

4

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV

ARGENTINA Pesos 135
AUSTRALIA Sh. 12.10
AUSTRIA Sc. 24.50
BELGIO Fr. Bg. 48
BRASILE Crb. 1.200
CANADA \$ Can. 1.20
CILE Esc. 1.35
GERMANIA Kr. D. 6.65
GIAPPONE Yen. 0/420
LIBIA \$ Et. 2.35

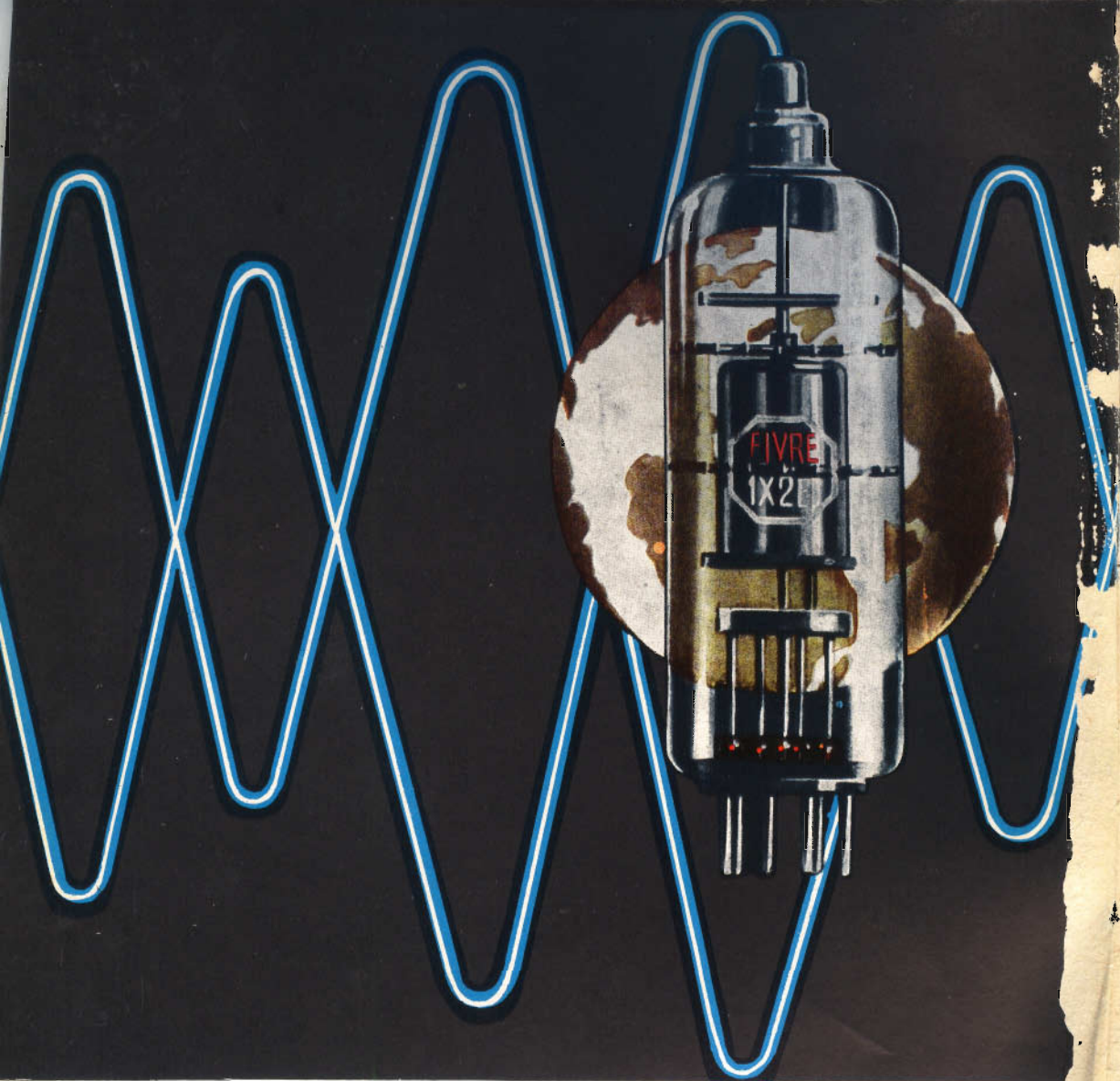
FRANCIA Fr. Fr. 4.70
GERMANIA D. M. 3.85
GIAPPONE Yen. 346.80
INGHILTERRA Sh. 6.10
ISRAELE L. I. 3.30
JUGOSLAVIA Din. 725
LIBIA L. Lib. 0/345
MALTA Sh. 6.10
NORVEGIA Kr.N. 6.90
OLANDA Pol. 3.50

PARAGUAY Guar. 120
PERU Sol. 42.85
PORTOGALLO Esc. 27.60
SPAGNA Pts. 57.70
SUD-AFRICA R. 0.80
SVIZZERA Fr. S. 4.15
TURCHIA L. T. 5.70
URUGUAY Pesos 10.45
U.S.A. \$ 1.00
VENEZUELA Bs. 6.60

N. 4 - APRILE 1965

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350



- CINESCOPI
- VALVOLE RICEVENTI PER MA/MF-TV
- VALVOLE PER USO TRASMITTENTE, INDUSTRIALE ED ELETTROMEDICALE
- DIODI AL GERMANIO E AL SILICIO
- TRANSISTOR
- TUBI PER MICROONDE
- QUARZI PIEZOELETRICI



FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE S.p.A.

MILANO - VIA GUASTALLA 2 - TEL. 700.335 - 535 - 440



Supertester 680 C

UNA GRANDE EVOLUZIONE DELLA I.C.E. NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI!

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

La I.C.E. sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo SUPERTESTER BREVETTATO con 25 portate e 6 dalle innumerevoli prestazioni e con SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI allo strumento ed al raddrizzatore!

SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è: **IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!!!**

Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca.

Brevettato di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permettono allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi di 10 volte superiori alla portata sceltata.

Antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale **dispositivo** per la compensazione degli errori dovuti agli scatti di temperatura **SENZA COMMUTATORI**.

Eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, a minor frequenza di errori nel passare da una portata all'altra. **IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI:**

10 CAMPI DI MISURA E 45 PORTATE!!!

- VOLTS C. C.:** 7 portate: con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV. - 2 V. - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
- VOLTS C. A.:** 6 portate: con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 Volts C.A.
- AMP. C.C.:** 6 portate: 50 μ A - 500 μ A - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
- OHMS:** 6 portate: 1 portata: 200 Ω A.C. (con caduta di tensione di soli 100 mV)
6 portate: 4 portate: $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1000$ con alimentazione a mezzo pila interna da 2 Volts
1 portata: Ohms per 10.000 - Per misure in decimi di Ohm Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure in decimi di Ohm Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
1 portata: da 0 a 10 Megaohms
4 portate: (2 da 0 a 50,0 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce - 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts).
- FREQUENZA:** 3 portate: 0 - 50 - 0 - 500 e 0 - 5000 Hz.
- USCITA:** 6 portate: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
- CIBELS:** 5 portate: da -10 dB a +62 dB.

Oltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 00 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18. I.C.E. del costo di L. 2.980 e per misure Amperometriche in corrente alternata con portate di 250 mA; Imp.: 5 Amp.; 25 Amp.; 100 Amp.; con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente 2, 516 del costo di L. 3.980. Il nuovo SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C Vi sarà conno nel lavoro per tutta la Vostra vita. Ogni strumento I.C.E. è garantito.

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori L. 10.500!!! franco nostro stabilimento completo di puntali antiurto ed antimacchia in resinspelle speciale e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna omaggio del relativo astuccio. Astuccio in resinspelle speciale con portate di 250 mA; Imp.: 5 Amp.; 25 Amp.; 100 Amp.; con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente 2, 516 del costo di L. 3.980. Il nuovo SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C Vi sarà conno nel lavoro per tutta la Vostra vita. Ogni strumento I.C.E. è garantito.



Amperometri a tenaglia J. C. E. mod. 690 - Ampertest

Per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare.

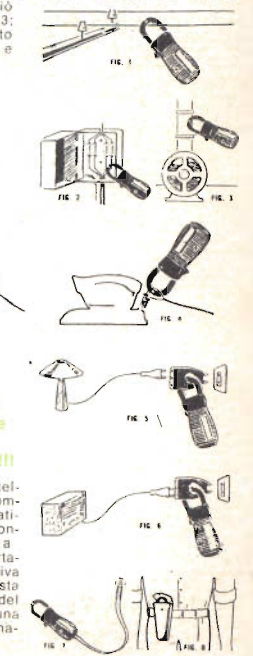
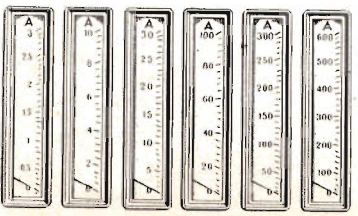
Ruotando il commutatore delle diverse portate, automaticamente appare sul quadrante la sola scala della portata scelta. Si ha quindi maggior rapidità nelle letture ed eliminazione di errori, indice bloccabile onde poter effettuare la lettura con comodità anche dopo aver tolto lo strumento dal circuito in esame!

Possibilità di effettuare misure amperometriche in C.A. su conduttori nudi o isolati fino al diametro di mm. 36 o su barre fino a mm. 41x12 (vedi fig. 1-2-3-4). Dimensioni ridottissime e perciò perfettamente tascabile; lunghezza cm. 18,5; larghezza cm. 6,5; spessore cm. 3; minimo peso (400 grammi). Custodia e vetro antiurto e anticorrosibile. Perfetto isolamento fino a 1000 V. Strumento montato su speciali sospensioni molleggiate e pertanto può sopportare anche cadute ed urti molto forti. Precisione su tutte le portate superiore al 3% del fondo scala.

Apposito riduttore (modello 29) per basse intensità (300 mA, F.S.) per il rilievo del consumo sia di lampadine che di piccoli apparecchi elettrodomestici (Radio, Televisori, Frigoriferi, ecc.) (vedi fig. 5 e 6).

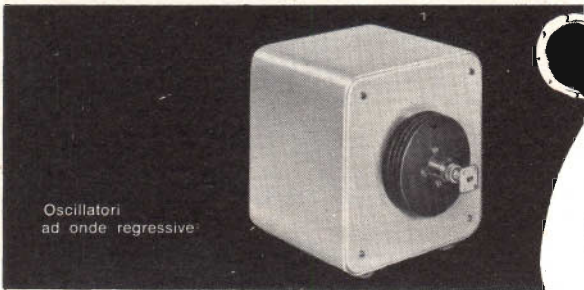
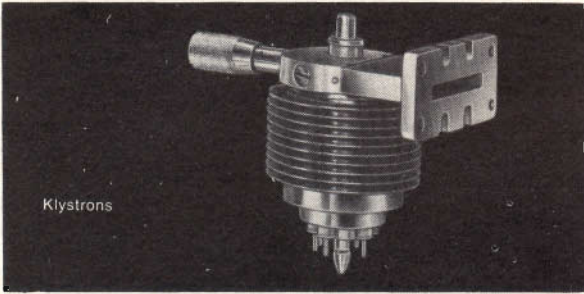
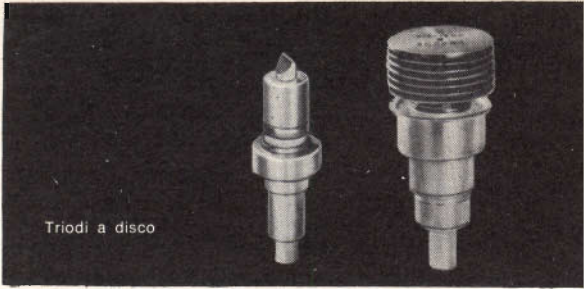
- 8 portate differenti in Corrente Alternata 50+60 Hz. (6 Amperometriche + 2 Voltmetriche).
- 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 600 Amp. 250 - 500 Volts
- 0-300 Milliampères con l'ausilio del riduttore modello 29-I.C.E. (ved. fig. 5 e 6)
- 1 sola scala visibile per ogni portata
- Il Modello 690 B ha l'ultima portata con 250 Volts anziché 500.

PREZZO: L. 40.000. Sconto solito ai rivenditori, alle industrie ed agli elettrotecnici. Astuccio pronto, in vinilpelle L. 500 (vedi fig. 8). Per pagamenti all'ordine od alla consegna omaggio del riduttore modello 29.



Veramente manovrabile con una sola mano!!!

La ruota dentelata che commuta automaticamente e contemporaneamente la portata e la relativa scala è posta all'altezza del pollice per una facilissima manovra.



**In tutto il mondo
valvole Siemens
per alta frequenza**

per telecomunicazioni
speciali amplificatrici
trasmettenti e generatrici AF
raddrizzatrici per alta tensione
riceventi



162-11-4

SIEMENS & HALSKE AG - COMPONENTI
Rappresentanza per l'Italia:
SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV

Sped. in abb. Post. Gr. III

N. 4 - Aprile 1965

SOMMARIO

Dalle diapositive Philips	COPERTINA	Il diodo a cristallo - contin.	493
Il circuito rettangolare di isteresi	433	Ponte comparatore	497
Registratore transistorizzato 2 W	439	Sistemi di telecomando con la luce	515
Circuiti fondamentali dei transistori	443	Rassegna delle riviste estere	523
Amplificatore video transistorizzato	451	Sintonizzatore FM per musica di sotto- fondo	529
Metodo per la riparazione dei TV	455	Recenti progressi nella tecnica degli alto- parlanti	535
Convertitore CC/CA per lampade fluore- scenti da 2 W	461	Il doppio pentodo PFL200	541
Trasmissione del colore	465	I lettori ci scrivono	547
Ricetrasmittitore da 28 MHz	469	Panorama radiofonico	556
Sintonizzatore FM a transistori	473	Propagazione delle onde metriche	559
Temporizzatore a transistori	479	Notizie tecniche dal mondo	562
Dati tecnici dei transistori - contin.	482	Alfa Zeus	567
Elettronica illustrata - contin.	487	Amplificatore stereo UB31	659

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

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano - Tel. n. 92.89.391 - Amministrazione: Piazza del Liberty n. 4 - Milano - Autoriz. alla Pubbl. Tribunale di Milano n. 4261 dell'1-3-1957. Stampa: CARIM - C.so Sempio-

ne, 85 - Milano. Concessionario esclus. per la diff. in Italia e all'Estero: MESSAGGERIE ITALIANE - Via P. Lomazzo, 52 - Milano - Telefono 33.20.41 - Prezzo della Rivista L. 350, numero arretrato L. 700 - Abbonamento annuo L. 3.500, per l'Estero L. 7.000.

