare la polarizzazione di griglia della valvola indicatrice, mediante la componente continua derivante dalla rettificatrice del segnale.

Si potrà rilevare che l'oscillatore non serve ad altro scopo che per la pre-magnetizzazione del nastro e per l'alimentazione



Circuito elettrico dell'indicatore ottico di modulazione, descritto in questa nota. T rappresenta il trasformatore dell'oscillatore per la produzione della corrente alternata di pre-magnetizzazione. Il terminale TEST. fa capo alla testina di registrazione, mentre al terminale U è disponibile il segnale di Bassa Frequenza.

anodica della DN71, mentre non viene sfruttato agli effetti della cancellazione, e ciò per evitare l'ulteriore consumo della energia fornita dalle batterie. La cancellazione — al contrario — viene effettuata con l'aiuto di un magnete permanente a struttura circolare, installato in modo che risulti orientabile, ed il cui traferro viene ad essere applicato contro il nastro, prima che questo passi davanti alla testina, sia per registrare con la cancellazione contemporanea delle precedenti registrazioni, sia semplicemente per cancellare.

UN ABACO PER FACILITARE IL CALCOLO DELLE LINEE DI RITARDO

(Da « Electronics »)

L'abaco che qui riportiamo integralmente semplifica i calcoli necessari per la progettazione delle linee di ritardo a valore costante di « k ».

Una linea di ritardo del tipo a parametri concentrati consiste in una serie in cascata di circuiti reattivi simmetrici del tipo a « π » o a « T ».

Quando il rapporto $L/C = k$ è di valore costante, si dice che il circuito è del tipo passa-basso, a « k » costante. L'impedenza caratteristica Z di una serie in cascata o passa-basso, a « k » costante, è data da:

$$Z = (L/C)^{1/2}$$

nella quale L e C rappresentano rispettivamente l'induttanza e la capacità per sezione.

L'attenuazione del circuito a reattanza è pari a zero per tutte le frequenze fino a quella corrispondente al valore di taglio « f_c ». Questa frequenza è data da:

$$f_c = 1/\pi (LC)^{1/2}$$

Nei confronti di segnali di ingresso contenenti frequenze di valore inferiore ad f_c , una sezione passa-basso a « k » costante determina il medesimo segnale in corrispondenza dell'uscita, ma con un ritardo

di tempo pari a T_s . Il suddetto ritardo per sezione è dato da:

$$T_s = 1/\pi f_c = (LC)^{1/2}$$

Il ritardo di tempo totale per un segnale che venga fatto passare attraverso un numero N di sezioni in cascata, è dato da:

$$T_d = NT_s = N (LC)^{1/2}$$

Ciascun circuito esercita una certa influenza sul tempo di salita della forma d'onda del segnale di ingresso. Quando l'ingresso è una funzione a gradini, avente componenti di frequenza inferiore al valore di f_c , il tempo di salita dovuto ad una sezione è dato da:

$$T_{r1} = 1,1 (LC)^{1/2}$$

Il tempo di salita totale di una linea di ritardo costituita da un numero N di sezioni, è dato da:

$$T_r = 1,1 N^{1/3} (LC)^{1/2}$$

Dividendo la quarta e la sesta formula, e risolvendo rispetto ad N, il numero dei settori della linea di ritardo è dato da:

$$N = 1,2 (T_d/T_r)^{3/2}$$

Una volta noti il tempo di ritardo totale, il tempo di salita totale, e le esigenze relative alla caratteristica di impedenza, è possibile progettare una linea di ritardo usufruendo delle equazioni di cui sopra, e dell'abaco qui riportato.

A titolo di esempio, supponiamo di dover realizzare una linea di ritardo avente le seguenti caratteristiche:

Tempo di ritardo totale, $T_d = 50$ microsecondi

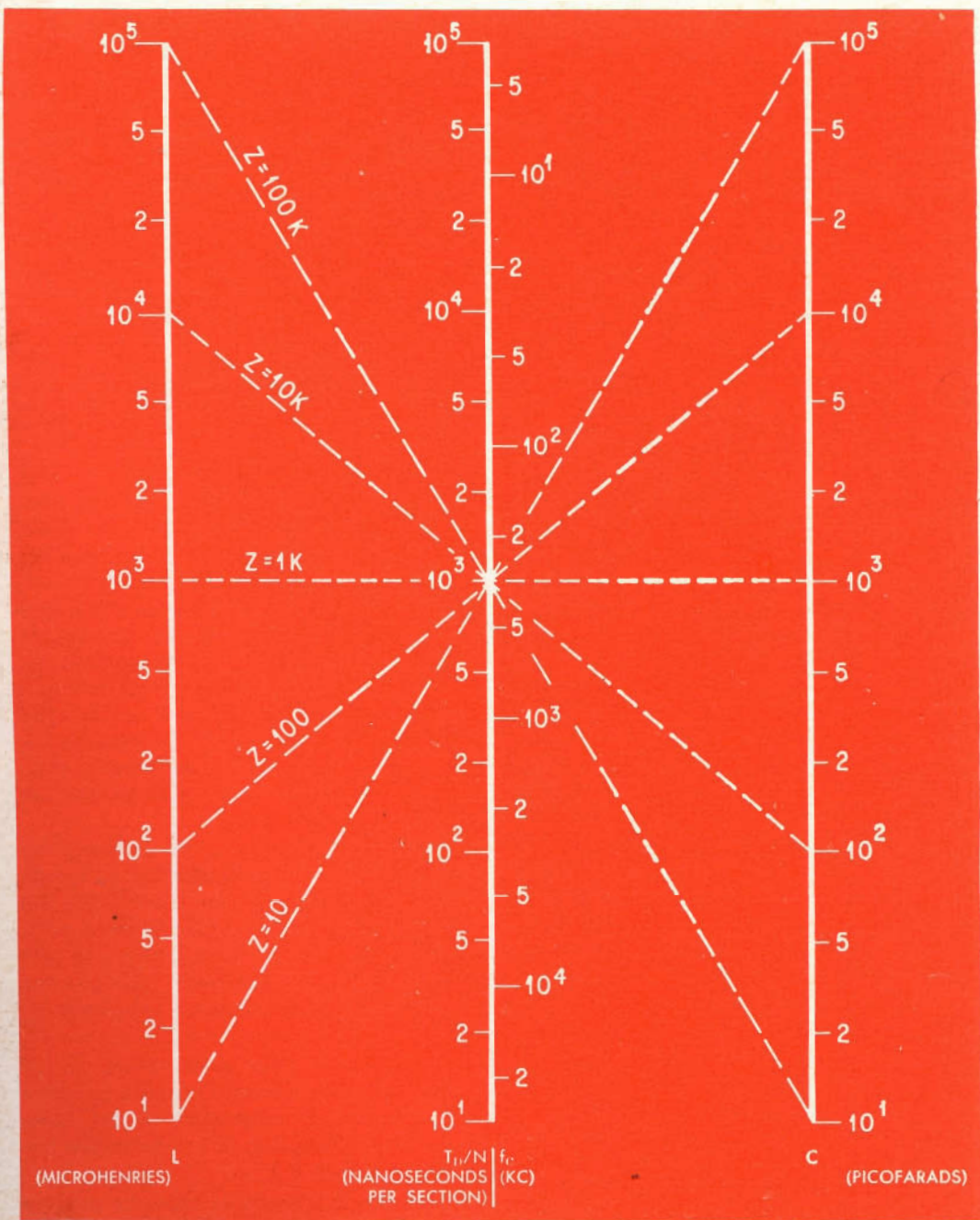
Tempo di salita totale, $T_r = 5$ microsecondi

Impedenza caratteristica, $Z = 10.000$ ohm
Innanzitutto si calcola il numero delle sezioni necessarie:

$$N = 1,2 (T_d/T_r)^{3/2} = 38 \text{ sezioni.}$$

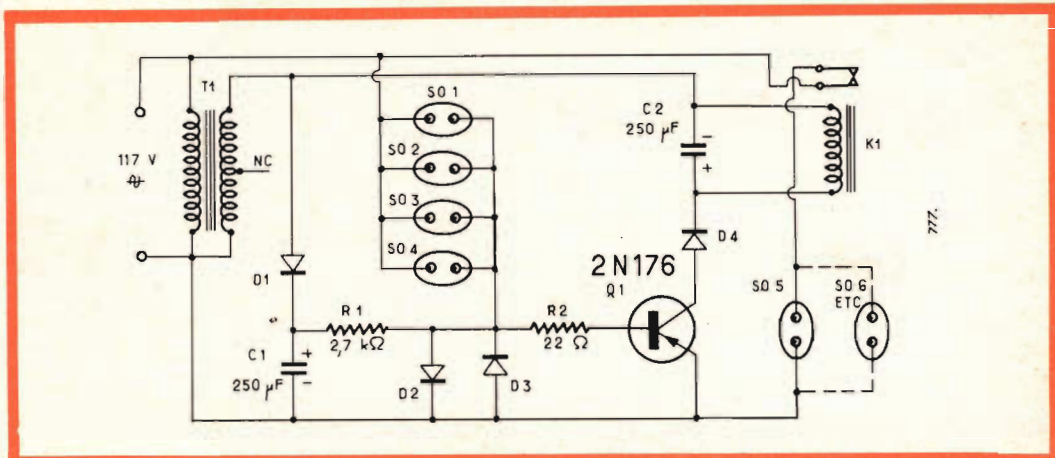
Successivamente, si determina il ritardo per ciascuna sezione.

$T_d/N = 50 \times 10^{-6} \text{ sec}/38 = 1,3 \times 10^3$ nanosecondi per sezione.



Sull'abaco, tracciare una linea retta passante attraverso T_d/N in corrispondenza di $1,3 \times 10^3$ nanosecondi per sezione, e parallela alla linea $Z = 10.000$ ohm. Questa linea intersecherà in corrispondenza di $L = 13$ mH, e di $C = 130$ pF. Di conseguenza, la linea di ritardo consiste di 38 sezioni aventi un'induttanza di 13 mH ed una capacità di 130 pF per sezione.

denza di $L = 13$ mH, e di $C = 130$ pF. Di conseguenza, la linea di ritardo consiste di 38 sezioni aventi un'induttanza di 13 mH ed una capacità di 130 pF per sezione.



INTERRUTTORE AUTOMATICO PER CATENE « HI-FI »

(Da « *Electronic Professionnelle* »)

L'apparecchio descritto costituisce un accessorio interessante per chiunque disponga di una catena ad Alta Fedeltà. Si tratta — in sostanza — di un interruttore automatico che permette di usufruire di un unico interruttore, per mettere in funzione gli elementi desiderati di una catena. Se — ad esempio — si desidera effettuare la riproduzione di un disco, è sufficiente mettere sotto tensione il giradischi, con la quale manovra l'amplificatore di potenza risulta automaticamente alimentato.

La medesima cosa accade se si desidera far funzionare un sintonizzatore a modulazione di frequenza, oppure un magnetofono collegato allo stesso amplificatore.

Principio di funzionamento

I diodi D 2 e D 3, rettificatori al silicio della portata di 12 ampère, aventi una tensione inversa di cresta pari a 200 volt, sono collegati in parallelo ed in senso inverso.

Essi risultano in serie alla rete, tramite le quattro prese di corrente, in parallelo tra loro, contrassegnate S 01, S 02, S 03 ed S 04.