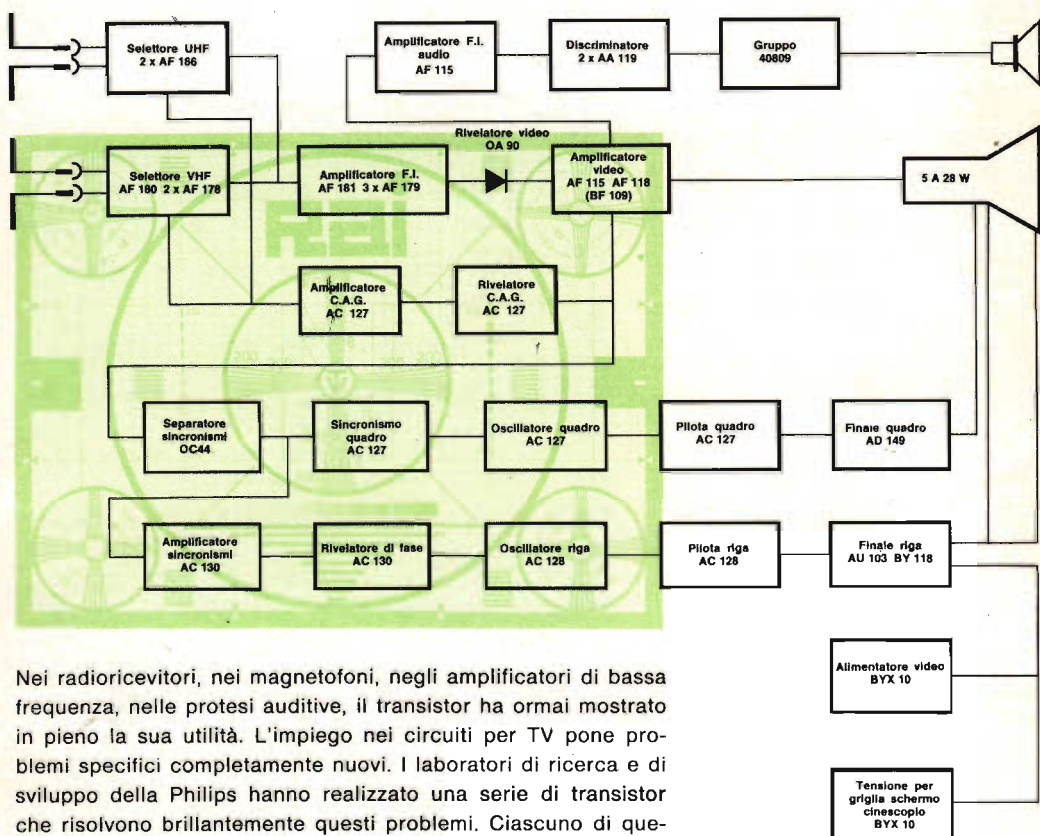
I versamenti vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano. C/C Postale 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

★ ★

Direttore Responsabile: MARIZZOLI ANTONIO

TVISTOR PHILIPS

TRANSISTOR APPOSITAMENTE PROGETTATI PER L'IMPIEGO NEI CIRCUITI DEI TELEVISORI



Nei radioricevitori, 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.



IL CICLO RETTANGOLARE DI ISTERESI

introduzione allo studio delle memorie magnetiche

Dopo aver illustrato il principio della « notazione binaria » reso possibile dai due stati di magnetizzazione che può avere un determinato materiale magnetico, entreremo nel cuore dell'argomento spiegando in maniera semplice come è fatto un « elemento di memoria »; perché è necessario che il materiale magnetico possieda un ciclo di isteresi rettangolare ed infine il meccanismo di funzionamento di un « piano di memoria ».

Sin qui abbiamo illustrato in maniera molto semplice il principio su cui è basato il funzionamento di una memoria magnetica. È giunto però il momento di considerare la cosa sotto un punto di vista più strettamente tecnico e di spiegare più per esteso il motivo per cui nelle apparecchiature che descriveremo è stato impiegato il ferroxcube di « gradazione 6 ».

Abbiamo già visto come la **direzione** della magnetizzazione dipende, in un anello di ferrite, dalla direzione della corrente che scorre nel conduttore dentro il quale è stato « infilato » l'anello (fig. 4). È parimente evidente che l'intensità di magnetizzazione dell'anello è direttamente proporzionale all'intensità della corrente che scorre nel filo, o, in altre parole, all'intensità del campo magnetico prodotto dalla corrente.

In fig. 5b è indicata mediante il classico grafico (ciclo d'isteresi) la relazione tra la direzione e l'intensità della magnetizzazione indotta (B) in un dato materiale magnetico e la direzione e l'intensità della forza magnetizzante (H) che ha causato tale magnetizzazione. Il ciclo particolare di isteresi di fig. 5, è stato ricavato dal ferroxcube con gradazione 6.

A seconda se sia stata applicata o no in precedenza una forza magnetizzante H, l'anello di ferrite, se attualmente nel conduttore in cui è stato infilato non scorre corrente, si troverà in una di queste due condizioni di magnetizzazione¹; potrà cioè essere magnetizzato con una certa intensità +B, in una direzione che noi chiameremo

1) Ciò ovviamente a causa della forma rettangolare del ciclo di isteresi magnetica.

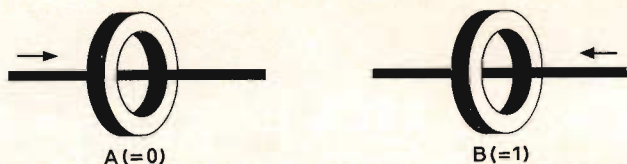


Fig. 4 - La direzione di magnetizzazione dipende in un anello attraversato da un filo, dal senso della corrente che circola nel filo. La corrente può circolare nel filo in due sensi; ed analogamente, si danno due polarità di magnetizzazione dell'anello che possono simboleggiare rispettivamente la cifra « 0 » o la cifra « 1 ».

remo « + », oppure nella direzione opposta che chiameremo « — » con una certa intensità $-B_r$. Ora, la condizione di magnetizzazione del nucleo individuata mediante $+B_r$ viene usata per esprimere il simbolo « 1 », mentre la condizione di magnetizzazione opposta, $-B_r$, viene usata per esprimere il simbolo « 0 ».

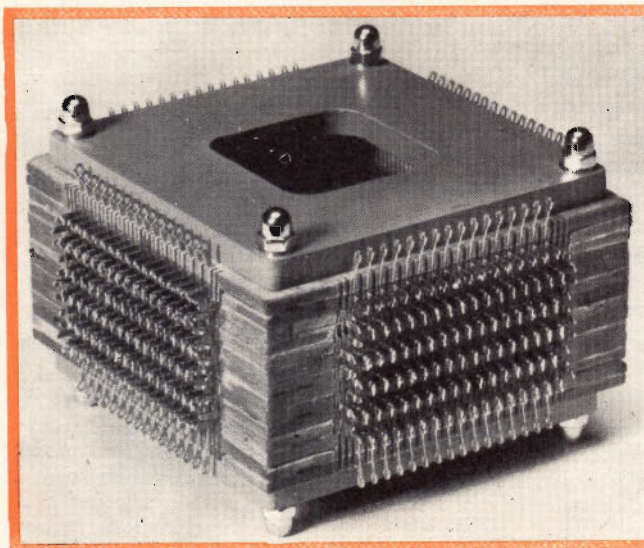
Per cambiare la condizione magnetica dell'anello da $+B_r$ a $-B_r$, o viceversa è necessario far passare nel filo una corrente corrispondente alla forza magnetizzante H . In pratica, siccome in ogni anello passano molti fili, la forza magnetizzante H sarà data dalla somma **algebraica** di tutte le correnti che attraversano detti fili.

Per esempio, supponiamo che un dato anello si trovi nella condizione di magne-

tizzazione $+B_r$, e rappresenti quindi il simbolo « 1 ». Se ora inviamo nel filo una corrente che produca un campo magnetico opposto equivalente a $-H$, anche la magnetizzazione dell'anello si invertirà, come appunto indicato dal punto P nella parte inferiore del ciclo di isteresi di fig. 5b.

All'atto della cessazione della corrente nel filo (H diventa allora zero), l'intensità di magnetizzazione dell'anello non scende a zero ma diminuisce fino al valore $-B_r$; l'anello cioè si trova nella condizione di magnetizzazione che rappresenta il simbolo « 0 ».

Allo stesso modo, se l'anello si fosse trovato nella condizione di magnetizzazione $-B_r$, l'applicazione nel filo di un impulso di corrente avrebbe dato origine ad



Qui è presentato uno « stack », vale a dire più piani di memoria sovrapposti.

una forza magnetizzante $+H$ la quale avrebbe fatto cambiare la magnetizzazione dell'anello portandolo dal punto $-B_r$ al punto Q del ciclo di isteresi. Anche in questo caso, all'atto della cessazione dell'impulso di corrente, la magnetizzazione non sarebbe scesa a zero ma avrebbe assunto il valore $+B_r$.

Si tenga ancora presente che a causa della forma rettangolare del ciclo di isteresi, l'applicazione di un impulso di corrente corrispondente ad una forza magnetizzante $\frac{1}{2}H$, diretto nell'una o nell'altra direzione, non produce nessuna variazione permanente nella direzione della magnetizzazione dell'anello. Se l'anello si trova nella condizione di magnetizzazione $+B_r$, l'applicazione di un campo magnetico con intensità pari a $\frac{1}{2}H$ porterà temporaneamente il valore della magnetizzazione del nucleo o al valore indicato con $+R$ o a quello indicato con $-R_1$ sulla curva d'iste-

resi, a seconda della direzione del campo; in entrambi i casi però, cessato l'impulso di corrente, il valore di magnetizzazione dell'anello ritornerà ancora ad essere $+B_r$.

Allo stesso modo, se la magnetizzazione dell'anello è $-B_r$, l'applicazione al medesimo di un campo magnetico pari a $\frac{1}{2}H$ porterà il valore di magnetizzazione o al punto $-S$ o al punto $-S_1$, a seconda della direzione del campo. Anche in questo caso, cessato l'impulso di corrente, e scomparso quindi il campo magnetico, il valore di magnetizzazione dell'anello sarà ancora $-B_r$.

Dall'osservazione del ciclo di isteresi si deduce inoltre che, se l'anello si trova nella condizione di magnetizzazione $+B_r$, e se nel conduttore nel quale esso è infilato viene fatto circolare un impulso di corrente corrispondente ad un campo magnetico $+H$, la magnetizzazione dell'anello non subisce una variazione permanente

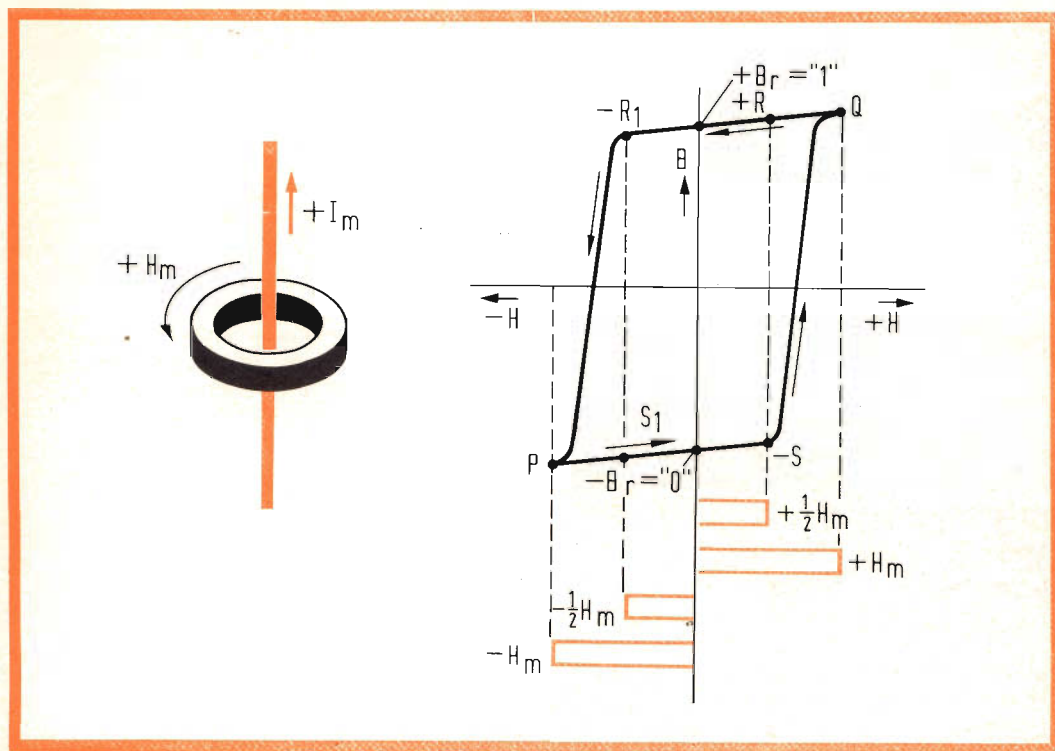


Fig. 5 - a) Un impulso di corrente $+I_m$ produce una forza magnetizzante $+H$ che magnetizza l'anello in una ben determinata direzione; b) Ciclo di isteresi magnetica rettangolare di un anello di ferrocubo 6. Sulla parte negativa delle ordinate sono rappresentati gli impulsi rispettivamente positivi ($+H_m$ e $+\frac{1}{2}H_m$) e negativi ($-H_m$ e $-\frac{1}{2}H_m$) di ampiezza H e di ampiezza $\frac{1}{2}H$.

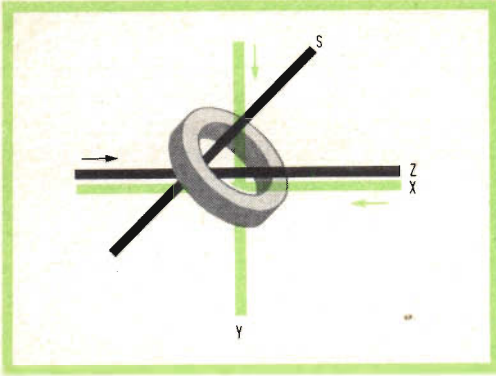


Fig. 6 - Elemento fondamentale di una memoria magnetica. L'anello è disposto obliquamente (45°) rispetto al conduttore X e Y e Z. Dal conduttore S viene raccolta per induzione l'informazione precedentemente immagazzinata nell'anello.

ma solo un leggero aumento assumendo cioè il valore rappresentato dal punto Q; essa riassumerà il primitivo valore $+B_r$ non appena sarà tolto l'impulso di corrente nel conduttore. Parimente, se la magnetizzazione dell'anello si trova nella condizione $-B_r$, e viene applicato all'anello un campo magnetico con valore $-H$, la magnetizzazione del medesimo assumerà temporaneamente un aumento rappresentato dal punto P, per riassumere il primitivo valore $-B_r$ non appena sarà tolto l'impulso di corrente dal conduttore.

Questo particolare andamento della magnetizzazione dell'anello in relazione alle varie polarità dell'impulso di corrente circolante nel conduttore nel quale esso è « infilato » è dovuto alla forma rettangolare del ciclo di isteresi magnetica caratteristico del « ferroxcube 6 » di cui è appunto formato l'anello stesso.

Un elemento di memoria

In fig. 6 è riportato un singolo nucleo-anello nella stessa posizione in cui sarebbe montato in una memoria magnetica completa. L'anello è fatto di materiale magnetico con ciclo d'isteresi rettangolare (ferroxcube 6) esso viene montato obliquamente e cioè con un angolo di 45° rispetto ai due conduttori X e Y infilati in esso: il filo che attraversa l'anello in senso

verticale viene chiamato **filo Y**, i due fili che attraversano l'anello in senso orizzontale vengono chiamati rispettivamente **filo X e Y**, mentre il filo che attraversa l'anello diagonalmente viene chiamato **filo S**. Le frecce poste parallelamente ai fili X e Y indicano che la polarità delle correnti che scorrono in questi fili è positiva (+).

In condizione di funzionamento vengono inviati rispettivamente nei fili X e Y solo impulsi di corrente corrispondenti a campi magnetici di intensità $+1/2H$ o $-1/2H$. Pertanto, se l'anello si trova nella condizione di magnetizzazione $+B_r$, esso potrà cambiare questa magnetizzazione in quella di $-B_r$ solo nel caso in cui vengono inviati **simultaneamente** in entrambi i fili X e Y impulsi di corrente corrispondenti ciascuno al campo magnetizzante $-1/2H$. Parimente, se l'anello si fosse trovato nella condizione di magnetizzazione $-B_r$, esso avrebbe cambiato questa magnetizzazione in quella di $+B_r$ solo nel caso in cui fossero stati inviati simultaneamente attraverso i fili X e Y impulsi di corrente corrispondenti al campo magnetico totale $+H$.

Abbiamo visto quindi come gli impulsi di corrente passando nei fili X e Y facciano cambiare la direzione di magnetizzazione; ma questa variazione della condizione di magnetizzazione dell'anello produce nel filo S per induzione una forza elettrica chiamata « forza elettromagnetica », capace di far scorrere nel filo S un impulso di corrente. **È questo particolare effetto che viene sfruttato « per rileggere » o riottenere l'informazione immagazzinata nella memoria.**

Le funzioni precise dei fili Z e S verranno più ampiamente illustrate nel corso di questa trattazione.

Disposizione dei nuclei magnetici di memoria

Una memoria a nuclei magnetici è formata da un certo numero di nuclei ad anello come quelli descritti in precedenza, disposti in righe orizzontali e colonne verticali. Una simile disposizione la si può vedere in fig. 7, dove, per semplicità, sono stati indicati solo i fili X e Y; essa viene chiamata « piano di memoria » o « piano

di matrice » ed in pratica contiene un numero di anelli molto maggiore dei 20 indicati nella figura.

Una memoria « piccola » è formata da soli 4 piani di memoria disposti l'uno sopra l'altro; memorie « più grandi » possono contenere fino a 100 piani così disposti. Osservando la fig. 7 si notano degli interruttori che consentono di inviare degli impulsi di corrente nei conduttori dove sono infilati gli anelli magnetici; in particolare l'interruttore X provvede ad inviare impulsi di corrente nei conduttori orizzontali scelti e quindi in esso infilati, analogamente l'interruttore Y provvede ad inviare impulsi di corrente nei conduttori verticali scelti e quindi ad applicare il campo magnetico associato a tutti gli anelli formanti una colonna verticale. Questi interruttori sono in pratica azionati da dispositivi ester-

ni alla memoria costituiti, per esempio, da schede perforate, od altro.

È facile capire il funzionamento di un piano di memoria se teniamo presente che ogni anello si trova, in un dato istante o nella condizione « 0 » oppure nella condizione « 1 ». Consideriamo la posizione degli interruttori di fig. 7; in particolare chiudendo l'interruttore Y viene inviato un impulso di corrente (corrispondente al campo magnetizzante $\pm \frac{1}{2}H$), attraverso il filo Y della quarta colonna (a partire da sinistra). Se **contemporaneamente** chiudiamo l'interruttore X si invia un impulso di corrente di uguale intensità ($+\frac{1}{2}H$) nel filo della terza riga di anelli (a partire dall'alto) avverrà che **l'unico** anello che verrà assoggettato al massimo valore del campo magnetico ($+\frac{1}{2}H$) + ($+\frac{1}{2}H$) = $+H$, sarà quello che si trova nel punto di in-

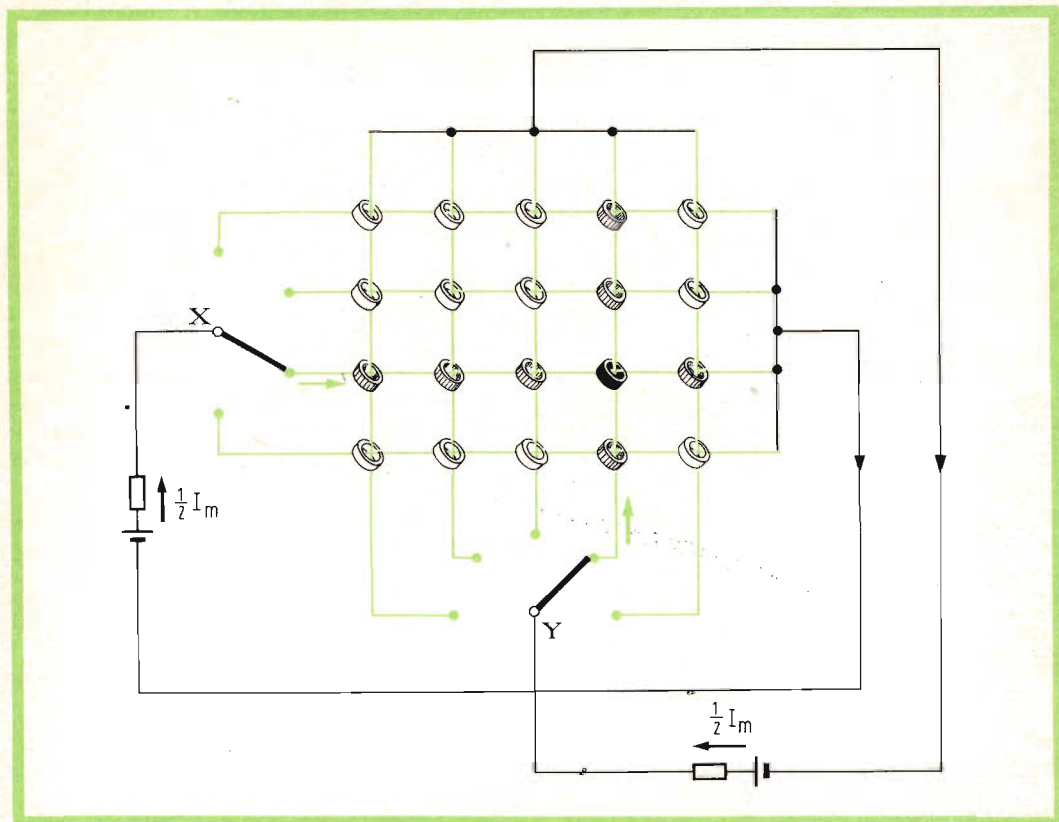
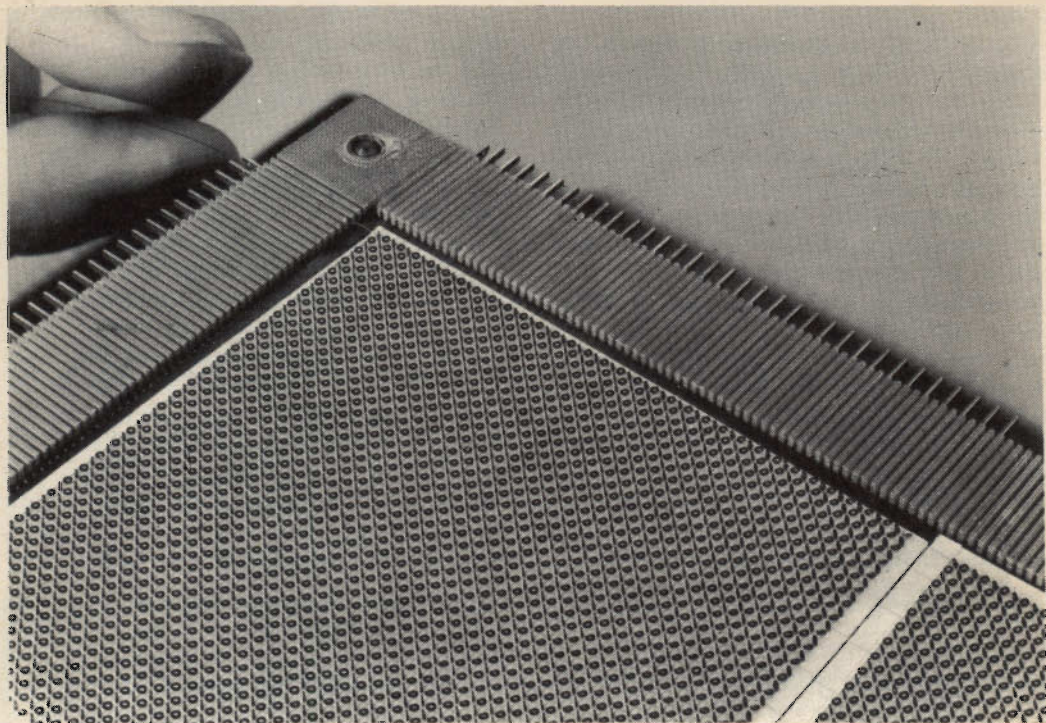


Fig. 7 - Disposizione fondamentale di un piano di memoria. Più piani disposti l'uno sopra l'altro formano il cosiddetto « stack ». All'atto della chiusura contemporanea degli interruttori X e Y, solo l'anello **disegnato in nero** (che si trova nel punto d'incrocio del conduttore X e del conduttore Y) acquisterà la massima magnetizzazione $+H$



Come si presenta un « piano di memoria » completo. Si notino i piccoli nuclei circolari e gli spinotti esterni a cui sono collegati i fili che attraversano i nuclei.

crocio tra la terza fila orizzontale e la quarta verticale (questo anello è indicato in nero in figura).

Pertanto, se questo anello si trovava in precedenza nella condizione « 0 » cambierà tale condizione in quella di « 1 »; se invece si trovava in precedenza già nella condizione 1, rimarrà in tale condizione. Tutti gli altri anelli che si trovano nella quarta riga orizzontale (a partire da sinistra) e nella terza riga verticale (a partire dall'alto) riceveranno **solo** impulsi di valore $+1/2Im$ e non cambieranno la loro condizione. Nella figura 7, questi cosiddet-

ti anelli « semiselezionati » sono tratteggiati. Ovviamente tutti gli altri anelli infilati negli altri conduttori verticali e orizzontali non ricevendo alcun impulso non cambieranno la loro condizione di magnetizzazione.

È del pari evidente che se nei precedenti fili X e Y fossero stati inviati impulsi di polarità $-1/2Im$, il nucleo selezionato, sarebbe passato nella condizione « 0 », se si fosse trovato originariamente nella condizione « 1 » mentre non avrebbe cambiato condizione se si fosse trovato originariamente nella condizione « 0 ».

Città del Capo è stata recentemente dotata del più grande giornale luminoso esistente al mondo. La realizzazione è stata portata a termine con l'impiego di 5500 lampade. L'impianto è stato installato sulla sommità di un edificio alto 85 m.

La base dell'impianto misura 70 m. ed ogni lettera è alta 4 m. Per 17 ore al giorno le notizie arrivano a questa telescrivente gigante e vengono lette da centinaia di migliaia di persone. Attualmente sono all'esame nuovi progetti per la costruzione di simili impianti in altre città dell'Africa del Sud.

REGISTRATORE TRANSISTORIZZATO USCITA = 2 W

Viene descritto il circuito e le relative prestazioni di un registratore transistorizzato funzionante con alimentazione dalla rete. La potenza di 2 W si ottiene con l'impiego di 2xAC128 funzionanti in classe B. Alla velocità di 9,5 cm/s, la banda passante complessiva è compresa fra 50 e 8000 Hz a -3 dB.

In registrazione, tre transistori AC126 provvedono a fornire una amplificazione tale da consentire un corretto funzionamento con segnali minimi di 1 mV, su un'impedenza di 100 k Ω , quali si possono avere con un microfono piezoelettrico. Altri due ingressi permettono di effettuare registrazioni con diversi livelli (radio, pick-up ecc.). Un transistor OC 75 e un diodo OA 81 vengono utilizzati per il pilotaggio dello strumento indicatore di modulazione.

Per l'oscillatore di cancellazione, è stato realizzato un circuito con un transistor AC 128 che impiega nel circuito oscillante la stessa bobina della testina di cancellazione.

In riproduzione, il terzo AC 126 pilota lo stadio finale di 2 x AC 128 montati a « Single Ended » classe B.

La compensazione richiesta dalle caratte-

ristiche di incisione e riproduzione viene fatta con reti di controreazione nel secondo stadio e fra lo stadio finale ed il pilota.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Primo e secondo stadio

Il primo stadio è un amplificatore che funziona con corrente di collettore di 0,5 mA ed è polarizzato con un partitore a bassa impedenza allo scopo di garantire, (qualunque sia il tipo di generatore usato in registrazione), le migliori condizioni di funzionamento per quanto riguarda il rumore.

Sul secondo stadio, che funziona con corrente di collettore di 1,5 mA, viene fatta,

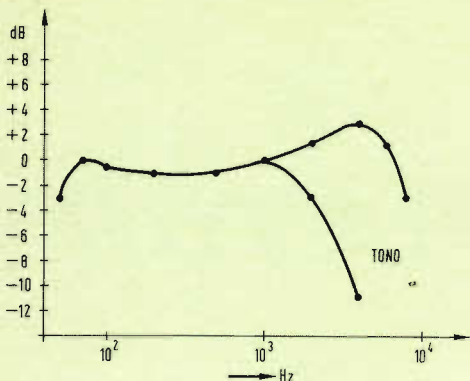


Fig. 1 - Curva di risposta complessiva dell'amplificatore.

per mezzo di una rete di controreazione, la compensazione della caratteristica di riproduzione.

Terzo stadio

Questo transistor lavora con una corrente di collettore di 7,5 mA in riproduzione e di 2 mA in registrazione. In quest'ultima posizione il primario del trasformatore pilota viene utilizzato per formare un circuito LC serie sintonizzato sulla frequenza dell'oscillatore. Ciò consente di attenuare la tensione inevitabilmente presente sul collettore.

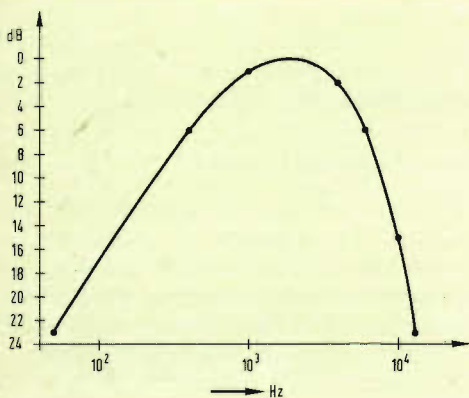


Fig. 2 - Curva di risposta della testina.

Indicatore del livello di modulazione

Per questo uso è stato impiegato uno strumento di 400 μ A. Il segnale prelevato dal collettore del terzo stadio è inviato ad uno stadio montato con collettore comune e poi rettificato con un diodo OA 81.

L'impiego del transistor OC75 è necessario per ottenere una sicura indicazione dello strumento, e ovviare alla distorsione che il solo diodo provocherebbe, come elemento non lineare, sul segnale da registrare. La taratura dello strumento si può effettuare come segue: si blocca l'oscillatore e, con segnale all'entrata a 1000 Hz di ampiezza tale da ottenere 50 mV sulla testina di registrazione, si regola il potenziometro R_1 per il fondo scala dello strumento indicatore.

Oscillatore

Per l'oscillatore è stata impiegata una testina di cancellazione dotata di presa (PHOTOVOX CM30/12), questa soluzione consente di risparmiare una bobina di accordo. La frequenza di oscillazione è dell'ordine di 55 - 60 kHz; la tensione per la cancellazione è di 45 V (misurata ai capi della testina di cancellazione).

Amplificatore finale

Lo stadio d'uscita fornisce su un'impedenza di 8 Ω una potenza di 2 W con distorsione del 5%. Con l'impiego di un'aletta di raffreddamento di almeno 12,5 cm² per transistor, il funzionamento corretto è assicurato fino ad una temperatura ambiente di 45 °C. Per il pilotaggio è stato impiegato un trasformatore PHILIPS PK 506.47.

Sensibilità in registrazione

Ingressi

1) Consente la registrazione con segnali da 1 a 50 mV (microfono) su un'impedenza di 100 k Ω .

2) Da 10 a 500 mV (radio) su un'impedenza di 1 M Ω .

3) Da 50 mV a 2 V (pick-up) su 5,6 M Ω d'impedenza.

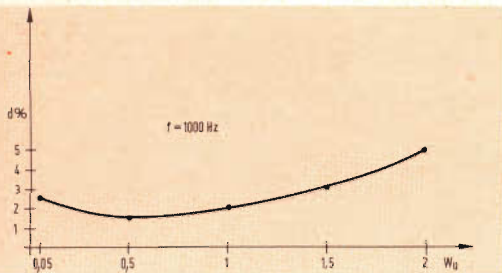


Fig. 4 - Curva di distorsione in funzione della potenza di uscita.

I dati di cui sopra devono essere tenuti presenti al fine di non sovraccaricare i primi due stadi.

Sensibilità in riproduzione

Alla frequenza di 1 kHz, 0,5 mV all'ingresso del primo transistor sono sufficienti per ottenere 2 W d'uscita.

Tale sensibilità è adeguata per una testina di 120 mH come quella impiegata nel nostro caso (PHOTOVOX RM 25/5 TR). Nella fig. 2 è riportata la curva di risposta di detta testina.

Rumore

Il rapporto segnale disturbo totale (registrazione ÷ riproduzione) è di circa 40 dB. Tale valore è stato ritenuto sufficiente date le caratteristiche di risposta dell'altoparlante usato.

Essendo il rumore nella maggior parte formato dal residuo a 50 Hz (proveniente dall'alimentatore) è possibile, qualora tale rumore risulti eccessivo, aumentare il valore delle capacità di filtro.