Quando ad una delle suddette prese risulta applicato un carico, ossia quando

l'apparecchio ad essa collegato viene messo in funzione tramite il relativo interruttore di accensione, si verifica attraverso i diodi una caduta di tensione che provoca un aumento della corrente che scorre nel circuito di collettore del transistor Q 1, il che provoca il funzionamento del relè K 1, il quale provvede a mettere sotto tensione la presa S 05, a cui fa capo l'apparecchio comandato. In altre parole — come nel caso precedentemente citato — l'amplificatore di potenza dell'impianto ad Alta Fedeltà.

Quando un apparecchio collegato ad una delle prese contrassegnate S 01/S 04 è sotto tensione, uno dei diodi D 2 o D 3 conduce corrente, a seconda della polarità delle alternanze della tensione di rete nell'istante corrispondente; ciò provoca una polarizzazione negativa sulla base del transistor Q 1.

La suddetta base viene tenuta ad un potenziale normalmente positivo ad opera del circuito di polarizzazione che comprende il diodo D 1, il condensatore C 1 e la resistenza R 1.

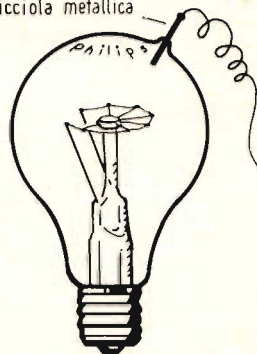
Il diodo D 2 limita la tensione positiva a 0,75 volt. La resistenza R 2 viene utilizzata per limitare la corrente di base, ed il condensatore C 2 serve per filtrare la componente continua applicata al relé.

Questo breve articolo, che abbiamo riportato in parte, reca anche i dettagli costruttivi e i valori particolari dei componenti del circuito che illustriamo.

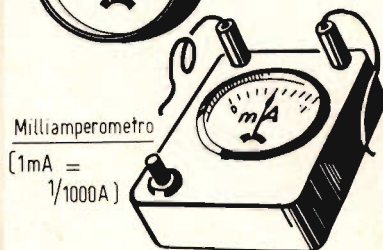
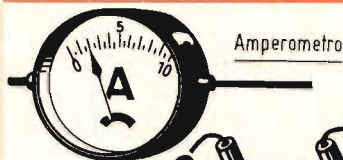
IL TUBO ELETTRONICO

Per alcuni esperimenti che faremo ci occorre una lampadina a filamento incandescente nella cui ampolla supporremo di inserire un'asticciola di metallo senza naturalmente eliminare il vuoto all'interno. Sappiamo benissimo che questa operazione non si può compiere tanto facilmente, ma, ai nostri fini, supporremo di poterla fare.

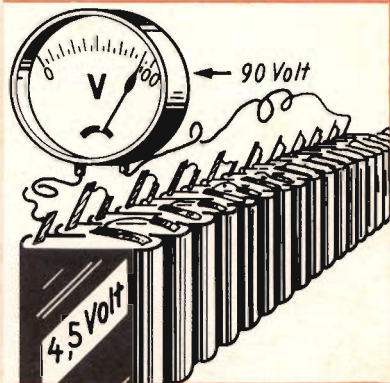
Asticciola metallica



Ci procureremo inoltre un milliamperometro, che come sappiamo è uno strumento che viene inserito in serie in un circuito elettrico per misurare l'intensità della corrente che scorre in esso. L'unità di misura dell'intensità della corrente è l'ampere (A); ma, nel nostro caso, trattandosi di correnti molto deboli useremo un sottomultiplo di questa unità, e cioè, il milliampere ($1 \text{ mA} = 10^{-3} \text{ A}$), o meglio ancora il microampere ($1 \mu\text{A} = 10^{-6} \text{ A}$).



Ci procureremo un certo numero di batterie tascabili da 4,5 V e le collegheremo in serie in modo da ottenere una tensione complessiva di 90 V: ci occorreranno 20 batterie ($4,5 \times 20 = 90 \text{ V}$).





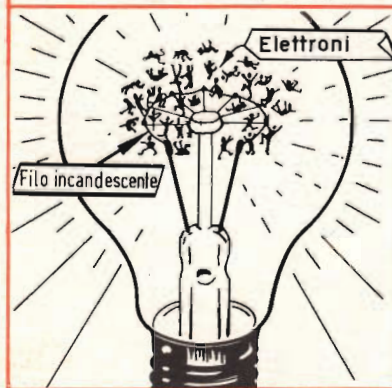
Al posto delle batterie, ci potremmo procurare un'unica batteria da 90 V, che ancora è possibile trovare presso qualche negozio ben rifornito di materiale radiotecnico.



Adesso che abbiamo la nostra lampadina preparata, il milliamperometro e la batteria, colleghiamoli come indicato in figura in modo da formare un circuito elettrico. Lo strumento segnerà corrente? No! perchè il circuito è interrotto dal vuoto all'interno della lampadina.



Collegiamo normalmente la lampadina alla tensione della rete luce; la lampadina si accenderà, e contemporaneamente l'indice dello strumento si sposterà verso il centro della scala. Cosa è successo? Il vuoto all'interno della lampadina è diventato conduttore, il circuito filamento - asticciola - batteria - strumento si è chiuso. Tra il filamento e l'asticciola metallica si è stabilito un flusso di cariche elettriche chiamate elettroni.



Questi elettroni sono stati espulsi dal filamento della lampadina a causa del calore prodotto in esso dalla circolazione della corrente alternata della rete. Questi elettroni vengono emessi dal filamento incandescente e formano una nuvola di cariche tutt'intorno al filamento di tutte le lampadine con filamento incandescente.

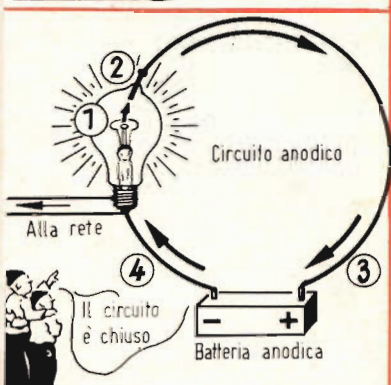
Se non ci fosse l'asticciola collegata al polo positivo della batteria questi elettroni rimarrebbero ammassati tutt'intorno al filamento. L'asticciola invece essendo positiva e gli elettroni essendo negativi verranno attirati su di essa, poichè noi sappiamo che due cariche elettriche di segno contrario si attirano. Più precisamente però dovremo dire che gli elettroni vanno verso l'asticciola perchè qui si trova un potenziale elettrico più elevato.



Ecco quindi perchè gli omni - elettroni emessi dal filamento s'infilano nell'asticciola e passano nel conduttore esterno. Il filamento d'altro canto, essendo continuamente incandescente sarà sempre in grado di rifornire nuovi elettroni.

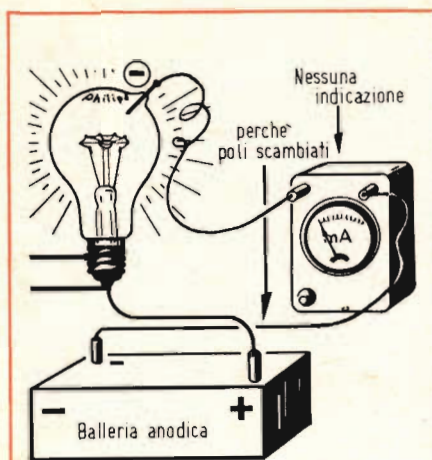


Il percorso degli elettroni emessi dal filamento è ora chiaro: e cioè, gli elettroni emessi dal filamento incandescente attraversano lo spazio vuoto esistente tra il filamento e l'asticciola (1), entrano in quest'ultima (2) percorrono il conduttore esterno (3) fino al polo positivo della batteria, e da quest'ultima attraverso il polo negativo ritornano al filamento. La batteria fa quindi le veci di una pompa, che rifornisce continuamente il filamento di elettroni.



Il flusso di elettroni è quello che noi chiamiamo corrente elettrica ed è per questo che il milliamperometro segna corrente. L'asticciola si chiama « anodo », la corrente nel circuito si chiama quindi « corrente anodica » e la batteria, « batteria anodica ».

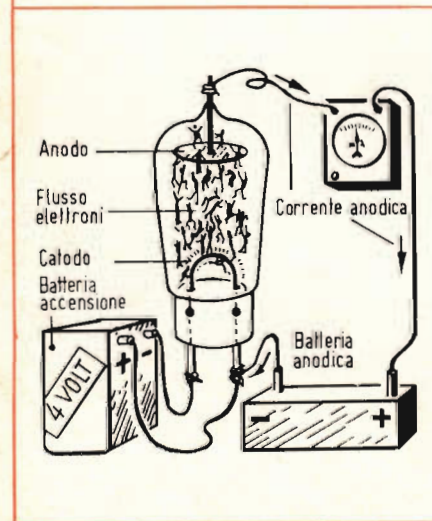




Attenzione! Invertiamo ora i collegamenti con la batteria in modo che all'asticciola risulti collegato il polo negativo della batteria e al filamento il polo positivo. Cosa succederà? Lo strumento non segnerà più il passaggio di una corrente!

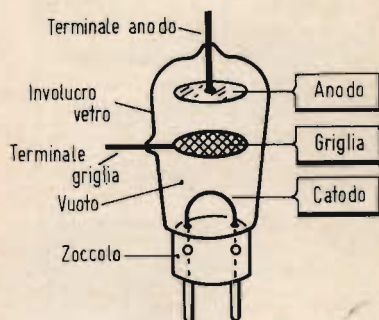


Perché è successo questo? Sul polo negativo (asticciola) si trovano molti elettroni i quali ora respingono quelli emessi dal filamento. Più propriamente si potrebbe dire che siccome le cariche negative si dirigono verso punti a potenziale più elevato, l'asticciola essendo a potenziale più basso non può più esercitare una forza di attrazione nei confronti degli elettroni. Quindi perché circoli corrente all'interno è necessario che a quest'ultima sia collegato il polo positivo della batteria.

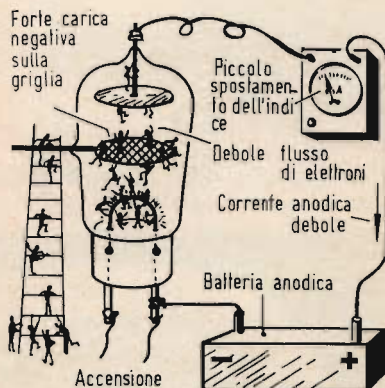


In pratica per aumentare la corrente anodica si dà all'anodo la forma di piastra in modo che possa più facilmente raccogliere gli elettroni emessi dal filamento; quest'ultimo a sua volta viene fatto con materiale che anche se riscaldato debolmente possa emettere un gran numero di elettroni. Il filamento emettitore di elettroni viene chiamato « catodo ». Di solito è dimensionato in modo da essere riscaldato con una tensione molto bassa.

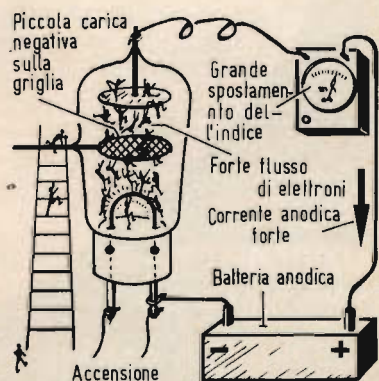
Facciamo ancora un passo avanti. Inseriamo tra il catodo e l'anodo un terzo elettrodo formato da una griglia che possa essere collegata anche dall'esterno.