Banda passante rispetto a 1000 Hz

In fig. 1 è riportata la curva di risposta complessiva. La registrazione è stata fatta utilizzando l'ingresso 2 con circa 100 mV a livello costante. Il livello di riproduzione indicato con 0 dB corrisponde ad 1 W d'uscita.

Distorsione

In fig. 4 è raffigurata la curva di distorsione in funzione della potenza d'uscita alla frequenza di 1 kHz. Tale curva è ricavata in riproduzione con un generatore di segnali.

Alimentatore

L'alimentatore è realizzato con un diodo BY 114 e un'impedenza di filtro che, percorsa da una corrente di 200 mA, ha un'induttanza di 0,4 H. La resistenza di tale impedenza deve essere di circa 3 Ω . La tensione costante necessaria per l'alimentazione del preamplificatore viene ricavata con un diodo OA 85 opportunamente filtrata.

In fig. 3 è riportato lo schema completo del registratore.

Raggi gamma sono stati prodotti per l'interazione del raggio di un laser e di un fascio di elettroni accelerati: il risultato, di grande importanza per diversi motivi, è stato ottenuto dai ricercatori dell'Istituto di fisica dell'Accademia delle Scienze di Mosca, secondo quanto annuncia la «Tass».

I raggi gamma hanno la stessa natura della luce, ma un'energia ben maggiore, e normalmente sono prodotti da taluni corpi radioattivi e nel corso delle reazioni nucleari. Quelli prodotti dai ricercatori moscoviti presentano come proprietà estremamente interessante il fatto di avere un livello di energia ben definito: in certo modo, inoltre, sono sintetici e «riproducibili» in grande quantità. Così sarà possibile studiare profondamente l'interazione dei fotoni (che sono particelle di luce) e degli elettroni. Ciò sarà di grande utilità per la realizzazione di mezzi di propulsione fotonica per i razzi di domani. Per di più, sebbene tale possibilità sia alquanto remota, la produzione di radiazioni con maggiore energia della luce potrebbe avvicinare la realizzazione a mezzo del laser di quel raggio mortale del quale tanto si favoleggia.

CIRCUITI FONDAMENTALI DEI TRANSISTORI

Iniziamo in questa rubrica una spiegazione molto semplice del funzionamento del transistor nei circuiti elettronici. I circuiti elettronici sono quello che sono, e cioè, formati da combinazioni in serie o in parallelo dei componenti fondamentali L, C, R. È interessante vedere come si comporta il transistor quando viene inserito in questi circuiti al posto del convenzionale tubo elettronico. Accanto alla corrente di elettroni (caratteristica dei tubi elettronici) avremo una « corrente di buchi », avremo i transistori NPN e quelli PNP, i circuiti con base comune, emettitore comune, collettore comune, ecc. Ecco ciò che vorremmo illustrare molto brevemente in questa rubrica, che dovrà servire da base teorica per tutte le innumerevoli realizzazioni a transistori pubblicate da questa rivista.

Essenzialmente un transistor è formato da tre strati alternati di materiale semiconduttore di tipo N o di tipo P.

Richiamiamo alla memoria brevemente come si forma il germanio di tipo N o di tipo P. Si purifica il germanio grezzo, lo si fa cristallizzare, si inserisce nel reticolo così ottenuto (dove ogni atomo di germanio (tetravalente) stabilisce quattro legami covalenti con gli atomi vicini) degli atomi pentavalenti (antimonio) oppure trivalenti (indio). Cosa succede? Gli atomi pentavalenti entrando nel reticolo al posto degli atomi di germanio tetravalenti ne « saturano » i quattro elettroni lasciando il quinto « a spasso » per il materiale. Gli atomi di antimonio, perdono un elettrone, diventano ioni **positivi** fissi « incastrati » nel reticolo mentre gli elettroni che non sono potuti entrare nel reticolo si muoveranno liberamente tra le strutture atomiche del germanio. Ecco fatto il germanio di tipo N.

Come si farà il germanio di tipo P? Semplice, anziché atomi pentavalenti, si inseriscono nel reticolo atomi trivalenti: Cosa succede? Adesso, i tre elettroni dell'indio non riescono a saturare che solo tre legami covalenti, il quarto elettrone mancante per completare il reticolo sarà allora « rubato » dal legame covalente di un atomo di germanio lì vicino, dove però la sua dipartita lascerà un « posto vuoto » (buco), che, a sua volta, sarà « riempito » da un elettrone di un atomo di germanio lì vicino, e così via. Questi continui « salti » di elettroni si traducono in formazioni di buchi o cariche positive. Assumendo un elettrone in più, l'atomo di indio diventa un **ione positivo** « incastrato » anch'esso nel reticolo, mentre di mobile non ci sarà che il « posto vuoto » o buco con carica positiva. Ed ecco fatto il germanio di tipo P.

Gli atomi di antimonio siccome « regalano » al materiale i loro elettroni si chiamano **donatori**; mentre gli atomi di

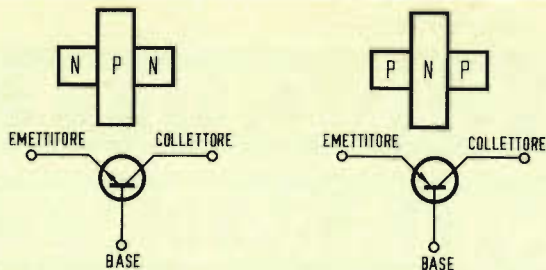


Fig. 1 - Indicazione schematica della costruzione e simboli di un transistor NPN e PNP.

indio che « accettano » gli elettroni del materiale si chiamano **accettori**.

Combinando questi due tipi di materiali rispettivamente N (con elettroni liberi) e P (con buchi liberi) si possono effettuare varie combinazioni; abbiamo infatti due tipi di transistori: quelli NPN e quelli PNP. Questi due tipi vengono usati comunemente sia da soli sia in combinazione. Questi tre strati o elementi sono conosciuti come **emettitore**, **base** e **collettore**, tenendo presente che lo strato di base si trova sempre in mezzo agli altri due. Ciò è indicato molto schematicamente in fig. 1, dove è riportato anche il rispettivo simbolo.

Si tenga presente come questa « costruzione a sandwich » crea due giunzioni P-N, e cioè una tra l'emettitore e la base e l'altra tra la base e il collettore. **Il funzionamento del transistor è assicurato se la giunzione emettitore-base viene polarizzata in senso diretto e se la giunzione base-collettore viene polarizzata in senso inverso.** Si pensi alle condizioni di un diodo a giunzione che può essere polarizzato in senso diretto e in senso inverso. La parola « polarizzazione » significa che alle giunzioni vengono applicate tensioni continue che, a loro volta, produrranno, determinate correnti.

Correnti all'interno di un transistor NPN

In fig. 2 vediamo un transistor montato in un circuito chiamato comunemente « con base comune » o più impropriamente con « base a massa ». Perché « base comune »? Semplicemente perché la base, o meglio il terminale della base è comune

al circuito d'ingresso e al circuito d'uscita; questi due circuiti cioè hanno in comune questo ramo. In questa prima condizione (fig. 2) abbiamo lasciato « aperto » deliberatamente il circuito d'ingresso o (in questo caso) di emettitore. Si noti subito come la giunzione base-collettore sia stata polarizzata in senso inverso; e infatti così deve **sempre** essere. A causa di questa polarizzazione, i « portatori maggioritari » (così vengono chiamati i buchi nel germanio P della base e gli elettroni nel germanio N del collettore) sono allontanati dalla giunzione e lasciano quindi la zona della giunzione completamente « svuotata » di cariche. **Una corrente quindi dovuta alle cariche maggioritarie non può assolutamente esistere.**

Sappiamo però che, anche a temperatura ordinaria, alcuni legami covalenti esistenti tra gli atomi del reticolo si rompono dando origine alla formazione di elettroni e di buchi in coppie (e cioè tanti elettroni quanti buchi); ciò avviene sia nel germanio che forma la base sia in quello che forma il collettore. Gli elettroni che si sono formati in questo modo nella base e i buchi che si sono formati pure in questo modo nel collettore sono **portatori minoritari** (*). Nei riguardi di questi portatori di cariche minoritarie, la giunzione base-collettore risulta polarizzata in **senso diretto**. Ed ecco che si avrà allora una certa corrente, di cariche minoritarie naturalmente (fig. 2). In questa figura sono indicate, per semplicità, solo le cariche minoritarie. Questa corrente

(*) Tenere presente che gli elettroni (portatori maggioritari) presenti nel germanio di tipo N sono dovuti a « drogaggio » e non al calore (portatori minoritari).

« inversa » viene chiamata **corrente di dispersione** ed in genere ha il valore di pochi micro-ampere. Il suo simbolo è, per questo circuito, I_{CO} .

Completiamo ora il circuito dell'emettitore applicando ad esso una tensione continua di polarità tale per cui la giunzione emettitore-base risulti polarizzata in senso diretto (fig. 3). Sarebbe logico supporre che in forza di questa polarizzazione diretta dovesse scorrere nel circuito base-emettitore una corrente molto intensa. Viceversa, siccome la base ha uno spessore molto ridotto e siccome sia l'emettitore che il collettore sono « drogati » molto più fortemente del germanio di base, succederà che **la maggior parte della corrente di emettitore attraverserà lo spessore della base e la giunzione base-collettore**. Solo pochi elettroni (<5%), tra quelli provenienti dall'emettitore, si ricombineranno con i buchi della base dando origine alla cosiddetta **corrente di base**. Questo interessante effetto è indicato graficamente mediante il vario spessore delle frecce di fig. 3. Algebricamente la relazione tra queste correnti è data da:

$$I_E = I_{CE} + I_{BE} \quad (1)$$

dove:

I_E = corrente proveniente dall'emettitore
 I_{CE} = parte della corrente di emettitore circolante nel collettore (corrente di collettore)

I_{BE} = parte della corrente di emettitore circolante nella base (corrente di base).

Se poi aggiungiamo anche la corrente di dispersione I_{CO} , sempre presente nella giunzione base-collettore, avremo l'altra relazione:

$$I_C = I_{CE} + I_{CO} \quad (2)$$

$$I_B = I_{BE} - I_{CO} \quad (3)$$

e dove:

I_C = corrente che normalmente scorre nel collettore

I_B = corrente che normalmente scorre nella base.

Molte volte, I_{CO} , dato il suo valore molto basso rispetto a quello delle altre correnti, viene trascurata e allora I_C e I_B vengono considerati come I_{CE} e I_{BE} . Anche se questa corrente di dispersione può alterare (alle elevate temperature) le con-

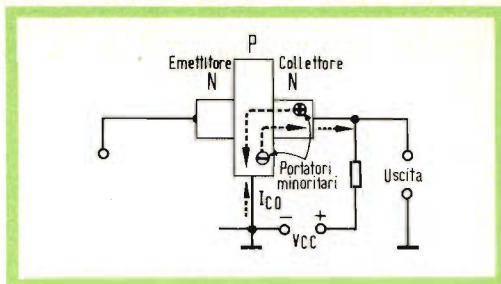


Fig. 2 - Corrente di dispersione (I_{CO}) in un transistor.

dizioni di funzionamento in c.c., di essa non si tiene conto nei riguardi delle variazioni di corrente prodotte da un segnale alternato. Pertanto, per il funzionamento del transistor in corrente alternata, si può benissimo affermare che:

$$I_e = I_c + I_b$$

Siccome poi, in pratica, un segnale alternato produce corrispondenti variazioni delle tensioni di polarizzazione in precedenza applicate (condizioni statiche), si può anche dire che:

$$\Delta I_E = \Delta I_C + \Delta I_B \quad (5)$$

E con l'aiuto di questa formula abbiamo già gli elementi per stabilire il **guadagno di corrente** ottenibile in questo circuito con base comune. Questo guadagno viene indicato con la lettera greca α (*) e viene definito come il rapporto tra una variazione della corrente del collettore e la variazione della corrente di emettitore che l'ha prodotta, rimanendo però costan-

(*) Questo parametro può essere anche rappresentato mediante i simboli h_{21} o h_{fb} .

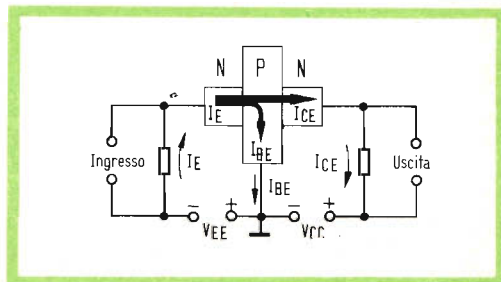


Fig. 3 - Ripartizione delle correnti in un transistor NPN montato in un circuito con base comune.

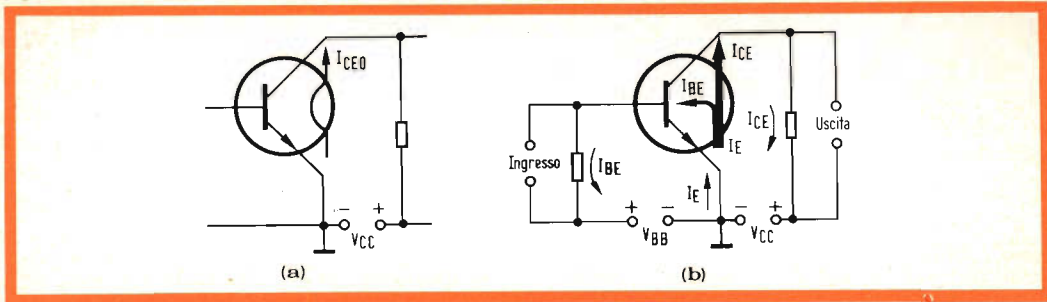


Fig. 4 - Ripartizione delle correnti in un transistor NPN montato in un circuito con emettitore comune.

te la tensione al collettore, e cioè:

$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e} \quad (\text{per } E_{CB} \text{ costante})$$

Da quanto detto sopra è ovvio che α dovrà sempre essere inferiore all'unità dato che ΔI_C sarà sempre inferiore a ΔI_E . Valori comuni per il guadagno di corrente vanno da 0,85 a 0,995.

Fino a questo punto ci siamo occupati delle relazioni che intercorrono fra le varie correnti (I_C , I_E , I_B) in un transistor montato con base comune. Ma questo dispositivo a semiconduttore può essere disposto in un circuito anche con l'emettitore e il collettore, **comuni** al circuito di ingresso e di uscita. Per ciò che riguarda il funzionamento in c.a., queste relazioni tra le varie correnti rimangono le stesse; ciò che cambia considerevolmente è il valore della corrente di dispersione e quello del guadagno di corrente. Ciò è indicato in fig. 4 per il circuito dove il transistor è montato con l'emettitore comune al circuito d'ingresso e al circuito di uscita. Si noti subito come, in questo caso, la corrente di dispersione (I_{CEO}) è la corrente che scorre tra collettore ed emettitore se il circuito d'ingresso (base) è aperto (fig. 4a). Si noti inoltre come, in condizioni di funzionamento normale, la corrente di emettitore I_E si divide in due componenti, e cioè, I_{BE} e I_{CE} . Anche in questo caso la corrente di base è piccola mentre la maggior parte della corrente di emettitore passa attraverso la base e va dentro al collettore.

In questa configurazione circuitale (emettitore comune), il guadagno di cor-

rente è dato dal rapporto tra una variazione nella corrente di collettore e una variazione nella corrente di **base** per una tensione di valore costante al collettore; tale guadagno viene indicato con la lettera greca β (*).

Algebricamente abbiamo:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} \quad (E_{CE} \text{ costante}) \quad (6)$$

Siccome i valori di corrente usati per calcolare il guadagno di corrente sono tutti legati tra loro, ne segue che anche α e β saranno legati tra di loro; si può dimostrare, infatti, per via matematica, che:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (7)$$

I valori più comuni per β vanno da 20 a 200. E ciò è comprensibile quando si considera che la corrente di base I_B è molto più piccola della corrente di collettore I_C . Pertanto, siccome α è inferiore ma si avvicina all'unità, β tende all'infinito.