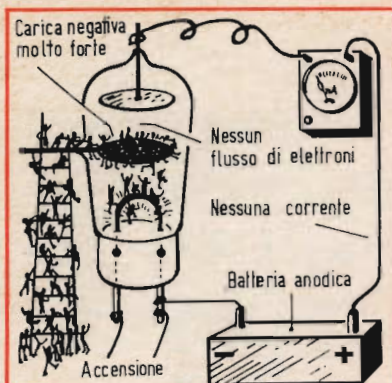


Procediamo con le nostre esperienze. Diamo alla griglia una carica negativa, e cioè portiamo in qualche modo che vedremo più avanti, degli elettroni sulla griglia. Cosa succederà? Quello che abbiamo già visto in precedenza e cioè, questi elettroni respingeranno quelli emessi dal filamento incandescente, per cui solo pochi potranno raggiungere la piastrina dell'anodo.

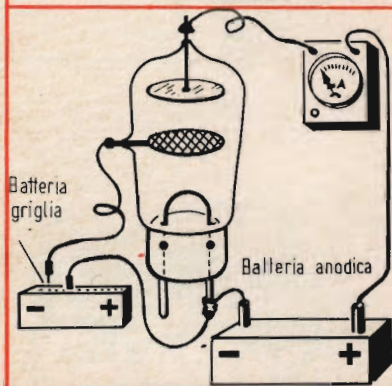


Più diminuiamo il numero degli elettroni sulla griglia e maggiore sarà il numero degli elettroni emessi dal catodo che potranno raggiungere l'anodo. La corrente anodica tenderà quindi ad aumentare.





Viceversa se aumentiamo il numero degli elettroni in griglia, potrà accadere che nessuno degli elettroni emessi dal catodo riuscirà a raggiungere l'anodo. Tutti saranno respinti e la corrente anodica nel circuito anodico si annullerà del tutto. Conclusione: il numero più o meno grande di elettroni sulla griglia è in grado di controllare l'entità della corrente anodica. Ecco quindi un semplice sistema per fare aumentare o diminuire la corrente nel circuito anodico.



In pratica, gli elettroni sulla griglia vengono portati dal polo negativo di una terza batteria il cui polo negativo viene collegato appunto alla griglia e il polo positivo al catodo. E' ovvio però che se si invertissero le polarità della batteria di griglia, collegando il polo positivo alla griglia e quello negativo al catodo, la griglia verrebbe ad avere una carica positiva (equivalente ad una mancanza di elettroni). Essa non ostacolerebbe più il flusso degli elettroni che dal catodo sono attratti verso l'anodo, anzi ne faciliterebbe l'afflusso.

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



a cura di P. Soati

Le misure di tensione e di corrente effettuate sul circuito di alimentazione e di filtraggio consentono frequentemente di individuare la maggior parte dei guasti che possono interessare un radiorecettore, un amplificatore o qualsiasi altro apparecchio similare.

Per tale motivo indichiamo qualcuno dei metodi seguiti più comunemente per effettuare queste misure esaminandone altresì il loro significato.

Controllo delle tensioni relative alla cellula di filtraggio

Il primo controllo della tensione dovrà essere effettuato prima della cellula filtrante cioè ai piedini del catodo della valvola raddrizzatrice, o del filamento se questa è del tipo ad accensione diretta, cioè nel punto che in fig. 1 è indicato con la lettera « A ».

Per effettuare tale controllo lo strumento sarà commutato su una portata massima compresa fra i 500 ed i 1000 V in corrente continua. Un puntale sarà messo a contatto con lo chassis, l'altro con il punto « A ».

Il valore normale della tensione dipende naturalmente dal tipo di apparecchio e può variare da 120 a 350 V. Ciò generalmente è indicato nello schema che viene fornito dal costruttore.

Se la valvola raddrizzatrice ha il filamento ad accensione diretta la lettura sullo strumento dovrà essere quasi istantanea, se invece è del tipo ad accensione indiretta essa avrà inizio dopo circa 15 o 20 secondi con un massimo di 30 secondi. **Qualora quest'ultimo valore sia superato in modo netto sarà opportuno controllare lo stato del primo condensatore elettrolitico e l'efficienza della valvola raddrizzatrice.**

In linea di massima durante il suddetto controllo si possono verificare tre casi distinti:

La tensione è troppo debole

Le cause di una simile anomalia possono essere molteplici. Dopo aver controllato l'efficienza della valvola previa sostituzione ed eseguita una nuova misura delle tensioni, sarà bene spegnere l'apparecchio e controllare tramite l'ohmmetro, od

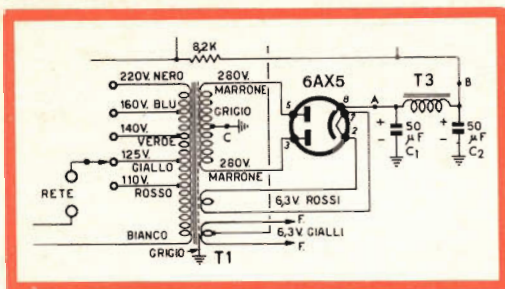


Fig. 1 - Punti di misura delle correnti in un circuito di alimentazione.

un prova condensatori, lo stato dei condensatori elettrolitici e l'eventuale presenza di qualche corto circuito totale o parziale dopo la cellula filtrante, il quale è senz'altro causa di un eccessivo assorbimento di corrente.

Qualora la **tensione risulti troppo alta**, l'impedenza, oppure la resistenza, filtrante sono interrotte oppure può essere difettosa la valvola finale della quale generalmente si trova il circuito di catodo interrotto.

Se **invece la tensione AT è nulla**, ammesso che il trasformatore di alimentazione sia in buono stato, l'inconveniente è da attribuire senz'altro o alla valvola raddrizzatrice esaurita o ad un corto circuito totale del condensatore elettrolitico **C1**, la qualcosa ha come diretta conseguenza la messa fuori servizio della valvola raddrizzatrice stessa dopo brevissimo tempo.

Per questo motivo, di fronte ad un tal genere di anomalia, che provoca l'arrossamento delle placche della raddrizzatrice, è opportuno spegnere immediatamente l'apparecchio controllando lo stato dei condensatori elettrolitici, prima di provvedere alla sostituzione della valvola.

Il secondo controllo dovrà essere effettuato all'uscita della cellula filtrante.

In tal caso lo strumento sarà collegato al punto « B » e alla massa, con la stessa portata indicata per il caso precedente. Le tensioni dovranno risultare del 10-15 % inferiori a quelle riscontrate all'ingresso del filtro.

Se la tensione è sensibilmente più bassa del normale e nel caso che le tensioni all'ingresso del filtro risultino altrettanto

basse valgono le stesse constatazioni fatte per il caso precedente. Se invece le tensioni all'ingresso del filtro sono pressoché normali mentre sono più basse all'uscita, ciò può essere dovuto all'impedenza o alla resistenza di livellamento le quali, causa una interruzione non totale (con scintillamento o cattivo contatto), hanno aumentato la loro resistenza ohmica oppure che in una precedente riparazione sono state sostituite da altre aventi un valore non adatto.

Se la tensione all'uscita del filtro è troppo alta il difetto è da ricercare senz'altro nel circuito della valvola finale.

Qualora invece la tensione all'uscita del filtro di livellamento risulti nulla si possono verificare alcuni casi distinti:

a) Se la tensione è nulla anche all'ingresso del filtro, valgono le stesse constatazioni fatte per il caso precedente.

b) Se la tensione all'ingresso è troppo elevata, ciò significa che l'impedenza o la resistenza di livellamento sono interrotte.

c) Se la tensione all'ingresso del filtro è bassa, molto probabilmente la causa è da attribuire al condensatore elettrolitico **C2** che è in corto circuito o ad un corto circuito nella rete di alimentazione AT C.C. dell'apparecchio.

Misure di corrente nel circuito di alimentazione CC

Un buon tecnico deve essere in grado di interpretare esattamente tutte le misure che è possibile effettuare su di un radioapparecchio comprese quelle di correnti che frequentemente danno la possibilità di fare delle diagnosi precise anche in presenza di guasti alquanto difficili da individuare. In taluni casi, ad esempio, può essere molto utile conoscere quale sia l'assorbimento del circuito di alimentazione AT a corrente continua, sia per accertarsi dello stato generale dell'apparecchio sia per rendersi conto della tensione di ronzo esistente nella cellula filtrante.

Per effettuare tale misura il milliamperometro, che dovrà essere predisposto per misure in corrente continua e per la sca-

la che si presuppone più adatta, 100, 200 o più milliampere, potrà essere inserito tanto nel punto « A » quanto nei punti « B » o « C » di fig. 1.

Queste misure daranno la possibilità di stabilire il grado di efficienza del filtro di livellamento della corrente raddrizzata per il fatto che pur equivalendosi, essendo state effettuate su punti differenti del circuito daranno dei risultati sensibilmente diversi. Infatti inserendo il milliamperometro nei punti « A » o « C » oltre alla corrente assorbita dall'apparecchio viene misurata anche la corrente di fuga dei condensatori elettrolitici che è tanto più elevata quanto più essi hanno perduto parte della loro efficienza.

Tenendo presente che un condensatore elettrolitico è, in linea di massima, da considerarsi invecchiato quando la sua corrente di fuga supera i 0,3 mA per microfarad, se noi abbiamo un circuito di alimentazione simile a quello di fig. 1, costituito da due elettrolitici di 50 μ F ciascuno e misuriamo ad esempio un assorbimento di corrente di 80 mA nel punto A e di 90 mA nel punto B, avremo una differenza fra le due letture di 10 mA.

Siccome la capacità totale dei due elettrolitici è di 100 μ F (50 + 50) dividendo 10 mA per 100 μ F otterremo il valore della corrente di fuga per microfarad che in questo caso risulta di 0,1 mA. Qualora tale valore superi invece il valore massimo ammesso sarà senz'altro opportuno procedere alla sostituzione degli elettrolitici.

Detto controllo, che per apparecchi normali può sembrare superfluo dato che in relazione al basso costo dei condensatori elettrolitici, è consigliabile, nei casi dubbi, provvedere alla immediata sostituzione degli stessi, in altre occasioni consente di individuare anomalie che talvolta possono sembrare inspiegabili.

Un secondo metodo più pratico, dato che evita l'interruzione dei collegamenti, consente di stabilire il consumo in corrente continua di un apparecchio facendo riferimento al valore della resistenza ohmica dell'impedenza o della resistenza di livellamento, misurabile se sconosciuto con un ohmmetro, e dalla caduta di tensione

che si riscontra ai capi della stessa che in fig. 1 sono indicati con le lettere « A » e « B ».

A tale scopo è sufficiente applicare la formula:

$$I \text{ ass. (in ampere)} = \frac{V \text{ (in volt)}}{R \text{ (in ohm)}}$$

Nel caso di un apparecchio la cui resistenza ohmica dell'impedenza di livellamento sia di 1500 Ω ed ai cui capi si riscontri una caduta di tensione di 30 V avremo una corrente di:

$$I = \frac{30}{1500} = 0,02 \text{ A} = 20 \text{ mA}$$

La tabella I consente di ottenere rapidamente i valori della corrente assorbita che corrisponde ad una data caduta di tensione per valori diversi della resistenza di livellamento.

Per interpolazione si potrà conoscere con tale tabella la corrente relativa a qualsiasi altro valore di R o di V non indicato in essa.

Se ad esempio si desidera conoscere il valore della corrente che circola in un circuito avente una caduta di 10 V per $R = 3.000 \Omega$, sarà sufficiente prendere in esame il valore corrispondente ad una caduta di 10 V e ad $R = 1.500 \Omega$ dividendolo per due ($6,5 : 2 = 3,25 \text{ mA}$).

Se invece si ha una $R = 1.000 \Omega$ ed una tensione di 150 V non prevista in tabella, la corrente risulterà il triplo di quella indicata per una $R = 1.000 \Omega$ ed una $V = 50 \text{ V}$ ($50 \times 3 = 150 \text{ mA}$), e così via.

Affinchè la conoscenza dell'assorbimento di corrente di un radio apparecchio possa essere di qualche utilità evidentemente è necessario sapere quale dovrebbe essere l'assorbimento normale in perfette condizioni di funzionamento.

Ciò è facilmente calcolabile sommando fra di loro le correnti dei vari elettrodi di tutte le valvole (escluse quelle di catodo e la raddrizzatrice), oltre alla corrente assorbita da eventuali partitori aventi lo scopo di fornire la corrente alle griglie schermo.

Ad esempio un ricevitore nel quale siano impiegate le valvole 6 BE 6, 6 BA 6,

TABELLA I

caduta tens. (V)	RESISTENZA IN Ω											
	100	200	300	400	500	800	1000	1200	1500	1600	2000	2500
10	100	50	33	25	20	12,5	10	8,5	6,5	6	5	5
12,5	125	62,5	41	31,5	25	15,5	12,5	10,5	8,5	8	6	4
15	150	75	50	37,5	30	18,5	15	12,5	10	9,5	7,5	6
17,5	175	87,5	58	43,5	35	21,5	17,5	14,5	11,5	11	8,5	7
20	200	100	67	50	40	25	20	16,5	13,5	12,5	10	8
22,5	225	112,5	75	56,5	45	28	22,5	18,5	15	14	11	9
25	250	125	83	62,5	50	31	25	20,5	16,5	15,5	12,5	10
27,5	275	137,5	91,5	68,5	55	34,5	27,5	23	18,5	17	13,5	11
30	300	150	100	75	60	37	30	25	20	18,5	15	12
32,5	325	162,5	108	81	65	40,5	32,5	27	21,5	20,5	16	13
35	350	175	117	87,5	70	43,5	35	29	23,5	22	17,5	14
37,5	375	187,5	125	93,5	75	46,5	37,5	31	25	23,5	18,5	15
40	400	200	133	100	80	50	40	33,5	26,5	25	20	16
42,5	425	212,5	141,5	106	85	53	42,5	35,5	28,5	26,5	21	17
45	450	225	150	112,5	90	56	45	37,5	30	28	22,5	18
47,5	475	237,5	158	118,5	95	59,5	47,5	39,5	31,5	29,5	24	19
50	500	250	167	125	100	62,5	50	41,5	33,5	31	25	20

CORRENTE IN mA

6 AV 6 e 5 OB 5, avrà un assorbimento di:

6 BE 6	10,2 mA
6 BA 6	15,2 mA
6 AV 6	0,8 mA
5 OB 5	56,0 mA
partitore	4,0 mA
<hr/>	
totale	86,2 mA

In questo caso si è ritenuto che nel circuito fosse presente un partitore formato da due resistenze da 15.000 Ω e 35.000 Ω alimentate da 200 V:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{200}{15.000 + 35.000} = 0,004 \text{ A cioè } 4 \text{ mA.}$$

Naturalmente di ogni valvola si dovranno prendere in considerazione i dati caratteristici forniti dal costruttore e relativi al tipo di circuito usato (ad esempio convertitrice, amplificatrice FI, per una data tensione di placca, circuiti tipo AB, AB1, ecc.). La tolleranza di tali dati generalmente è dell'ordine del $\pm 10\%$.

In una delle prossime puntate non mancheremo di parlare dei metodi da seguire per effettuare la misura della tensione di ronzio.

Sui condensatori elettrolitici

I condensatori elettrolitici sono soggetti ad un certo invecchiamento che si manifesta con progressiva perdita tanto della capacità quanto dell'isolamento. Quest'ultimo ha come diretta conseguenza il corto circuito, che si può manifestare improvvisamente e che interessa con maggiore frequenza i condensatori elettrolitici del filtro di livellamento o comunque quelli che sono sottoposti a tensioni piuttosto elevate.

I fenomeni più comuni, che a colpo d'occhio possono consigliare il tecnico a sostituire i condensatori elettrolitici, sono i seguenti:

a) i condensatori elettrolitici, specialmente quelli a carta, sono gonfi a causa dell'aumentata pressione interna, oppure perdono parte dell'elettrolita;

b) i condensatori elettrolitici riscaldano, oppure friggono, fenomeno questo ultimo da attribuire a scintillamento interno.

Ottima norma per coloro che si accingono a riparare o a controllare l'efficienza



**non giocate
col prestigio**

Ogni apparecchio o impianto che progettate e costruite parlerà per Voi. A volte però basta che un diodo di minor costo ceda perché il Vostro apparecchio o il Vostro impianto si fermi e le critiche della concorrenza, invece, si mettano in moto. Come i Vostri clienti si affidano al Vostro prestigio di progettisti e costruttori, così Voi affidateVi all'esperienza prestigiosa della I.R., una società orgogliosa di fabbricare solo diodi e di fabbricarli bene.

Tutti i diodi al silicio I.R. danno un affidamento assoluto.

Diodi in resina 2E, 5E - 500-700 mA - da 100 a 600 PRV
Diodi in cassa metallica SD, SDA, SDS - 600-1100 mA - da 100 a 1000 PRV
Zener da 1 - 3,5 - 10 - 50 W - da 3 a 200 Vz

I R  **INTERNATIONAL RECTIFIER**
CORPORATION ITALIANA S.p.A. - BORGARO TORINESE
Tel. 572.085/6

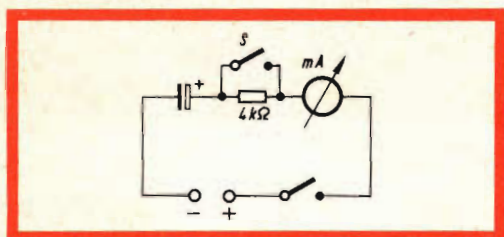


Fig. 2 - Circuito per il controllo dei condensatori elettrolitici.

di un apparecchio radio è quella di rivolgere il primo controllo ai condensatori elettrolitici del filtro di livellamento. A prima vista è possibile stabilire se essi hanno parecchi anni di attività ed in tal caso, anche se apparentemente possono sembrare in buono stato, anche in relazione al loro costo modesto, è sempre consigliabile sostituirli. Non è raro il caso che agendo in tale senso si noti un istantaneo miglioramento delle condizioni generali dell'apparecchio eliminando, ad esempio, anche guasti che inizialmente si potevano attribuire agli stadi a radio o media frequenza, **che si manifestavano con fischi, inneschi o fenomeni di altro genere**, e che invece erano dovuti ad alterazione della tensione di alimentazione provocata dallo stato di insufficienza di un condensatore elettrolitico.

Controllo dei condensatori elettrolitici

Il controllo dei condensatori elettrolitici può essere eseguito con uno dei tanti prova condensatori che ormai sono entrati nell'uso comune dei laboratori anche mediocrementemente attrezzati.

Un controllo sufficientemente indicativo si può effettuare ricorrendo ad un ohmmetro che dovrà essere collegato al condensatore elettrolitico con la giusta polarità: il positivo dell'ohmmetro dovrà corri-

spendere al positivo del condensatore elettrolitico e così pure il negativo.

In un condensatore efficiente l'indice si dovrà spostare rapidamente a segnare un valore di almeno 500.000 Ω per gli elettrolitici ad alta tensione, ed una resistenza non inferiore ai 150.000 Ω per quelli catodici o comunque che sono destinati a lavorare con tensioni basse.

È possibile misurare anche la corrente di conduzione la quale, come abbiamo detto più sopra, dovrebbe essere dell'ordine di 0,1-0,4 mA/ μ F.

Tale prova può essere eseguita secondo il circuito illustrato in fig. 2 nel quale in serie al condensatore elettrolitico ed al milliamperometro è inserita una resistenza da 4.000 Ω o di valore prossimo. In un primo tempo si darà la tensione al circuito lasciando la resistenza inclusa per alcuni minuti dopo di che quest'ultima verrà corto circuitata tramite l'interruttore S.

Al milliamperometro si leggerà la corrente totale di conduzione, il cui confronto con quella normale sarà fatto secondo la prassi che abbiamo già indicato.

Sostituzione dei condensatori elettrolitici

Prima di procedere alla sostituzione di un condensatore elettrolitico è bene controllare, oltre al valore della capacità e della tensione, il modo con il quale è inserito nel circuito al fine di non commettere errori nel montare quelli nuovi. Non è raro il caso di elettrolitici che siano montati con il positivo a massa.

È indispensabile ricordare che **un condensatore elettrolitico non dovrà essere sostituito con altro avente capacità inferiore e adatto a funzionare con tensioni inferiori**, mentre potrà essere sostituito con altro avente capacità sensibilmente superiore (evitando le esagerazioni) e atto a funzionare con tensioni superiori.

STRUMENTI CONSIGLIATI PER IL CONTROLLO DEL CIRCUITO DI ALIMENTAZIONE

SUPERTESTER ICE 680 c

Consente qualsiasi misura in corrente continua e alternata di tensione e di corrente. Misure di resistenze, capacità, frequenza e d'uscita in 10 campi e 45 portate.

CAPACIMETRO EICO modello 955

Consente la misura di ogni tipo di condensatore, anche se collegato in circuito. Prova di corto circuito e di continuità. Minima capacità misurabile 5 pF.

PONTE RCL « EICO » modello 950 B

Permette la misura di condensatori a carta, mica, ceramici ed elettrolitici. Fattore di potenza degli elettrolitici. Misura di induttanza. Misura di resistenza. Corto circuito dei condensatori. Capacità da 10 pF a 5000 μ F. Resistenze da 0,5 Ω a 500 M Ω . Comparatore rapporto da 0,05 a 20.

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. VISCO-GILARDI L. - Varese

Sintonizzatore EICO HFT 90

Ci congratuliamo con lei per gli ottimi risultati conseguiti montando la scatola della EICO HFT90. In merito a quanto ci comunica precisiamo quanto segue:

a) *Pur avendo scaldato eccessivamente con il saldatore i terminali dell'antenna sul gruppo AF non può certamente aver interrotto il condensatore al quale fa riferimento dato che questo è collegato al secondario del trasformatore d'ingresso. Piuttosto controlli con un ohmetro se uno dei due terminali fa contatto, o per lo meno è in dispersione, verso massa;*

b) *Tenendo presente che lei sarà senz'altro in possesso del libro delle istruzioni relative a tale scatola di montaggio, le consigliamo di controllare accuratamente il valore delle tensioni e quello delle resistenze ai singoli terminali del gruppo AF, come è indicato a pagina 8 del volume in questione.*

c) *Se tutto è regolare molto probabilmente l'inconveniente è da attribuire ad un cattivo adattamento di impedenza fra l'antenna, la linea di alimentazione e l'ingresso del sintonizzatore che è a 300 Ω .*

d) *Il fenomeno relativo all'accensione della valvola 6AL5 è perfettamente normale.*

Sig. PIZZAGLIA E. - Bologna

Alimentatori per transistori

L'alimentatore per transistori G.B.C. H/570 è adatto per alimentare apparecchi con tensione sotto carico di 6 V. Esso può essere

usato anche per alimentare apparecchi che richiedano una tensione di 4,5 V.