La corrente di dispersione (I_{CEO}) del circuito con emettitore comune (con il circuito di base aperto) è molto superiore alla corrente di dispersione I_{CBO} del circuito con base comune (circuito di emettitore aperto) e dipende dal guadagno di corrente β ; e cioè:

$$I_{CEO} = \beta I_{CBO} \quad (8)$$

Quest'ultimo aspetto è molto importante e da tenere presente quando si progettano circuiti per la polarizzazione dei transistori.

(*) Questo parametro viene anche indicato mediante il simbolo h_e .

Flusso di corrente - transistor PNP

In un transistor PNP, le relazioni tra le varie correnti (e cioè I_C , I_E , I_B) sono identiche a quelle già esaminate per i transistori NPN; e cioè:

$$I_E = I_{BE} + I_{CE}$$

e che vale per le condizioni di funzionamento statiche, e cioè in c.c.; mentre la relazione

$$I_c = I_c + I_b$$

vale quando c'è il segnale, e cioè, per le condizioni dinamiche, o in c.a. Ci sono però anche delle differenze e queste sono essenzialmente due: il tipo di flusso di corrente **dentro** il transistor e la direzione di questo flusso nel circuito **esterno**.

Queste differenze vengono mostrate in fig. 5 per un circuito dove il transistor è montato in un circuito con emettitore comune. Naturalmente, queste differenze valgono anche per i circuiti con base comune e con collettore comune. Prima di esaminare la fig. 5 si tenga bene a mente che, per il funzionamento del transistor (di qualsiasi tipo esso sia e in qualsiasi circuito venga montato) è assolutamente necessario che la giunzione del diodo base-emettitore sia polarizzata in senso diretto e che la giunzione del diodo collettore-base venga polarizzata in senso inverso. Ciò premesso, vediamo ora come questo si possa applicare alla fig. 5.

Siccome il transistor è del tipo PNP, perchè si verifichi la precedente condizione è necessario che l'emettitore sia positivo rispetto alla base (polarizzazione diretta) e il collettore sia invece negativo rispetto alla base (polarizzazione inversa). Dalla figura 5a sembrerebbe che sia

la base che il collettore si trovino allo stesso potenziale. Ma la differenza tra le tensioni (omonime) applicate a questi elettrodi è presto stabilita, prendendo una batteria V_{CC} con valore più elevato di quella V_{BB} , oppure scegliendo opportunamente il valore dei resistori di caduta inseriti nei rispettivi circuiti. Si paragoni ora questa figura con la fig. 4 e si noterà subito come le polarità delle tensioni applicate agli elettrodi sono cambiate e come pure sono cambiate le correnti circolanti nei collegamenti esterni. Questo però non ci dovrebbe meravigliare in quanto abbiamo cambiato il tipo di transistor e cioè dal tipo NPN siamo passati al tipo PNP.

Si osservi però una cosa molto importante: all'interno del transistor PNP (fig. 5), le correnti scorrono nello stesso senso di quelle che scorrono nel transistor NPN (fig. 4). In entrambi i casi queste correnti sono formate da cariche « maggioritarie ». Nel materiale che forma l'emettitore del transistor PNP, le cariche maggioritarie sono costituite dai buchi (materiali di tipo P). La tensione di segno positivo applicata all'emettitore spingerà queste cariche positive (buchi) verso la giunzione emettitore-base e gliela farà attraversare. Arrivate nel materiale di base (N), queste cariche positive (buchi) diventano cariche minoritarie e si diffonderanno verso il collettore. Alcuni di questi buchi si combinano con gli elettroni presenti nel materiale di base che verranno rimpiazzati da altri elettroni provenienti dalla batteria di alimentazione del circuito di base; la maggior parte però dei buchi

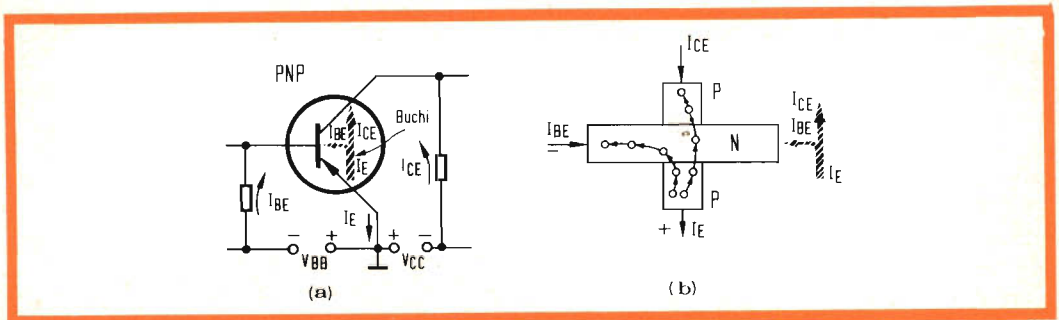


Fig. 5 - Ripartizione delle correnti in un transistor PNP montato in un circuito con emettitore comune.

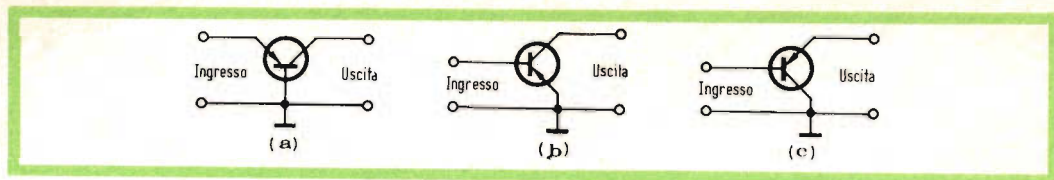


Fig. 6 - Circuiti fondamentali di un transistor.

TABELLA DI CONFRONTO TRA I VALORI DEI PARAMETRI PRINCIPALI DEI TRE MONTAGGI A TRANSISTORI

Parametro	Base comune	Emettitore comune	Collettore comune
Impedenza d'ingresso	$30 \div 200 \Omega$	$300 \div 2000 \Omega$	$3000 \Omega \div 1 M\Omega$
Impedenza di uscita	$100 k\Omega \div 1 M\Omega$	$20 k\Omega \div 100 k\Omega$	$35 \Omega \div 5 k\Omega$
Guadagno di corrente	$0,85 \div 0,995$	$20 \div 200$	$20 \div 200$

provenienti dall'emettitore si dirigono verso il collettore e vengono attratti dal terminale negativo del collettore dove vengono neutralizzati dagli elettroni provenienti dalla batteria di alimentazione del circuito del collettore.

Nel frattempo però, per controbilanciare la perdita dei buchi nell'emettitore (quando essi passano nella regione della base) gli elettroni, contemporaneamente, lasciano l'emettitore dalla parte opposta e si dirigono verso la batteria di alimentazione. Ciò crea **nuovi** buchi nell'emettitore, che vengono a loro volta spinti verso la giunzione, e così il processo continua. Conclusione: la corrente dei buchi all'interno di un transistor PNP ha la stessa direzione della corrente degli elettroni in un transistor NPN.

Circuiti fondamentali di un transistor

Abbiamo già visto come il transistor possa essere collegato nei circuiti o con la base, o con l'emettitore o infine con il collettore **comuni** al circuito d'ingresso e al circuito di uscita. Ciò significa che l'elettrodo in questione fa parte sia del circuito d'ingresso sia del circuito di uscita. Facciamo un breve confronto tra queste tre possibili configurazioni circuitali. Possiamo innanzitutto prendere come **basi di confronto** tre importanti parametri e cioè:

- a) l'impedenza d'ingresso
- b) il guadagno di corrente
- c) l'impedenza di uscita

Abbiamo visto in precedenza quali sono

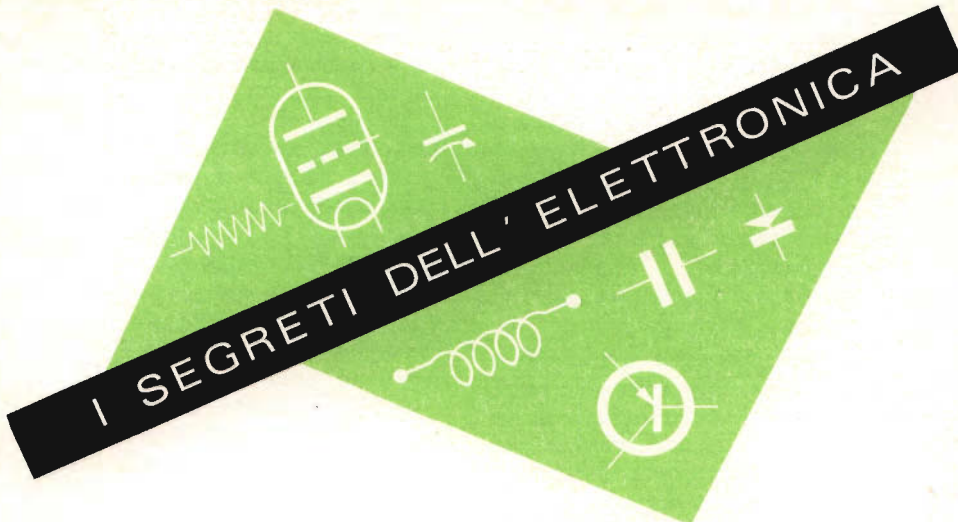
i fattori che possono influire sul guadagno di corrente di un transistor. Adesso vediamo un po' perchè l'impedenza d'ingresso e l'impedenza di uscita di uno stadio amplificatore possano cambiare valore a seconda che il transistor sia montato con base comune, con emettitore comune oppure con collettore comune; sarà inoltre interessante fare un paragone dei valori che ciascun parametro assume nei tre circuiti fondamentali.

In fig. 6 sono riportati i tre circuiti fondamentali. Le sorgenti per l'alimentazione dei circuiti d'ingresso e di uscita sono state per semplicità tralasciate. L'ingresso e l'uscita saranno collegate ai punti indicati. In tutti questi tre circuiti, l'impedenza d'ingresso $Z (*)$ è **l'impedenza vista guardando nel circuito d'ingresso e con il circuito di uscita collegato al suo carico**. Una variazione nel valore del carico può produrre una forte variazione dell'impedenza d'ingresso. Ciò per il fatto che in un transistor la reazione tra uscita e ingresso è più marcata che nei tubi elettronici.

Nel circuito con base comune, **l'impedenza d'ingresso** ha un valore piuttosto basso (da 20Ω a 200Ω); tale impedenza tende ad aumentare via via che aumenta il carico nel circuito d'uscita. Il basso valore dell'impedenza d'ingresso di questo circuito è dovuto a due fattori:

- a) la giunzione emettitore-base (che

(*) Questo parametro può essere indicato anche mediante la lettera « h » e appropriati « pedici ».



SVELATI IN FORMA SEMPLICE, CHIARA, PIACEVOLE, CON UN METODO NUOVO E ORIGINALE

VOLETE SAPERE SENZA SFORZO CHE COSA È :

un diodo, un pentodo, il coefficiente di amplificazione, la conversione di frequenza, la reattanza induttiva, il funzionamento del transistor?

VOLETE CONOSCERE CHE COSA È :

l'induzione magnetica, l'emissione secondaria, la rivelazione a diodo, l'uso dell'oscillatore modulato, del misuratore d'uscita, il calcolo di un trasformatore a nucleo di ferro?

SE VI INTERESSA LA MODERNA TECNICA TELEVISIVA E DESIDERATE CAPIRE :

Il funzionamento dell'oscillatore bloccato o del multivibratore, della valvola a reattanza e soprattutto come si esegue la taratura e la messa a punto di un televisore.

Insomma, se desiderate conoscere come riparare rapidamente e bene radio e televisori e se ci tenete a diventare un tecnico completo, con profonda cultura tecnica (dotato quindi di ALTO PRESTIGIO) non avete che ritagliare il tagliando qui sotto, riempirlo e inviarlo al nostro indirizzo.

Riceverete subito gratis e senza impegno il bollettino per il corso PER CORRISPONDENZA che vi interessa.

I nostri allievi di ogni parte del mondo apprendono SENZA FATICA E IN MODO SORPRENDENTE con il nostro metodo dialogato (a domanda e risposta). Questo metodo permette anche a coloro che hanno frequentato le sole scuole elementari di apprendere i segreti dell'elettronica.

DIVENIRE UN TECNICO RADIO-TV SIGNIFICA APRIRE LE PORTE AL PIÙ AFFASCINANTE AVVENIRE, ALLA PROFESSIONE PIÙ MODERNA E PRESTIGIOSA.

IL TECNICO RADIO-TV NON CONOSCE CRISI O CONGIUNTURA SFAVOREVOLE, ESSO È SEMPRE RICERCATO.

Cominciate a informarvi, non vi costa nulla.

Radio scuola Grimaldi - Piazza Libia, 5 - Milano - La scuola di fiducia

Spett. **Radio scuola Grimaldi - Piazza Libia, 5 - Milano**

Favorite inviarmi subito gratis e senza impegno il bollettino che segno qui sotto con una crocetta nel quadratino:

- Bollettino 01 per il corso per corrispondenza di radiotecnica**
- Bollettino TLV per il corso per corrispondenza di televisione**

Cognome Nome

Via N° Città (o paese)

Provincia di

G.B.C./11

rappresenta la maggior parte della resistenza d'ingresso) è polarizzata in senso diretto e quindi è logico che presenti una bassa resistenza.

- b) La corrente del circuito d'ingresso si identifica con quella di emettitore (I_E) che come abbiamo visto è abbastanza intensa, e quindi la resistenza è bassa.

Anche nel circuito con emettitore comune, la giunzione emettitore-base è polarizzata in senso diretto e quindi offre una resistenza bassa. In questo caso però, la corrente del circuito d'ingresso è la corrente della base (I_B) che, come abbiamo visto, è molto più piccola di I_E . Conseguenza: l'impedenza d'ingresso di questo circuito è molto più elevata di quella del circuito con base comune, ma resta comunque bassa.

Valori tipici vanno da 300 a 2000 Ω e **tendono a diminuire** via via che aumenta il carico nel circuito di uscita.

Nel valutare l'impedenza d'ingresso del circuito con collettore comune, si tenga presente che, in questo caso, il circuito di ingresso contiene la giunzione base-collettore. Questa giunzione, come sappiamo, è polarizzata in senso inverso, e di conseguenza, offrirà un'impedenza elevata (da 3000 Ω a 1 M Ω).

Questa ampia variazione di valori è dovuta all'influenza del circuito di uscita, in

quanto l'impedenza d'ingresso aumenta man mano che aumenta la resistenza di carico.

Vediamo ora come si comportano le **impedenze di uscita** di questi circuiti.

Anche qui ci troviamo di fronte a fenomeni di interazione tra circuiti, e cioè, in questo caso è il circuito d'ingresso che influisce sul circuito d'uscita; per cui il valore dell'impedenza **vista** guardando dentro al circuito d'uscita dipenderà dalla resistenza della sorgente del segnale collegato ai morsetti del circuito d'ingresso.

Nel circuito con base comune, il circuito di uscita contiene la giunzione base-collettore polarizzata in senso inverso per cui la sua impedenza sarà elevata (da 100 k Ω a 1 M Ω) e tenderà ad aumentare via via che aumenta la resistenza della sorgente del segnale.

Viceversa, il circuito con collettore comune avrà l'impedenza di uscita molto bassa (da 50 Ω a 5 k Ω). Anche in questo caso, l'impedenza di uscita tende ad aumentare con l'aumentare della resistenza della sorgente del segnale applicato all'ingresso.

Il circuito con emettitore comune ha un valore di impedenza di uscita che si trova a mezza strada tra quella dei due precedenti circuiti (da 20 Ω a 100 k Ω), e questa impedenza **tende a diminuire** al crescere della resistenza della sorgente del segnale.

L. Cascianini

Il bilancio del Dipartimento della Difesa per le Ricerche e gli Sviluppi, per l'anno fiscale 1966 sarà assai prossimo a quello attuale di 6,7 miliardi di dollari annui, secondo quanto predice Eugene G. Fubini, direttore del reparto Ricerche ed Ingegneria della Difesa. Tale cifra rappresenta una diminuzione di 470 milioni di dollari rispetto all'ultimo anno, ma Fubini nega che questa riduzione costituisca una tendenza. La quota per l'elettronica del presente Bilancio per le Ricerche e gli Sviluppi è stata del 30% circa.