Ad ogni modo, se desidera ottenere una tensione di uscita esatta, dovrà inserire in serie all'uscita dell'alimentatore, una resistenza da 40 Ω $\frac{1}{2}$ W.

Sig. SPENNACCHIOLI G. - Roma

Giornali luminosi

Mentre non ci è possibile fornirle tutte le caratteristiche relative agli impianti di giornali luminosi usati dai costruttori, siamo certi che le risposte agli altri suoi quesiti le consentiranno di ottenere tutti i dati utili per le sue esperienze:

a) *L'indirizzo della LA RADIODIOTECHNIQUE è il seguente: La Radiotechnique, Laboratoires de recherches, 130 Avenue Ledru-Rollin, PARIS (11e). Si potrà rivolgere alla stessa richiedendo, a nostro nome, tutte le informazioni che le sono necessarie sull'uso della fotocellula LDR-03;*

b) *Si potrà rivolgere pure alla società PHILIPS, Piazza IV Novembre 3, MILANO richiedendo la letteratura relativa alle fotocellule costruite dalla stessa ditta e destinate alle insegne luminose. Fra l'altro la PHILIPS dispone di tre ottimi volumi in lingua francese nei quali è trattato ampiamente l'argomento relativo all'illuminazione e alla pubblicità luminosa;*

c) *A Milano una ditta altamente qualificata per la costruzione di giornali luminosi è quella dell'Ing. PREVIATI, Via Zanella 41;*

d) *L'indirizzo della rivista RADIO MENTOR è il seguente: Hubertusstrasse 16. BERLIN-GRUNEWALD (Germania).*

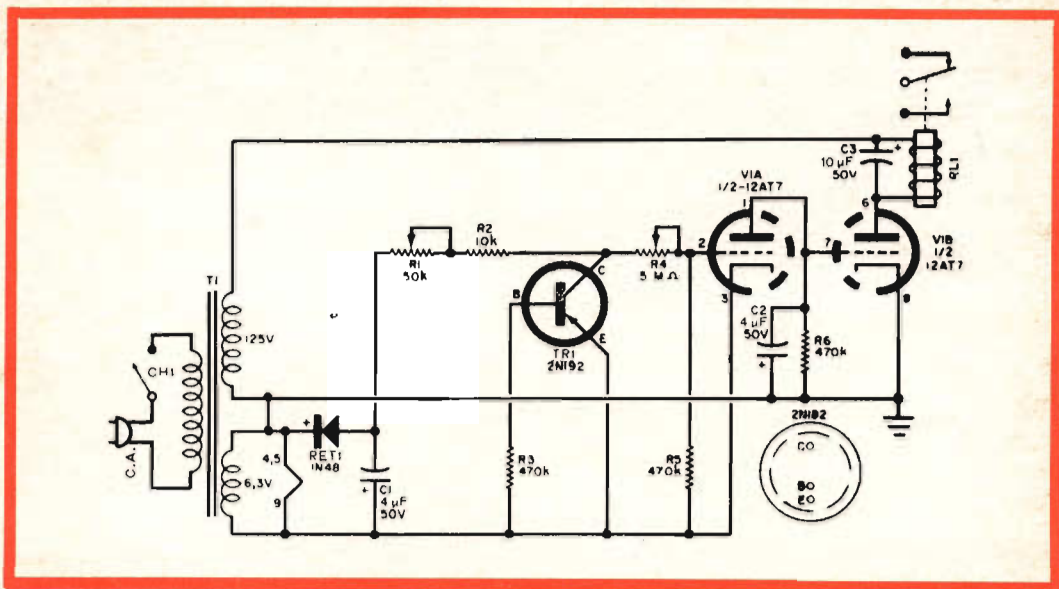


Fig. 1 - Schema elettrico di un termostato elettronico.

Sig. GHIGLIONE A. - Ferrara

Termostato elettronico

In figura 1 è rappresentato lo schema di un termostato realizzato sfruttando la sensibilità dei transistori alle variazioni di temperatura e che è adatto a funzionare su una gamma di circa 16°C con sensibilità maggiore dello 0,5%.

La tensione erogata dal raddrizzatore è di circa 8 Vcc. La corrente circolando attraverso le resistenze R1 e R2 in serie con la combinazione in parallelo del transistore TR1-R4 ed R5, produce la tensione di polarizzazione della griglia della valvola, sezione V1a, tensione che varia da $-0,7$ a 7 V dato che la corrente di collettore di TR1 varia in funzione della temperatura ambientale.

Il potenziometro R1 controlla la tensione negativa del collettore di TR1 e di conseguenza serve a controllare la temperatura del termostato. Il potenziometro R4 funge come partitore di tensione, congiuntamente al resistore di griglia R5, e agisce come controllore della sensibilità dell'apparecchio.

Il doppio triodo 12AT7 assolve alla funzione di amplificatore in corrente continua e controlla il relè RL1.

L'apparecchio deve essere montato su uno chassis di $5 \times 20 \times 13$ mm. La valvola, il transistore ed il trasformatore T1 saranno sistemati nella parte superiore avendo cura che il transistore sia isolato dallo chassis in modo da non essere sottoposto al calore irradiato dalla valvola e dal trasformatore. La taratura sarà effettuata con l'aiuto di un termometro e delle lampade miniatura simili a quelle usate per gli alberi natalizi, agendo sui potenziometri R4 e R1 fino a raggiungere i valori di temperatura desiderati per i quali è necessario fare entrare in funzione il relè. Il potenziometro R1 consente di accordare l'apparecchio per qualsiasi temperatura compresa fra 16° e 33° come richiesto. Il complesso sarà racchiuso in una scatola di cartone bachelizzato di tipo similare.

Valore dei componenti: C1-C2 = $4 \mu\text{F}$ 50 V elettrolitico; C3 = $10 \mu\text{F}$ 50 V elettrolitico; R1 = $50 \text{ k}\Omega$ potenziometro lineare; R2 = $10 \text{ k}\Omega$ $\frac{1}{2}$ W; R3-R5-R6 = $470 \text{ k}\Omega$ $\frac{1}{2}$ W; R4 = $5 \text{ M}\Omega$ potenziometro lineare; TR1 = $2\text{N}192$ o similare; RET = 1N48 o similare; V1 = 12AT7; T1 = trasformatore con primario universale o a 220 V, secondario 125 V - 15 mA e 6,3 V - 0,6 A.

Anomalie di un televisore

Quasi certamente le barre orizzontali visibili sullo schermo e che si muovono dall'alto al basso sono dovute allo spostamento dell'oscillatore che viene a trovarsi fuori del gradino suono. Di conseguenza le consigliamo di controllare l'oscillatore stesso effettuando un ritocco della taratura in modo di mettere in passo l'audio con il video.

Tale argomento è stato trattato molto diffusamente nel servizio radio-tv, pubblicato sulla rivista negli ultimi numeri del 1962 e nei primi del 1963 che certamente sono in suo possesso.

La messa a punto dell'oscillatore farà sparire il ronzio al quale fa cenno, nel caso esso si prolunghi anche dopo un certo periodo dall'accensione del televisore.

Sig. **CACCIA S.** - Busto Arsizio

Testina per registratore

La ditta che ha costruito il registratore in suo possesso ha cessato la sua attività da alcuni anni.

Dovendo procedere alla sostituzione della testina, della quale ignoriamo le caratteristiche, le consigliamo di consultare il catalogo della G.B.C. (pagina 721 e seguenti) oppure recarsi presso uno dei negozi della stessa ditta con la testina da sostituire, dove molto probabilmente potrà rintracciarne un'altra avente caratteristiche similari.

Sig. **MROWIEC J.** - Katowice (Polska)

Temporizzatore

La ringraziamo sentitamente per le gentili espressioni a favore della nostra rivista e dei collaboratori. Spero che non mancherà di fare una buona opera di diffusione presso i suoi amici e conoscenti.

Il temporizzatore che è stato descritto a suo tempo sulla rivista si adatta perfettamente alle sue necessità.

Può sostituire il transistor mancante con il tipo 2G271. Anche il relé in suo possesso si

adatta ad essere usato in sostituzione di quello consigliato.

Dato il debolissimo consumo le consigliamo di effettuare l'alimentazione tramite una pila, se però preferisce l'alimentazione in corrente alternata può realizzare l'alimentatore descritto nel n. 10/1964 di SELEZIONE RADIO-TV a pagina 1586.

Tenga pure presente che nel n. 7/1964 è stato descritto un altro TEMPORIZZATORE A TRANSISTORI particolarmente adatto per regolare il tempo d'esposizione di un ingranditore fotografico e nel quale si fa uso di uno dei transistori da lei citati.

Sig. **COSTARELLI G.** - Catania

Contatore di Geiger

Nel n. 5 e 6 del 1963 di SELEZIONE RADIO-TV è stato descritto, in modo completo, un ottimo contatore di GEIGER a transistori munito di strumento indicatore e di rivelatore acustico costituito da un piccolo altoparlante, come lei desidera. A tale apparecchio può essere collegato un numeratore meccanico, con relativo amplificatore, ed un segnalatore di massimo livello di radiazione dei quali sono riportati i relativi schemi.

La descrizione è completata dal numero di catalogo G.B.C. dei vari componenti. Qualora non sia in possesso dei suddetti numeri potrà richiederli alla nostra amministrazione che provvederà per un sollecito invio.

Sig. **STELLA A.** - Padova

Mixer a transistori

Lo schema al quale fa riferimento è esatto di conseguenza le consigliamo di voler controllare accuratamente il montaggio ed in modo particolare il valore dei componenti scelti che probabilmente non corrisponderà, per qualche elemento, a quello richiesto.

Ciò sembra essere confermato dal fatto che con alimentazione a 3 V l'apparecchio funziona regolarmente. Di conseguenza l'anormalità che si verifica con alimentazione a 9 V potrà essere senz'altro eliminata modificando opportunamente il valore delle resistenze che interessano il circuito di base e di emettitore del secondo transistor, fino ad ottenere il massimo rendimento.

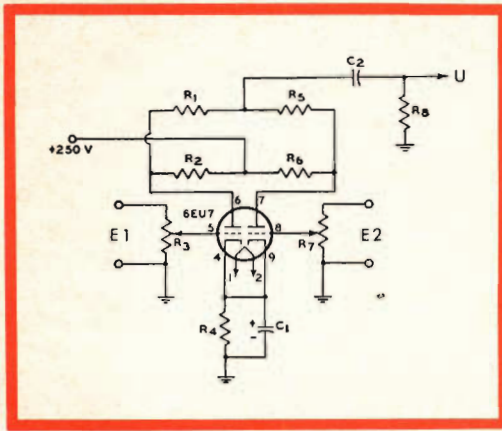


Fig. 1 - Schema elettrico del mixer a valvola.

Sig. RIBAUDI G. - Torino

Mixer a valvola a due canali

In figura 1 è rappresentato lo schema di un semplicissimo mixer la cui alimentazione può essere ricavata senz'altro dall'amplificatore G.B.C. in suo possesso. Nello stesso si fa uso di una valvola 6EU7 che eventualmente può essere sostituita da altra in suo possesso avente caratteristiche similari.