«Il successo nel conseguimento di una forza strategica di dissuasione ha spostato l'attenzione sulle necessità tattiche, quali l'Aviazione e la Ricognizione», egli ha affermato. Egli soggiunge inoltre che molti miglioramenti sono ancora necessari nel campo delle armi strategiche, compresi gli ausili per la penetrazione, l'efficacia contro i bersagli mobili o difficili, ed il perfezionamento delle armi strategiche sottomarine.

AMPLIFICATORE VIDEO

TRANSISTORIZZATO



Viene descritto lo schema e le prestazioni di un amplificatore video transistorizzato equipaggiato con i transistori AF 117 e BF 109.

L'amplificatore è in grado di dare in uscita un segnale di $100 V_{pp}$ con un'amplificazione pari a 33 volte. Il comando di contrasto è realizzato con un circuito a ponte che permette di mantenere costante il livello del nero. Il relativo potenziometro di regolazione può essere montato separatamente (fino ad una distanza di 50 cm) dal resto del circuito.

Poiché i due stadi di cui è composto l'amplificatore sono accoppiati in continua, la regolazione del potenziometro R_3 , posto nel circuito di base dell'AF 117, permette di stabilire l'esatto punto di funzionamento di tutto l'amplificatore in modo tale che i massimi segnali che si possono avere in uscita non vengano distorti.

La trappola per il suono è stata realizzata secondo lo schema di un filtro a π del tipo m parallelo derivato ed è costituita dai condensatori C_4 e C_5 , dalla bobina L_1 e dalla capacità d'ingresso dello stadio finale che è dell'ordine di 120 pF. È stato adottato tale tipo di trappola onde ottenere una buona attenuazione per la portante suono ed evitare le notevoli distorsioni che hanno luogo, usando circuiti trappola L-C serie in parallelo alla resistenza R_4 , alle frequenze elevate al-

lorché i segnali all'ingresso dell'amplificatore raggiungono un'ampiezza di circa $3 V_{pp}$.

Il circuito adottato per il comando del contrasto permette di mantenere costante il livello del nero. A tale scopo il potenziometro semifisso R_9 deve essere regolato in maniera tale che la tensione continua nel punto di unione di R_8 ed R_9 sia uguale alla tensione corrispondente al livello del nero del segnale video presente sul collettore del BF 109. Il potenziometro R_{10} per la variazione del contrasto, onde simulare eventuali condizioni di impiego, è stato posto ad una distanza di 0,5 m dal circuito amplificatore e collegato ad esso mediante una piastrina da 300 Ω che introduce ai capi di R_{10} una capacità fissa di 10 pF. L'effetto di shunt di tale capacità su R_{10} nella condizione di minimo contrasto è bilanciato dal condensa-

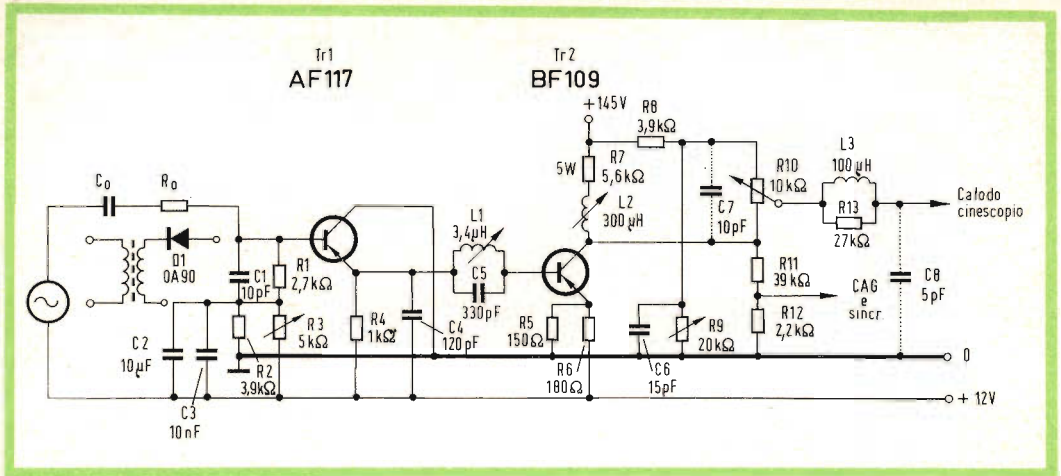


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore video transistorizzato equipaggiato con i transistori AF 117 e BF 109.

torre C_6 , il cui valore è stato fissato considerando sia l'andamento della curva di risposta di ampiezza sia l'overshoot che si presenta nella risposta ai segnali a gradino.

Tale comando di contrasto ha un campo di regolazione di 1 : 4. Una maggiore ampiezza di tale campo comporta un aumento del valore del potenziometro R_{10} e quindi una più sentita influenza, a contrasto minimo, della capacità introdotta dalla pinnata.

La capacità di uscita del BF 109, la capacità di 5 pF introdotta per simulare il carico capacitivo del cinescopio e le capacità introdotte verso massa dal circuito per il comando di contrasto fanno sì che la banda dell'amplificatore video, in assenza di compensazioni, sia di 1,75 MHz nelle due posizioni di contrasto. L'introduzione nel circuito delle bobine L_2 ed L_3 ha portato la banda dell'amplificatore a 4,3 MHz con contrasto al massimo ed a 3,7 MHz con contrasto al minimo.

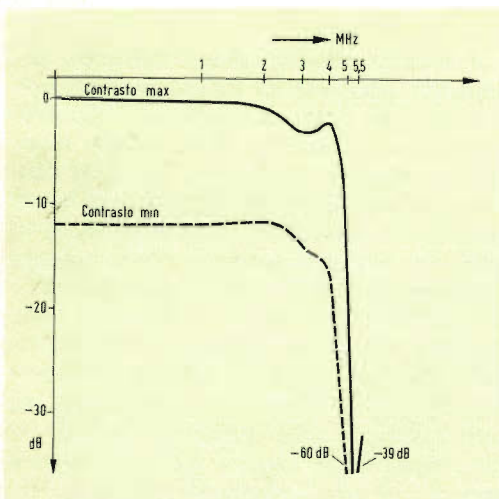


Fig. 2 - Curva di risposta dell'amplificatore video; con contrasto al massimo e con contrasto al minimo.

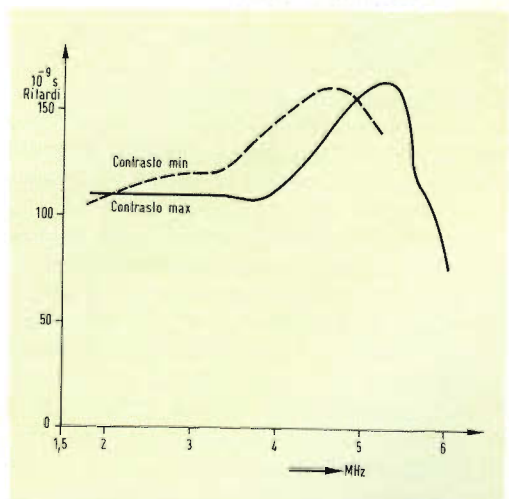


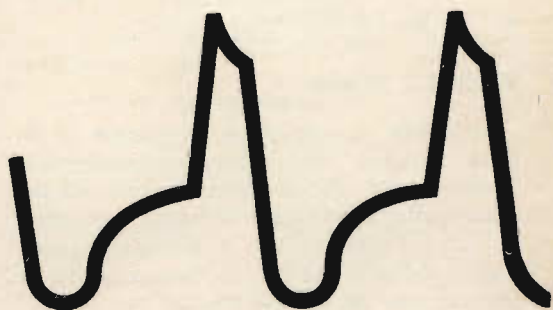
Fig. 3 - Curve della traslazione temporale in funzione della frequenza.

MICROFARAD

sicurezza
in
regimi
impulsivi **TV**

condensatori a doppio
dielettrico

MCS esecuzione assiale
DCB per circuiti stampati



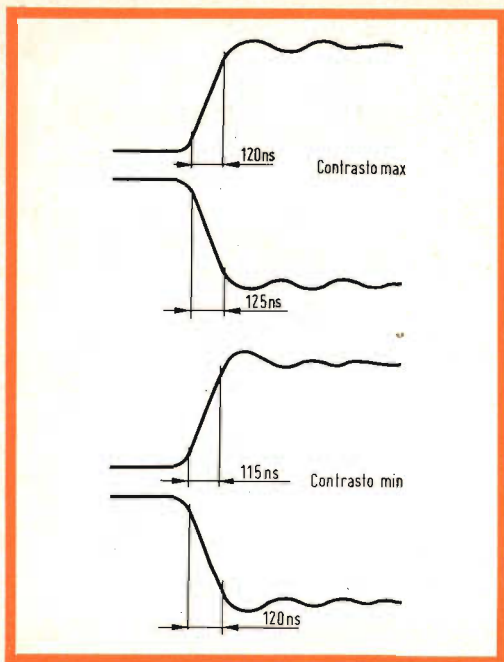


Fig. 4 - Risposta dell'amplificatore ai segnali gradino.

Si possono migliorare le curve di risposta in ampiezza dell'amplificatore (figura 2) agendo principalmente sulla resistenza R_{13} , la bobina L_3 ed il condensatore C_6 , tuttavia si è riscontrato che ciò comporta un peggioramento della risposta ai segnali a gradino.

Risultati e misure

Le curve di risposta in ampiezza di figura 2 sono state rilevate connettendo l'ingresso del circuito amplificatore ad un generatore sinusoidale a bassa impedenza interna (25Ω) con in serie una resistenza da 2700Ω ed un condensatore di separazione da 10 nF (figura 1).

Il valore della resistenza in serie al generatore è stato fissato in maniera da simulare la resistenza interna del circuito rivelatore. Le misure sono state eseguite con segnali di ingresso di $2,9 V_{pp}$ ($100 V_{pp}$ in uscita).

In figura 4 sono riportati gli andamenti delle risposte ai segnali a gradino. Queste misure sono state eseguite connettendo l'ingresso del circuito, mediante un condensatore da 100 nF ; al generatore di onde quadre Philips GM 2314. La frequenza delle onde quadre è stata fissata a 100 kHz .

Durante questa misura il condensatore da 5 pF , che simulava il carico capacitivo del cinescopio, è stato sostituito dalla capacità di ingresso dell'oscilloscopio che è di $7,5 \text{ pF}$.

Le misure hanno dato:

a) contrasto massimo

tempo di salita = 120 ns overshoot 5%
tempo di discesa = 125 ns overshoot 5%

b) contrasto minimo

tempo di salita = 115 ns overshoot 11%
tempo di discesa = 120 ns overshoot 9%

Si è riscontrato sul cinescopio che l'ampiezza oscillazione che si presenta nella risposta a segnale a gradino con contrasto al minimo, essendo rapidamente smorzata e quindi verificandosi essenzialmente al di sopra del valore medio del segnale a gradino stesso, ha un valore che può ritenersi accettabile.

Sono state inoltre rilevate (figura 3), mediante misura con oscilloscopio, le curve della traslazione temporale in funzione della frequenza nelle due condizioni di contrasto.

La dissipazione massima del transistor finale con tensione di alimentazione di 145 V è di $1,05 \text{ W}$.

A Roma è stato presentato alle Autorità, ai tecnici ed ai giornalisti il sistema automatico di controllo del traffico aereo SATCO della Hollandse Signaal-apparaten. Hanno presenziato alla proiezione del film « SATCO » fase II a Schiphol, circa cento invitati fra cui i Sottosegretari di Stato alla Difesa ed ai Trasporti on. dr Luigi Angrisani e on. Sen. Orlando Lucchi.

METODO PRATICO PER LA RIPARAZIONE DEI TV

I Parte

Sulle pagine di questa rivista questo argomento è stato già trattato con grande competenza ed esperienza. Le presenti vogliono essere delle semplici « note di laboratorio » buttate giù da un tecnico che ogni giorno deve affrontare questo lavoro. Sono osservazioni molto semplici che molti ormai sanno, ma che ripetute da uno che ogni giorno ne ha potuto accertare la validità, acquistano un valore particolare e saranno di estremo interesse per i giovani tecnici TV.

Il televisore guasto, a chi lo sappia interrogare, può fornire preziosi consigli. Lo si accenda, ci fornirà indicazioni acustiche e ottiche che ci porteranno sulla buona strada. Si possono dare all'incirca dieci condizioni:

1) Manca il raster, l'immagine, e il suono.

2) Il raster c'è, manca l'immagine e il suono.

3) Il raster c'è, c'è anche l'immagine, manca il suono.

4) Il raster c'è, manca l'immagine, il suono è a posto.

5) Manca il raster, manca l'immagine, il suono non c'è.

6) C'è una striscia luminosa orizzontale, il suono è presente.

7) L'immagine « corre », la sincronizzazione è scarsa o manca del tutto.

8a) L'immagine è o troppo piccola o troppo grande, non è lineare.

8b) L'immagine è piccola verticalmente o troppo « stirata » orizzontalmente.

9) L'immagine è troppo chiara o troppo scura, c'è poco contrasto.

10) Nell'immagine compaiono dei disturbi, e cioè:

a) Neve sull'immagine.

b) Immagine mezza bianca o mezza nera, luminosità ineguale.

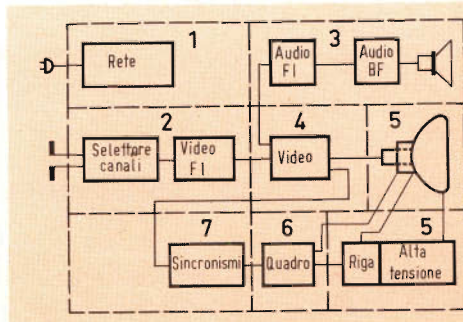


Fig. 1 - Schema a blocchi di un ricevitore TV.

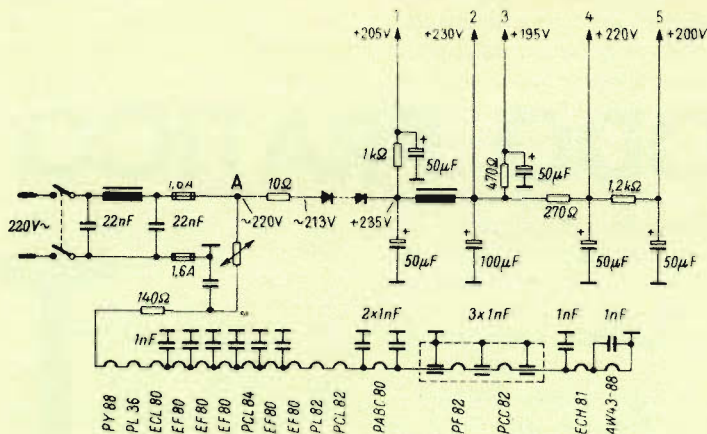


Fig. 2 - La sezione alimentatrice del televisore con indicati i valori delle varie tensioni.

c) Immagine deformata in senso verticale o « compressa » in senso orizzontale.

d) Suono nell'immagine.

In fig. 1 riportiamo lo schema a blocchi di un televisore convenzionale. I vari blocchi circuitali sono delimitati da linee tratteggiate, nelle quali è iscritto un numero (dall'1 al 7). La successione di questi numeri è analoga alla successione dei difetti in precedenza elencati. Ciò significa che, per esempio, il difetto N. 1 (Manca il raster, l'immagine e il suono) deve ricercarsi nei circuiti compresi nel blocco contrassegnato con 1, vale a dire, nel circuito di alimentazione. Ancora, il difetto N. 2 (Il raster c'è, ma manca l'immagine e il suono) deve ricercarsi nel cattivo funzionamento dei circuiti compresi nel blocco 2, vale a dire nel selettore di canali o nell'amplificatore della frequenza intermedia, e così via.