Componenti: C1 = 10 μ F elettrolitici 25 V; C2 = 0.05 μ F carta 400 V; R1-R5-R8 = 1 M Ω $\frac{1}{2}$ W; R2-R6 = 100 k Ω $\frac{1}{2}$ W; R3-R7 = 100 k Ω potenziometro; R4 = 1,2 k Ω $\frac{1}{2}$ W.

Sig. PAGANO D. - Milano

Generatore Sweep modello 360 « EICO »

La descrizione e le norme complete per la taratura del GENERATORE SWEEP « EICO » modello 360 sono state pubblicate nel n. 4/1963.

Per effettuare la taratura può valersi del generatore in suo possesso sfruttando, come è stato detto nell'articolo in questione, le frequenze armoniche.

Della massima utilità, e di costo esiguo, le sarà senz'altro il CALIBRATORE A QUARZO del quale a pagina 425 del suddetto numero di SELEZIONE RADIO-TV è stato riportato lo schema.

Sig. URAS F. - Cagliari

Amplificatori a transistori

La bobina d'impedenza di cui allo schema pubblicato sul n. 10/1964 di SELEZIONE RADIO TV deve avere il valore di circa 0.90 H (resistenza dell'ordine dei 60 Ω).

I trasformatori di uscita e di entrata relativi al circuito push-pull per OC26 può richiederli alla sede centrale della G.B.C. che provvederà a spedirglieli con pagamento contro assegno.

Sig. PASINI A. - Novara

Ricevitore per radioamatori

In merito al suo quesito, ed indipendentemente dal fatto che sarebbe consigliabile la costruzione del ricevitore G4/214, i cui componenti sono reperibili sul mercato italiano, per realizzare il ricevitore descritto nell'HANDBOOK precisiamo quanto segue:

a) Può senz'altro fare uso del gruppo RF 2618;

b) Le induttanze tipo 701 dovrebbero essere utilizzabili, salvo qualche ritocco da eseguire in sede di messa a punto;

c) I cristalli Y2 e Y4 dovranno avere la frequenza di 4595 kHz; i cristalli Y3 e Y5 4590 kHz ed il cristallo Y6 4640 kHz;

d) Quale trasformatore intervalvolare potrà usare il tipo 196;

e) L'induttanza da 125 mH può autocostruirla.

f) I trasformatori a 50 kHz oltre che nel materiale del surplus potrà quasi certamente rintracciarli presso la ditta in questione.

Sig. GHIANDA P. - Cagliari

Preamplicatore EICO HF-85

La descrizione del preamplicatore stereo « EICO » modello HF-85 (SM/296) effettuata sul n. 11/1963 è stata completata sul n. 2/1964 di SELEZIONE RADIO-TV.

Detto apparecchio viene fornito, oltre che montato, sotto forma di scatola di montaggio completa di ogni componente, ragione per cui molti valori degli stessi non sono stati riportati nella descrizione in questione.

I componenti delle scatole di montaggio EICO non hanno corrispondenza nel catalogo generale della G.B.C.

più uno strato di 6 spire per un totale di 96 spire. L'avvolgimento dovrà essere ricoperto con del lateroide da 0,3 mm circa.

Sig. Ing. TUBETTI A. - Catania

Calcolo di una rete di controreazione

In considerazione del tempo e dello spazio richiesto, malgrado la nostra buona volontà non ci è possibile effettuare il calcolo atto a stabilire il dimensionamento di una rete di controreazione costituita da un filtro RC a T passa basso e da un filtro a T passa alto tanto più che lei giustamente richiede una completa esposizione matematica del problema.

Una risposta veramente esauriente ai suoi quesiti la potrà trovare nel volume *VADEMECUM DEL TECNICO ELETTRONICO* edito dalla casa editrice *IL ROSTRO* (L. 3.600) nel quale l'ing. *SUSINI*, del Centro Europeo Ricerche Nucleari di Ginevra, tratta in modo completo, tramite una brillante esposizione matematica, i principali tipi di filtri comprese le reti di controreazione ed i filtri attivi di Butterworth.

Oltre alla teoria classica dei filtri, ed al relativo calcolo, nel volume in questione alcuni capitoli sono dedicati all'adattamento dell'impedenza, all'analisi dei circuiti, ai filtri meccanici, alle regole per il tracciamento dei luoghi ed altri interessanti argomenti.

Sig. REGGIARDI V. - Milano

Sulle fotoresistenze

Per rispondere al suo quesito con esattezza sarebbe stato opportuno sapere che tipo di circuito desidera realizzare. Ad ogni modo precisiamo che lo schema riportato sul n. 8 di *SELEZIONE RADIO-TV* può essere utilizzato per alimentare tramite il relé la valvola alla quale fa riferimento con qualsiasi tensione ed assorbimento purché il relé stesso sia scelto in modo da rispondere alle caratteristiche richieste.

R_1 dovrà avere una resistenza di 80 k Ω . La tensione della pila è di 9 V.

Sig. CORSINI G. - Roma

Filtro cross-over

In linea di massima il calcolo da lei effettuato è esatto salvo qualche errore di virgola! In fig. 1 riportiamo lo schema del circuito che deve realizzare per realizzare il filtro cross-over che le interessa.

L'induttanza dovrà avere un valore di 0,374 mH, il condensatore C di 7,5 μ F, il potenziometro R-3 Ω , 6 W e sarà regolato in modo da ottenere 1 Ω in serie al condensatore C.

Le bobine dovranno essere costruite nel seguente modo:

Su un mandrino circolare (come da figura) con 3 cm di diametro e con flange esterne a 5,5 cm dovrà avvolgere 9 strati di 10 spire ciascuno di filo di rame smaltato da 10/10

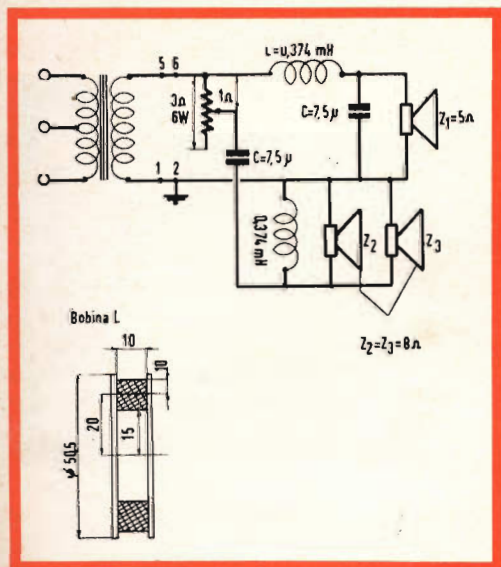
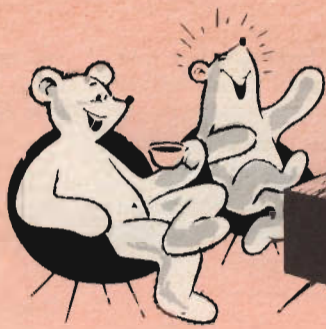


Fig. 1 - Schema elettrico del filtro cross-over e della relativa bobina.

SENZA PAROLE



video
risate



« Fa finta di niente: quel bel tipo di Giorgio non ha voluto rinunciare alle ferie!.. »



« Dite che si offenderà molto quel centravanti se l'invitassimo a fare il quarto?... »



« Abbiate pazienza. Abbiamo dovuto portare qualche novità nel percorso per non illanguidire l'interesse dei tifosi... »



INTERVISTE TV

« ...Sì, nella vita è sempre meglio dare che prendere... ». « Bravo! siete un filantropo dunque... ». « Macchè! pugilatore... »

TV LE ANTENNE E LA LORO FM INSTALLAZIONE

Se la trasmittente TV o FM si trova in prossimità di una stazione, la scelta dell'antenna da impiegare, e la sua installazione, non presentano difficoltà particolari; l'energia del campo che ci circonda è tale che, installata bene o male l'antenna, i risultati d'ascolto e di visione sono sempre buoni.

Le cose cambiano quando l'intensità del campo è ridotta, così come avviene per le stazioni marginali o comunque lontane.

È in questo caso che l'installatore mostra la sua valentia. La posa dell'antenna deve essere infatti realizzata con la massima cura e secondo i dettami di una vera e propria tecnica d'impianto.

In questi ultimi tempi poi, la crescente richiesta d'installazione di nuove antenne ha fatto sì che la plettora degli « antenisti » aumentasse a dismisura con il risultato che tutti possiamo constatare ascoltando le lamentele dei vari teleudenti o girando col naso in aria per le vie cittadine.

Le riflessioni di cui sopra ci hanno convinto della necessità di divulgare le nozioni indispensabili per un antenista coscienzioso.

Per entrare subito in argomento cominciamo ad esaminare un'antenna nelle sue parti sostanziali. In ognuna di esse è presente un dipolo, questo, a seconda del tipo di polarizzazione della trasmittente, può essere orizzontale o verticale.

In Italia poichè le trasmittenti sono con polarizzazione orizzontale, anche il dipolo è orizzontale (fig. 1).

Il segnale viene prelevato al centro del dipolo che presenta in corrispondenza una interruzione e due terminali.

Dai due terminali viene derivata la di-

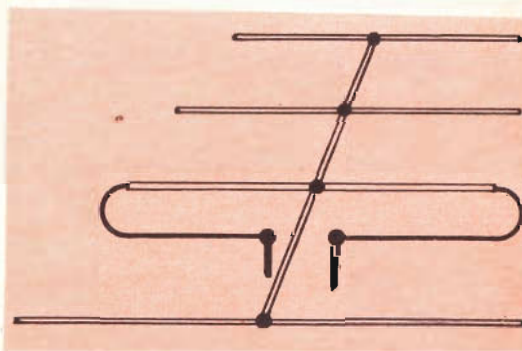


Fig. 1 - Antenna TV con polarizzazione orizzontale.

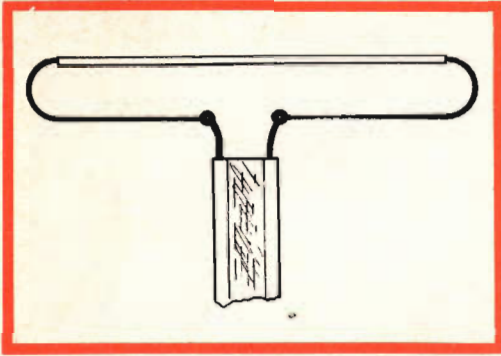


Fig. 2 - Antenna TV con discesa in piattina bipolare.

scesa che può essere in piattina o in cavo coassiale figg 2 e 3.

Inoltre nell'antenna rappresentata in figura 1, l'elemento posto dietro il dipolo prende il nome di « riflettore » gli altri posti sul davanti di chiamano invece « direttori ». Nell'orientare un'antenna i « direttori » verranno a trovarsi dal lato della stazione trasmittente.

I riflettori sono sempre di lunghezza inferiore a quella del dipolo, ciò comporta un'avanzamento della fase della tensione ricevuta rispetto a quella del dipolo attivo (fig. 4). Siccome il riflettore si trova dietro al dipolo, le due tensioni dopo il trasferimento per induzione di uno di esse vengono a trovarsi in fase rispetto al punto di discesa della linea di trasmissione.

Per contro i « direttori » sono sede di tensioni in ritardo rispetto a quella del dipolo attivo per cui le tensioni da essi indotte sul dipolo vengono a trovarsi ugualmente in fase.

La potenza ricevuta nell'asse dell'antenna aumenta a condizione che i direttori

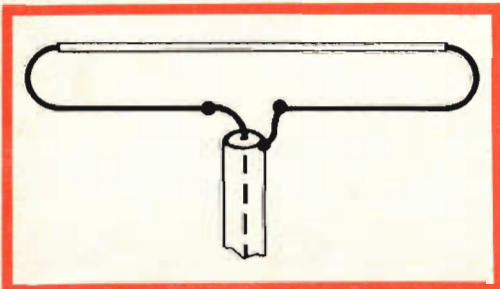


Fig. 3 - Antenna TV con discesa in cavo coassiale.

siano disposti avanti nella direzione dell'emettitore.

Questo aumento di potenza dipende dal numero degli elementi; le tensioni ricevute variano secondo la radice quadrata del numero degli elementi dell'antenna. Il guadagno aumenta nell'asse dell'antenna da cui un aumento della direttività e aumento di potenza apparente ricevuta.

Tensione all'entrata del televisore

Ciò che ci interessa in una installazione è il rapporto segnale disturbo.

Noi vogliamo ottenere la massima potenza del segnale ricevuto con la minima potenza del disturbo.

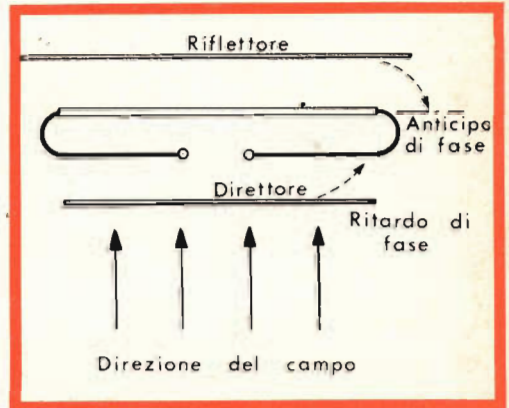


Fig. 4 - Comportamento elettrico dei vari elementi rispetto al dipolo.

Se il campo è di un mV per metro, la tensione ai capi d'un dipolo semplice sarà:

$$1 \text{ mV} \frac{\lambda}{\pi}$$

dove λ è la lunghezza d'onda e $\pi = 3,14$.

Per un segnale di 200 MHz, un campo di 1 mV per metro corrisponde ad una tensione di 0,5 mV.

Collegando il ricevitore alla fine del cavo, se l'adattamento è buono, la tensione piomba a 0,25 mV.

Installando un riflettore dietro il dipolo e otto direttori davanti, detta tensione aumenterà di circa quattro volte e diventerà quindi 1 mV all'entrata del ricevitore. Nel-

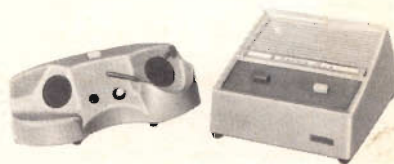
TRASFERITORE TELEFONICO

965.03.102

INSTALLAZIONE ED USO

● Costituzione dell'impianto

L'impianto consiste in un principale tipo Bivox 21 965.01.136 con alimentazione a pile e in un trasferitore 965.04.114 con funzione di derivato ad ascolto permanente nei confronti del Bivox.



● Allacciamento

Per il collegamento fra gli apparati è necessario un cavo di tipo telefonico a 3 coppie (6 conduttori diametro 0,6 mm).

L'allacciamento, estremamente semplice, si limita a collegare i numeri di targhetta del Bivox con i corrispondenti sul trasferitore, cioè il n. 1 del Bivox con il n. 1 del trasferitore, il n. 2 con il n. 2 e così via per tutti e 6 i conduttori.

● Ubicazione degli apparati

Il trasferitore 965.04.114 dovrà essere posto in prossimità di un apparecchio telefonico.

Il principale Bivox 965.01.136 sarà posto nell'ambiente prescelto che, per il buon funzionamento, dovrà essere in posizione tale che la lunghezza del collegamento fra i due apparati non superi 400 mt.

● Istruzioni per l'uso

1. Operando dal principale Bivox:

- a) inserire a fondo il tasto bianco
- b) manovrare la conversazione col tasto verde premendolo per parlare e rilasciandolo per ascoltare
- c) a conversazione finita premere di nuovo a fondo il tasto bianco per disinserirlo.

2. Operando dal trasferitore:

- a) nessuna manovra è necessaria se si viene chiamati

- b) per effettuare la chiamata, premere il pulsante bianco rotondo (vicino alla lampada rossa) chiamando contemporaneamente a voce la persona desiderata

- c) nessun'altra manovra è necessaria per continuare la conversazione.

3. Per smistare la conversazione telefonica al principale si dovrà:

- a) chiamare il principale
- b) posare il microtelefono sul trasferitore in modo che l'auricolare risulti alla destra di chi guarda l'apparato.

L'aderenza del microtelefono al trasferitore verrà assicurata ruotando l'apposita levetta che bloccherà il microtelefono stesso

- c) premere (fino ad agganciarlo) il tasto avorio
- d) la fine della conversazione telefonica viene evidenziata dall'accendersi della lampada verde, col che si disinserirà il tasto rettangolare precedentemente agganciato, così da riportare l'apparato nelle condizioni di interfonico normale.

Dal principale, sia che l'apparato venga usato come trasferitore telefonico sia come interfonico normale, le manovre sono identiche.

c.i.s.e.m.

la trattazione finora adottata abbiamo trascurato le perdite sul cavo.

Se il dipolo è ripiegato come in fig. 5, la sua resistenza aumenta e non si adatta più a quella del cavo.

Installando, alcuni direttori ed il riflet-

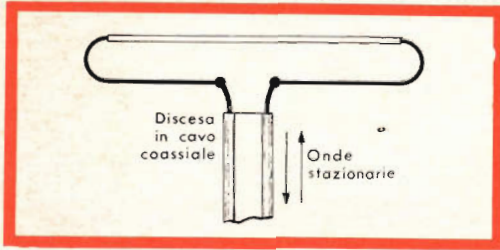


Fig. 5 - Comportamento di un dipolo a 300Ω con una discesa a 75Ω . Si creano onde stazionarie.

tore, la resistenza, o più esattamente l'impedenza misurata ai capi del dipolo ripiegato (folded) diminuisce.

Variando lo scartamento tra gli elementi e le dimensioni fisiche di ciascun elemento, noi potremmo realizzare un corretto adattamento.

Si otterrà il massimo rendimento quando l'impedenza dell'antenna sarà uguale a quella del cavo ed a quella del circuito d'entrata del ricevitore.

Siccome l'antenna deve spesso captare uno o più segnali, la variazione della sua impedenza deve essere compensata dalla variazione dell'impedenza del circuito di entrata. Ne risulta un buon adattamento e un debole tasso d'onde stazionarie.

La fig. 6 spiega questo funzionamento.

Impiego di più antenne

Viene naturale pensare che impiegando più antenne deve essere possibile aumentare la potenza ricevuta.

Collegando il cavo di discesa a due antenne ed effettuando un buon adattamento, la potenza ricevuta raddoppia, il suo valore, da cui un guadagno di 3 dB.

Uno schema concernente un buon adattamento è quello indicato in fig. 7, in esso una linea bifilare di lunghezza $\lambda/2$ è connessa alle due antenne.

Al centro di questa linea, noi inseriamo il cavo coassiale diretto verso il ricevitore.

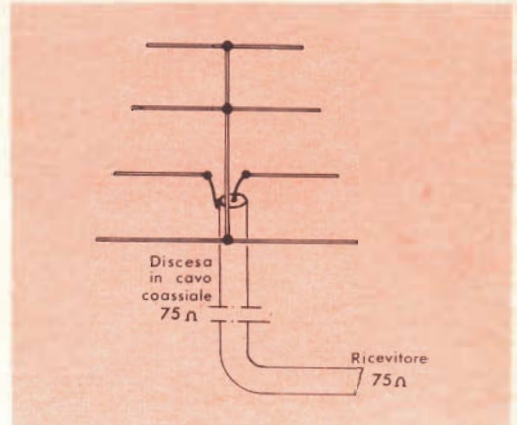


Fig. 6 - Adattamento dell'impedenza d'antenna a quella d'entrata del ricevitore.

Se l'impedenza di ciascuna antenna è di 73Ω , e se il cavo che va al ricevitore ha la medesima impedenza caratteristica, la linea bifilare $\lambda/2$ deve presentare una impedenza di:

$$\sqrt{2 Z^2} = \sqrt{73 \times 73 \times 2} = 102 \Omega$$

Se le antenne hanno un'impedenza di 100Ω ed il cavo un'impedenza di 73Ω , la linea deve presentare un'impedenza di:

$$\sqrt{100 \times 73 \times 2} = 120 \Omega$$

Col montaggio di fig. 7 si ottiene una potenza doppia in rapporto di quella di una sola antenna.

La direttività nel piano verticale aumenta ugualmente.

In luogo di montare le due antenne in

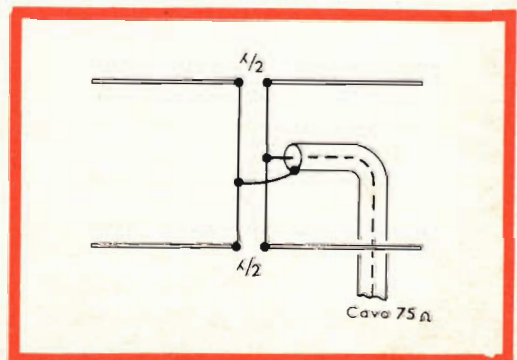


Fig. 7 - Antenna multipla montata su piani sovrapposti.

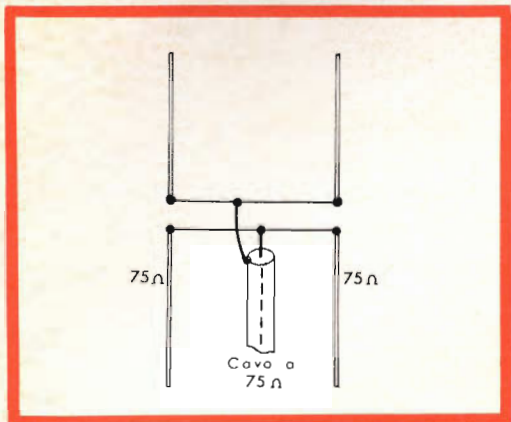


Fig. 8 - Antenne multiple montate su un unico piano orizzontale.

piani sovrapposti, si può ugualmente realizzare la disposizione della fig. 8; dove le due antenne vengono a trovarsi sul medesimo piano orizzontale spaziate di $1,5 \lambda$ e 2λ .

La potenza, in questo caso, aumenta ugualmente del doppio, la direttività sarà migliorata nel senso orizzontale, ciò che può rappresentare dei vantaggi nelle regioni nelle quali esistono riflessioni « eco » e « fantasma ».

Si può ugualmente migliorare la direttività con l'aiuto d'una sola antenna avente tre dipoli attivi dove il primo funziona da direttore, il secondo da dipolo captatore ed il terzo da riflettore.

È la realizzazione conosciuta sotto il nome di « Super eco ».

Essa funziona secondo lo schema di fig. 9.

Il primo dipolo si trova in avanti, da cui la linea di ritardo $L1$.

Il terzo dipolo è ottenuto dal captatore, d'onde un ritardo di $1/4 \lambda$ in rapporto alla sua tensione.

La linea tra il 2° ed il 3° dipolo pro-

durrà ancora un ritardo di $\frac{\lambda}{4}$ e quindi:

$$\frac{\lambda}{4} + \frac{\lambda}{4} = \frac{1}{2} \lambda$$

Ciò che corrisponde a 180°

Questo sfasamento è annullato dall'inversione della linea che va dal captatore al terzo dipolo.