1 - MANCA IL RASTER, L'IMMAGINE E IL SUONO

Siccome il televisore non lavora in nessuna delle sue parti, dovremo ricercare una causa **comune** di ciò. Non potrà quindi trattarsi che della sezione alimentatrice la quale, com'è noto, provvede a fornire

sia la tensione di alimentazione degli anodi delle valvole sia la tensione di alimentazione dei filamenti delle medesime (fig. 2). Guardiamo allora un po' dentro al TV; le valvole sono tutte accese? Bene, ciò vuol dire che la tensione di accensione dei filamenti arriva in ogni parte e allora dovremo passare al punto c (più avanti). Diversamente dovremo assicurarci che la tensione di rete arrivi effettivamente al TV. Se questo è munito di fusibili, si controlla con un tester: a) se la tensione arriva fino qui; b) se un fusibile « partito » impedisce che essa raggiunga l'ingresso del TV; c) se dopo il fusibile tutto è in ordine.

Per controllare quanto detto in a), basta semplicemente verificare sempre con il tester, la presa, la spina, il cordone di alimentazione e l'interruttore del TV.

1b) Si collega il cordone di alimentazione dalla rete del TV, attraverso un amperometro, ad un trasformatore variabile (VARIAC) e si sostituisce il fusibile bruciato. A questo punto si dà lentamente tensione al TV con il variac, partendo dal valore di tensione zero. Se subito all'inizio, l'amperometro segna un valore eccessivo di corrente significa che esiste qualche cortocircuito. Si prende l'ohmmetro e si controllano i raddrizzatori al selenio o al silicio (eventualmente le raddrizzatri-

ci), il condensatore-serbatoio, (I° elettrolitico), il condensatore di spianamento (II° elettrolitico), i condensatori antidisturbo. Il tecnico che non ha l'idea dei valori di queste resistenze li ricaverà da un TV funzionante. In genere, il guasto (cortocircuito) si trova nei componenti cui abbiamo accennato prima. La tensione anodica può però essere portata a massa in altre parti del TV (condensatori di disaccoppiamento, elettrodi delle valvole in corto circuito, collegamenti a massa, ecc...). Persistendo quindi un assorbimento eccessivo, si stacchi il collegamento della tensione anodica nei suoi punti principali di alimentazione. Per esclusione si troverà sicuramente il punto in cui essa va a massa.

1c) La corrente segnata dall'amperometro rimane, con tensione di rete al valore nominale, inferiore a 1 A; tutte le valvole sono accese.

Evidentemente manca completamente la tensione anodica. Si devono effettuare misure sul circuito raddrizzatore, in particolare, sulla tensione alternata d'ingresso (attenzione alle resistenze di protezione) e sulla tensione continua di uscita dei raddrizzatori siano essi tubi o semiconduttori. Eventualmente si « segna » la tensione lungo la cellula di filtro (interruzione dell'impedenza o della resistenza o del collegamento).

Nel caso non si accendessero i filamenti si controlli tutto il circuito di accensione valvola per valvola, eventualmente con resistori in parallelo ai piedini dei filamenti delle valvole (fig. 2) fino a trovare il filamento interrotto. Prima di inserire la nuova valvola si controlli con l'ohmetro per assicurarsi che la valvola che segue non sia in corto circuito o se per caso qualche condensatore di filtro sulla catena dei filamenti non sia a massa.

Descrizione del funzionamento della sezione 1 - l'alimentatore

Dopo l'interruttore, la bobinetta antidisturbo con i relativi condensatori e il fusibile, la tensione di rete raggiunge il punto **A** (fig. 2) dove essa si ripartisce in due direzioni, e cioè, verso il **circuito di alimentazione dei filamenti** e verso il

circuito di alimentazione della tensione anodica. Tutti i filamenti delle valvole sono collegati in serie alla tensione di rete insieme ad un resistore di protezione e ad un termistore (regolatore della corrente). Il filamento del cinescopio o viene alimentato a parte o viene messo per ultimo nella catena di accensione dei filamenti; in questo modo esso non corre alcun pericolo in caso di cortocircuito. Tra un filamento e un altro di alcune valvole sono inseriti dei condensatori di blocco che impediscono che una data valvola possa essere influenzata dal funzionamento dell'altra. In alcuni TV, non solo il cinescopio, ma anche il diodo recuperatore e il selettore di canali sono alimentati a parte.

Per avere la tensione continua di alimentazione degli anodi delle valvole, la tensione di rete viene raddrizzata da raddrizzatori a valvole o a semiconduttori. Anche qui si trova una resistenza di protezione. Dopo il raddrizzatore si trova il condensatore-serbatoio, una o due cellule di filtraggio formate dalla coppia induttanza-condensatore o resistenza-condensatore. Com'è noto, l'elemento raddrizzante lascia passare una semionda di corrente e blocca l'altra. Questa corrente carica il condensatore-serbatoio che successivamente si ricarica attraverso i vari rami di alimentazione. La cellula di filtraggio serve ad eliminare quasi completamente l'alternata residua.

2 - C'È IL RASTER - MANCA L'IMMAGINE E IL SUONO

Quando c'è la luminosità (raster) è segno che l'alimentatore è a posto come pure sono a posto le basi dei tempi di riga e di quadro. Siccome però manca l'audio e il video ciò significa che il guasto si trova prima del punto ove essi si separano, e cioè il guasto si troverà o nella sezione RF (selettore) o nell'amplificatore della frequenza intermedia video (fig. 3). Si dovrà ancora osservare se a) nel raster c'è « neve » e se nell'altoparlante si sente fruscio, oppure b) se non si verifica nulla di tutto ciò, e cioè il raster è « pulito » e l'altoparlante è completamente muto.

essere troppo elevata e bloccare una valvola oppure può mancare del tutto nel qual caso lo stadio viene sovrappilotato. Cosa succede allora? Comincia a scorrere corrente di griglia che a sua volta produce ai capi della resistenza di griglia una tensione negativa che blocca ancora la valvola. In questo caso, il difetto va ricercato nel circuito del C.A.G. Ma di ciò parleremo nella sezione 4.

Descrizione del funzionamento del selettore e dell'amplificatore F.I.

Dall'antenna il segnale della stazione « entra » nel selettore attraverso due condensatori di accoppiamento (fig. 3). Sono i cosiddetti condensatori « isolatori » che isolano la tensione di rete presente sullo chassis dal cavo dell'antenna. Segue un circuito oscillante « commutabile » che adatta l'impedenza del cavo dell'antenna all'impedenza d'ingresso della valvola. Lo stadio amplificatore RF è un classico circuito « cascode » equipaggiato con il doppio triodo PCC 88. Nel circuito « cascode » i due triodi sono collegati in serie per ciò che riguarda la corrente continua; uno (il primo) è montato in un circuito con catodo a massa, l'altro (il secondo) è montato in un circuito con griglia a massa. Questo circuito presenta il guadagno caratteristico dei pentodi e il livello di fruscio caratteristico dei triodi.

Tra lo stadio amplificatore RF e il convertitore si trova un filtro passa banda « commutabile ».

La mescolazione è additiva in quanto la tensione dell'oscillatore viene applicata alla griglia del pentodo tramite un condensatore da 3,3 pF.

La bobina dell'oscillatore si trova a 90 gradi rispetto a quelle del filtro passa banda per impedire un accoppiamento tra filtro di banda e oscillatore. Vi sono però dei selettori in cui l'accoppiamento tra oscillatore e filtro di banda è induttivo e in questo caso entrambe le bobine sono montate sullo stesso supporto.

Nel nostro schema viene usata come oscillatrice-convertitrice il triodo pentodo PCF 82. La frequenza dell'oscillatore è superiore alla frequenza del segnale ri-



Fig. 4 - Curva passa-banda dell'amplificatore R.F.

cevuto. Per esempio, canale 9, portante video = 203,25 MHz, portante audio = 208,75 MHz, frequenza dell'oscillatore = 242,15 MHz. Sottraendo entrambe le portanti dalla frequenza dell'oscillatore si hanno le rispettive portanti nella frequenza intermedia e cioè: portante video F.I. = 38,9 MHz, portante audio F.I. = 33,4 MHz. In fig. 4 è riportata la curva di risposta del selettore di canali.

Dopo il selettore di canale seguono tre stadi amplificatori della frequenza intermedia. I carichi anodici di questi tre stadi sono filtri di banda ad accordo sfalsato (staggered tuning) la cui curva di risposta complessiva si addiziona a quella RF del selettore di canali (fig. 5). Le capacità di questi circuiti oscillanti sono formate dalle capacità di uscita delle rispettive valvole più la capacità distribuita delle bobine di accordo. I circuiti accordati di assorbimento (trappole) intercalati lungo la catena di amplificazione della frequenza intermedia provvedono ad attenuare le portanti dei canali adiacenti e quella del suono del canale ricevuto. Si tenga solo presente che al rivelatore, il livello della tensione della portante video raddrizzata

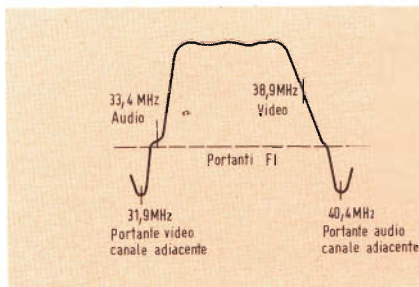


Fig. 5 - Curva passa-banda dell'amplificatore della frequenza intermedia.

deve essere per lo meno dieci volte più elevato del livello della portante audio del canale ricevuto; solo in questa condizione si ha una mescolazione delle due portanti tale da produrre la frequenza intermedia audio modulata in frequenza (5,5 MHz).

Ai due stadi amplificatori della frequenza intermedia e allo stadio amplificatore della RF viene portata una tensione negativa che ne regola l'amplificazione (C.A.G.) in modo che sul rivelatore, entro un'ampia gamma di livelli di segnali presenti in antenna, si abbia sempre lo stesso livello di tensione e quindi, in definitiva, sullo schermo del cinescopio, lo stesso valore di contrasto.

La rivelazione del segnale video è fatta con un diodo al germanio; possono quindi passare solo le semionde negative del segnale F.I. che formano agli estremi della resistenza di carico R_1 la tensione del segnale video. Nel circuito del rivelatore si trovano circuiti di compensazione (LR) della capacità del rivelatore che diversamente

taglierebbe via le frequenze più elevate del segnale video. Da questo punto il segnale video passa all'amplificatore video vero e proprio e poi sull'elettrodo di controllo del cinescopio. Come abbiamo detto, il diodo rivelatore del segnale video, provvede a fare la « modulazione additiva » delle portanti video e audio e alla successiva formazione della frequenza intermedia audio (5,5 MHz). Quest'ultima viene prelevata mediante un circuito accordato e portata successivamente all'ingresso dell'amplificatore F.I. audio. In alcuni ricevitori, la frequenza intermedia audio viene amplificata dall'amplificatore video e di qui, sempre con il solito circuito accordato, prelevata e portata sulla griglia dell'amplificatore audio F.I.

Tutto ciò si trova indicato schematicamente nella sezione 4 dello schema a blocchi, dove si trova l'amplificatore i cui difetti e il cui funzionamento sarà oggetto di una prossima puntata.

A. Marucci

La Eico Agencies Inc. ha ricevuto un premio « E » per l'ottimo livello raggiunto nelle esportazioni e per il suo eccezionale contributo al programma per l'aumento delle esportazioni, mediante il suo rappresentante la Roburn Inc.



La cerimonia di presentazione ha avuto luogo al nuovo stabilimento EICO di Flushing, N.Y. Nella fotografia allegata si vedono da sinistra a destra: Michael W. Berns, Presidente della Roburn Agencies Inc.; Harry Ashley, Presidente della EICO; e Herbert W. Klotz, sotto segretario per il Commercio del Governo degli Stati Uniti, cosa che purtroppo non succede in Italia.

Lo scopo del premio « E » è quello di incoraggiare l'industria Americana a partecipare negli scambi mondiali. Durante il corso della cerimonia, il Signor Klotz ha fatto notare che le esportazioni americane superano le importazioni.

CONVERTITORE PER LAMPAD FLUORESCENTI

CC/CA - 20 W

Si descrive in questo articolo un convertitore adatto a funzionare con una lampada fluorescente del tipo standard da 20 W e con una alimentazione di 12 V fornita da un accumulatore. L'efficienza luminosa è elevata se confrontata con lampade ad incandescenza e la luminosità è più uniforme. Gli effetti di sfarfallio sono completamente eliminati.

I convertitori CC/CA a transistori funzionanti con frequenze considerevolmente più alte di quelle che si hanno con normali alimentatori, possono essere impiegati per far funzionare lampade fluorescenti su carrozzoni, barche, treni e veicoli a motore.

Il funzionamento di una lampada fluorescente ottenuto da un alimentatore CC a bassa tensione può essere realizzato nella sua forma più semplice per mezzo di un convertitore a nucleo saturato a transistori. Il progetto che ora spiegheremo unisce la semplicità e l'economia con i vantaggi di un funzionamento della lampada alle alte frequenze.

Vantaggi del funzionamento delle lampade fluorescenti alle frequenze alte

Il funzionamento delle lampade fluorescenti a frequenze considerevolmente superiori di quelle dei normali alimentatori offre i seguenti vantaggi:

1) Efficienza maggiore della lampada.

Riferendoci alla fig. 1, si può vedere che l'efficienza della lampada cresce rapidamente fra 50 Hz e 500 Hz e poi aumenta di nuovo in modo apprezzabile fra 2 kHz e 10 kHz, dopodichè si stabilizza. Con frequenze sufficientemente alte (dell'ordine dei kHz) la ionizzazione nella scarica si avvicina all'equilibrio dinamico, risultando in un miglioramento dell'efficienza della lampada. Il comportamento della lampada si avvicina a quello di un

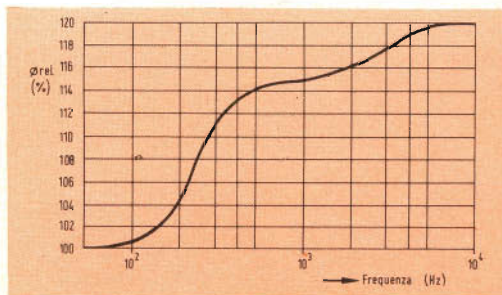


Fig. 1 - Variazione del flusso luminoso relativo (ϕ_{rel}) in funzione della frequenza di alimentazione, per lampade fluorescenti. Il valore di ϕ_{rel} è preso al 100% con 50 Hz.

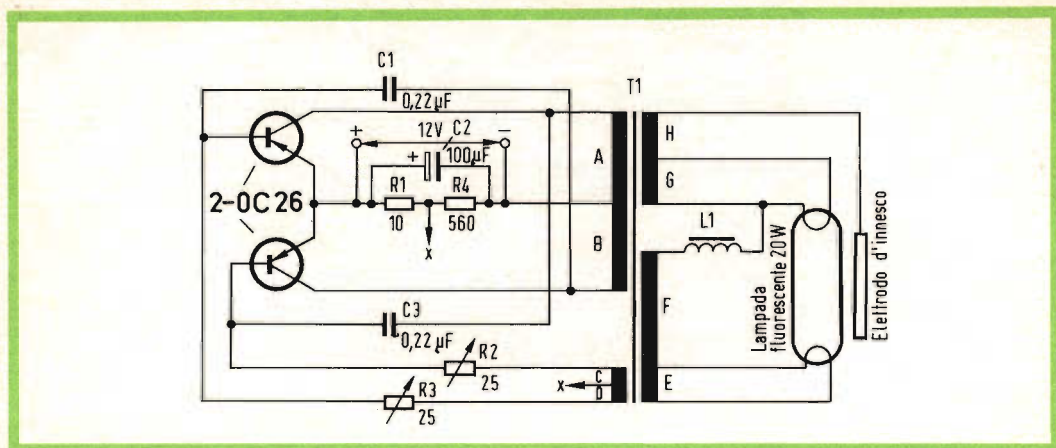


Fig. 2 - Schema elettrico del convertitore per lampade fluorescenti.