In tutte queste installazioni, si ha un terminale d'antenna corrispondente alla massa del cavo, ciò che riduce fortemente il rendimento.

Si può sopperire a tale difetto inserendo tra l'antenna e la discesa un dispositivo che consenta l'adattamento dei due capi del dipolo.

Invece di impiegare una o due antenne, si può ricevere ugualmente il segnale con quattro gruppi d'antenne come mostra la fig. 10.

In una prova sono state montate 2×8 antenne di 10 elementi ciascuna. Il guadagno di potenza raggiunto è stato di 8 volte ossia di 9 dB.

Poiché una sola antenna ha un guadagno di 12 dB. Le 2×8 antenne permetteranno un guadagno teorico di:

$$9 + 12 \text{ dB} = 21 \text{ dB}$$

In realtà il massimo ottenuto è stato di 18 dB.

Se il cavo si presenta male adattato, si creano onde stazionarie che riducono la definizione dell'immagine e, soprattutto, il guadagno in potenza.

Prendiamo un cavo lungo 30 metri, la velocità di propagazione nel cavo è di 240.000 km/sec. Per un'andata e ritorno dell'onda occorrono 0,25 microsecondi. Si

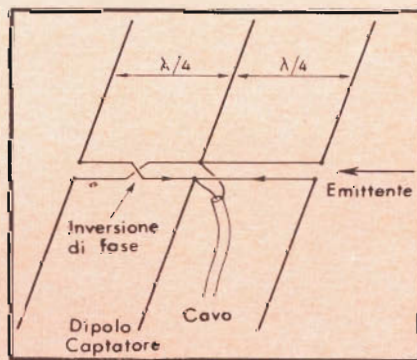


Fig. 9 - Antenna « Super - Eco ».

hanno dunque più immagini spaziate in essa, di 2 mm circa in un ricevitore equipaggiato con un tubo da 49 mm.

Si può ottenere un buon adattamento se si impiega un'antenna a larga banda.

Il guadagno sarà un po' inferiore, ma la qualità sarà eccellente. L'impiego di un attenuatore facilita maggiormente l'adattamento.

Impiego di un amplificatore d'antenna

Se il campo è molto debole, la propagazione è spesso variabile e una ricezione stabile è impossibile.

L'impiego di un preamplificatore non fa che amplificare queste variazioni.

L'immagine sarà più contrastata quando il campo sarà abbastanza forte per demodulare correttamente l'onda portante, l'immagine invece risulterà cattiva quando il campo cade al di sotto di una certa intensità e il rapporto tra segnale e disturbo diviene inferiore a 10.

L'impiego di un preamplificatore è indicato nei posti dove il campo è debole, ma costante.

È generalmente il caso di una zona d'ombra situata dietro un ostacolo dove l'intensità del campo è al di sotto di 1 mV per metro, ma cade rapidamente dopo l'ostacolo.

Il preamplificatore sarà bene porlo vicino al ricevitore quando il cavo è a debole perdita e la sua lunghezza è minore di 20 m. Per un cavo più lungo, si deve installare il preamplificatore vicino all'antenna.

Con un cavo lungo circa 50 m la perdita sarà di circa 6 dB, e una tensione di 30 μ V ai capi dell'antenna si ridurrà a 15 μ V al ricevitore.

Con un rumore di fondo di 3 μ V, il rapporto segnale disturbo assumerà un valore 15/3 ai terminali del circuito d'entrata.

Installando il preamplificatore vicino al ricevitore, questo rapporto resta pressoché uguale se il preamplificatore ha esso stesso un debole brusio.

Installando il preamplificatore vicino all'antenna il segnale risulterà amplificato in partenza per il guadagno del preamplificatore.

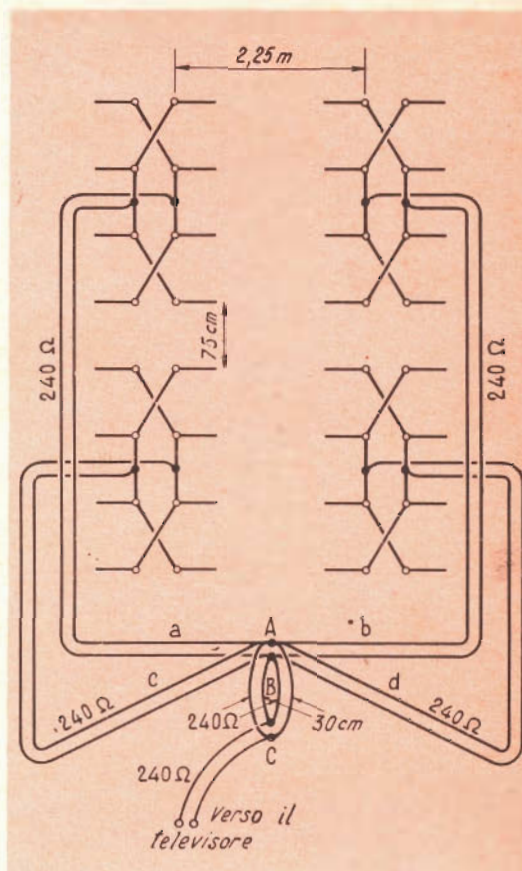


Fig. 10 - Tipo di antenna multipla a quattro gruppi 2 x 8 - Guadagno raggiunto 9 dB.

Se questo guadagno è di 10, il segnale passerà a:

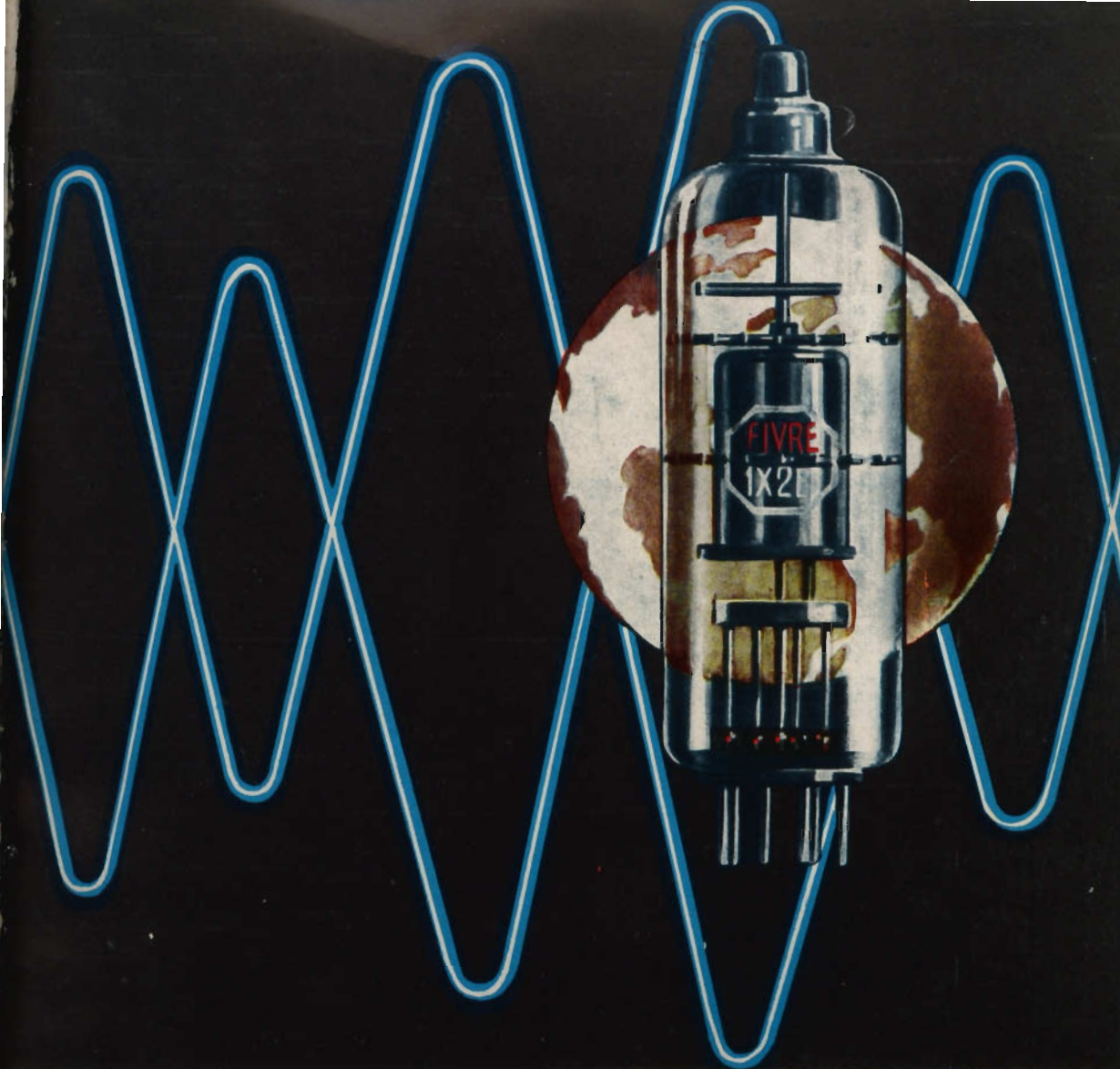
$$30 \times 10 = 300 \text{ microvolt}$$

in alto dell'antenna, il preamplificatore amplifica bene sia il segnale che il brusio.

In realtà bisogna aggiungere al rumore di fondo dell'antenna il brusio del preamplificatore ed il brusio del circuito d'entrata con le sue valvole, ciò che riduce il rapporto segnale disturbo.

L'impiego del preamplificatore presenta un interesse nei casi nei quali il brusio del ricevitore è ancora accettabile.

Se il ricevitore funziona già al limite della sua sensibilità utilizzabile, l'impiego del preamplificatore non porterà a nessun miglioramento.



- CINESCOPI
- VALVOLE RICEVENTI PER MA/MF-TV
- VALVOLE PER USO TRASMETTENTE, INDUSTRIALE ED ELETTROMEDICALE
- DIODI AL GERMANIO E AL SILICIO
- TRANSISTOR
- TUBI PER MICROONDE
- QUARZI PIEZOELETTRICI



FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE S.p.A.

MILANO - VIA GUASTALLA 2 - TEL. 700.335 - 535 - 440

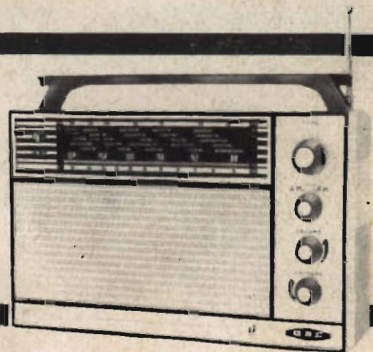
CONCERT BOY



FM/36 « CONCERT BOY »

RADIOTRANSISTOR PORTATILE FM-OM. 9 TRANSISTOR + 5 DIODI. ANTENNA IN FERROXCUBE PER OM - ANTENNA TELESCOPICA PER FM - CONTROLLO VOLUME E TONO. ALTOPARLANTE ELLITTICO. ALIMENTAZIONE IN CC. A 9 V MEDIANTE 2 PILE DA 4,5 V (1/742-743-745). PESO 1900 g. DIMENSIONI 270 x 180 x 85

PREZZO L. 41.500



MILAN - LONDON - NEW YORK