COMPONENTI

- R_1 = 10 Ω ; 5,5 W; 5% a filo
 R_2, R_3 = 25 Ω potenziometro a filo
 (o resistenze fisse)
 R_4 = 560 Ω ; 3 W, 5%
 C_1, C_3 = 0,22 μ F, 400 V poliestere

- C_2 = 100 μ F, 16 V elettrolitico
 Tr_1, Tr_2 = 2 \times OC26
 L_1 = bobina in ferrite avvolta su nucleo ad olla prerogolato tipo K3.000.80/3B2
 T_1 = 4 nuclei di ferroxcube ad « E »
 (vedere dettagli di costruzione nel testo) tipo 56907.36/3A

carico resistivo, il valore del quale può essere considerato costante per tutta la durata del ciclo di ionizzazione.

Anche le forme d'onda sono migliorate, riducendo l'interferenza RF (fig. 3).

2) Scomparsa dello sfarfallio e degli effetti stroboscopici.

3) Trasformatore e bobina di compensazione di dimensioni ridotte.

Nel progetto descritto la frequenza di funzionamento è di circa 2,3 kHz, che rappresenta un buon compromesso fra i vantaggi sopra citati e l'aumento delle perdite dei transistori di commutazione alle alte frequenze. Il rumore prodotto dal convertitore (4,6 kHz) è stato effettivamente ridotto racchiudendo il trasformatore e la bobina in speciali resine (epoxy) selezionate.

TABELLA I - Avvolgimenti del trasformatore

Avvolgimento	Numero di spire	Diametro del filo di rame smaltato (mm)
A	30	0,81
B	30	0,81
C	15	0,455
D	15	0,455
E	15	0,455
F	190	0,455
G	15	0,455
H	600	0,06

Descrizione del circuito (fig. 2)

Il principio di funzionamento dei convertitori CC/CA è noto, ma alcuni particolari meritano di essere discussi in modo particolareggiato.

Il funzionamento ad innesco è di solito preferito dal punto di vista della manutenzione. Nel circuito descritto l'innesco ini-

ziale è dato da un avvolgimento d'innesco (H) che è collegato a un elettrodo metallico situato vicino alla lampada. L'accensione iniziale dei filamenti della lampada è attuata da due avvolgimenti secondari ausiliari (E, G). Questa disposizione provvede ad aumentare la tensione applicata e all'accensione del filamento nella condizione di « pre-innesco », con una ulteriore riduzione una volta che il tubo è innescato, dovuto alla inerente regolazione dell'alimentatore di potenza del convertitore.

Uno sviluppo del circuito è la regolazione dell'intensità luminosa per mezzo di una piccola bobina di compensazione L_1 . Del resto limitando la corrente attraverso la lampada, la bobina stabilizza questa corrente contro le variazioni della tensione di alimentazione.

Per esempio, come la tensione di alimentazione aumenta, anche la frequenza di funzionamento del convertitore e l'impedenza della bobina aumentano. Questo cambiamento nell'impedenza mantiene la corrente della lampada costante ai cambiamenti della tensione di alimentazione fra 11 e 13,5 V.

L'intensità di luce in uscita è mantenuta con tensioni superiori a circa 10 V. I transistori usati nel circuito sono una coppia di OC26 opportunamente selezionati per soddisfare il funzionamento del convertitore.

I potenziometri R_2 e R_3 sui circuiti di reazione sono regolati in modo da limitare la corrente della lampada al valore richiesto di 390 mA. Con l'inevitabile disuguaglianza delle correnti di collettore dovute alle piccole differenze nelle caratteristiche dei transistori, una componente di rumore che ha la stessa frequenza alla quale il convertitore funziona verrà prodotta dal trasformatore e dalla bobina.

Teoricamente, dovrebbe essere presente solo una componente di rumore a frequenza doppia. Per rendere minimo il già piccolo contenuto di rumore, è consigliabile compensare le piccole differenze dei transistori, regolando R_2 e R_3 variandone leggermente i valori. I potenziometri possono essere sostituiti da resistori fissi una volta che si conosce il valore esatto della resistenza.

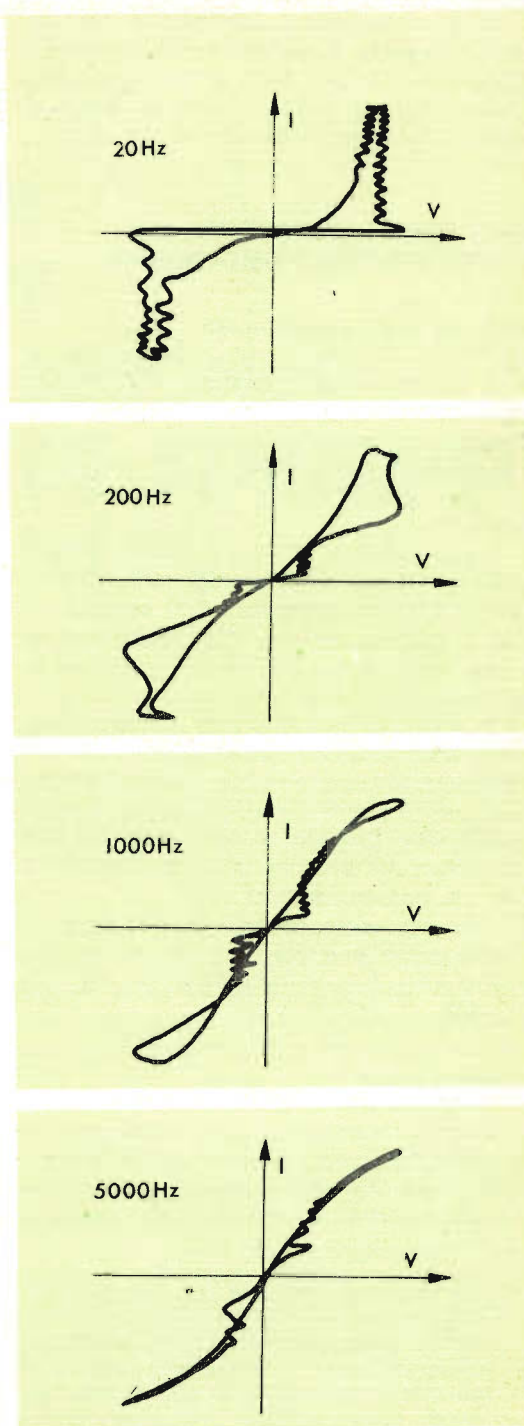


Fig. 3 - Caratteristiche corrente-tensione di una lampada fluorescente tipica, esse mostrano come il funzionamento diventa sempre più lineare alle frequenze alte.

In una produzione corrente, la corrente della lampada dovrebbe essere fissata individualmente per ogni unità. Il consumo della batteria è di circa 2,6 A con una tensione d'ingresso nominale di 12 V.

DATI PER LA COSTRUZIONE DEL TRASFORMATORE E DELLA BOBINA

Dettagli sugli avvolgimenti

Il trasformatore impiega nuclei di Ferroxcube ad « E » con gli avvolgimenti sul braccio centrale. Per l'ordine di avvolgimento ci riferiamo alla fig. 2; gli avvolgimenti vengono fatti nel seguente ordine:

Avvolgimento primario del collettore (AB) in bifilare con l'avvolgimento di reazione (CD); avvolgimento (EF) seguito da (G) e poi da (H) con l'interposizione di carta isolante da 0,12 mm fra gli avvolgimenti.

Il diametro del filo e il numero delle spire sono riportati nella tabella 1. Il traferro fra le due metà del nucleo del trasformatore è di 0,1 mm. La bobina di compensazione consiste di un nucleo ad olla di ferroxcube pre regolato, tipo D36/22N con un traferro di 0,21 mm.

L'avvolgimento consiste di 130 spire di filo di rame smaltato da 0,51 mm di diametro che ha un'induttanza di 10 mH \pm 3%.

Incapsulazione

Per l'incapsulazione del trasformatore e della bobina si possono usare diversi sistemi con sostanze « epoxy » più o meno dense, che ne riducono il rumore e il peso.

Gamma di temperatura

La tensione di innesco delle lampade fluorescenti ha un valore lineare minimo vicino ai 20 °C, mentre sotto i 5 °C esso aumenta in modo considerevole. È questo fatto che limita il funzionamento del circuito in questi limiti di temperatura ambiente. Di conseguenza, montando i transistori sul dissipatore di calore consigliato, si evita ai transistori di superare la temperatura alla giunzione massima ammissibile.

Nell'unità di prova, i transistori sono montati con rondelle isolanti di mica sulla superficie di un telaio di alluminio dello spessore di 1,22 mm, che contiene i componenti del circuito.

La superficie richiesta per una adeguata dissipazione di calore è di almeno 30 cm² per ogni transistore.

Elettrodo di innesco

L'elettrodo di innesco, che si estende per tutta la lunghezza della lampada, consiste di una striscia metallica lunga 76,2 mm e dello spessore di 0,914 mm; esso è posto a una distanza di 9,5 mm dalla lampada fluorescente per mezzo di un paio di fissalampade di tipo comune: questa striscia viene spruzzata di colore bianco.

Collegamenti e messa a massa

È consigliabile montare l'unità più vicino possibile all'alimentatore per evitare l'eccessiva caduta di tensione nei collegamenti. L'unità può essere messa a massa positivamente o negativamente rispetto all'alimentazione e se si vuole si può mettere a massa anche l'elettrodo di innesco.

(Da « Miniwatt Digest »)

Le ricerche condotte nel campo della percezione dei battiti cardiaci dei feti hanno permesso di mettere a punto un apparecchio denominato « Cardiophone » molto apprezzato nel campo della medicina

Oltre ad avere le stesse proprietà dello stetoscopio elettronico, il « cardiophone » permette di sentire i più fievoli rumori, rendendo percettibili le pulsazioni anche nelle peggiori condizioni grazie all'aiuto di un altoparlante incorporato o dell'indicatore visuale.

L'apparecchio può essere collegato ad un registratore grafico o magnetico, ad un altoparlante o ad un tachimetro. Grazie ad un selettore e a diversi microfoni il « cardiophone » permette di sorvegliare contemporaneamente il pazienti.

TRASMISSIONE DEL COLORE

SECONDO LO STANDARD NTSC

I Parte

Dopo aver illustrato brevemente i principi di colorimetria che sono alla base di qualsiasi sistema di trasmissione di immagini a colori, incominceremo da questo numero ad analizzare il sistema impiegato per trasmettere un'immagine a colori. Ci riferiamo allo standard NTSC che attualmente è quello più usato e che ha dietro di sé una maggiore esperienza.

Supponiamo di possedere due televisori uno normale per la riproduzione di immagini in bianco e nero e uno per la riproduzione di immagini a colori. Supponiamo ancora che la RAI trasmetta su di un certo canale UHF, che noi chiameremo canale X, una immagine a colori. Sintonizziamo i due selettori UHF dei due televisori su questo canale X UHF. Cosa succederà? Semplicemente questo. Sullo schermo del televisore a colori vedremo l'immagine a colori, su quello del televisore in bianco e nero vedremo **la stessa immagine** in bianco e nero. Abbiamo quindi due segnali esistenti **simultaneamente** nello stesso canale senza che l'uno interferisca con l'altro. Ma come è possibile ciò! È possibilissimo se noi per un istante studiamo più da vicino la natura del segnale video.

Quante volte abbiamo sentito dire o

abbiamo detto noi stessi: **la banda del segnale video va da 0 a 5,5 MHz**. Ma ciò non significa che questo segnale video occupi **ogni ciclo** di questa estesa banda: in altre parole; l'energia di questo segnale video non è ripartita **uniformemente** e con **continuità** da un estremo all'altro della banda video; essa si trova piuttosto ripartita in « gruppetti » o in « mazzetti » ciascuno separato da quello che lo precede e da quello che lo segue con una frequenza di 15625 cicli al secondo. Ciò è indicato in fig. 1, dove abbiamo riportato una sezione dello spettro del segnale video. Raggruppato vicino ad ogni armonica della frequenza di riga si trova un certo numero di bande laterali prodotte dalla scansione verticale dell'immagine, per cui ciascuna di queste bande laterali si troverà separata dalla vicina da una frequenza di 25 Hz. Queste bande laterali

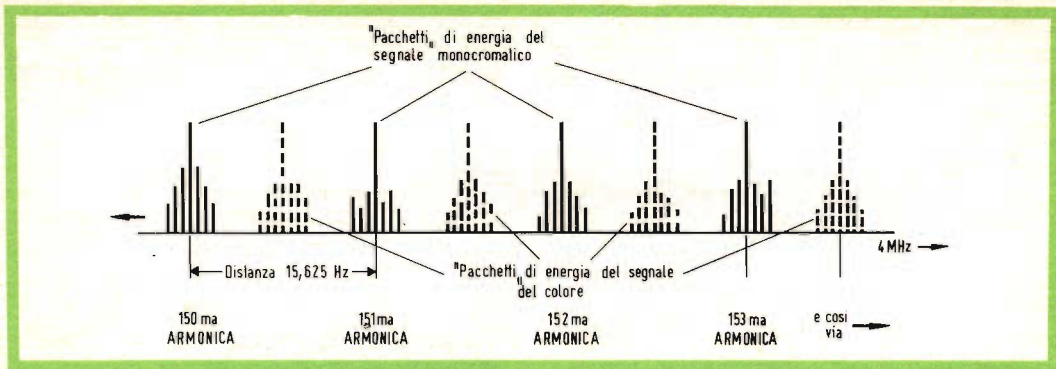


Fig. 1 - L'informazione del colore viene inserita tra gli « spazi vuoti » del segnale in bianco e nero.

vanno sempre più decrescendo in intensità; agli effetti pratici succede che in questo spettro, tra le armoniche della frequenza di riga (15625 Hz) viene a trovarsi **uno spazio vuoto**.

Nessuno ci impedisce di inserire il segnale del colore dell'immagine **tra questi spazi vuoti**; ed infatti, in pratica, l'informazione del colore viene proprio inserita qui. È interessante questo sistema di **inserire** un segnale video (colore) tra gli spazi vuoti di un altro segnale video (bianco e nero). **In questo modo i due segnali vengono ad occupare la stessa banda senza mai venire in contatto tra di loro senza mai interferirsi.**

Il segnale monocromatico

Il segnale in bianco e nero o meglio la componente monocromatica di tutto il segnale del colore è in tutto identica al normale segnale video ricevuto dai televisori in bianco e nero.

Esso è ottenuto prendendo il 59 per cento del segnale uscente dal tubo da ripresa per il verde, il 30 per cento del segnale proveniente dal tubo da ripresa per il rosso, e infine, l'11 per cento del segnale proveniente dal tubo da ripresa per il blu della telecamera. E cioè:

$$Y = 0,59 V + 0,30 R + 0,11 B$$

Y = segnale monocromatico. D'ora in avanti verrà sempre indicato con questa lettera.

V = segnale verde

R = segnale rosso

B = segnale blu.

Questa particolare combinazione è stata scelta in quanto essa è quella che più di ogni altra risponde alla sensibilità che l'occhio umano ha per il colore. Spieghiamoci meglio: prendiamo tre sorgenti di luci colorate, e cioè una rossa, una verde e una blu di **uguale energia**. Proiettiamole tutte e tre su di uno stesso punto: avremo per risultato una luce bianca. Se però ora separiamo di nuovo queste tre sorgenti e le guardiamo separatamente, cosa percepirà il nostro occhio? Succederà che la luce verde apparirà adesso due volte più brillante della luce rossa ($0,59 V \approx 2 \times 0,30 R$) e sei volte circa più brillante della luce blu ($0,59 V \approx 0,11 \times 6$). Questo succede perchè il nostro occhio è più sensibile al verde che al rosso e più sensibile al rosso che al blu. È questo interessante comportamento dell'occhio umano che ha suggerito la precedente equazione.

Ripetiamo: il segnale monocromatico è formato dal 59% della tensione di uscita dal tubo di ripresa per il verde, più il 30% della tensione ricavata all'uscita del tubo di ripresa del rosso, più l'11% della tensione di uscita proveniente dal tubo di ripresa del blu della telecamera.

In queste tensioni sono contenute tutte le frequenze video comprese tra 0 e 5 MHz circa.

Più spesso il segnale monocromatico viene chiamato **segnale di luminanza** o **segnale di luminosità**. Questo nuovo nome indica più chiaramente l'azione di questo

segnale. Effettivamente il segnale monocromatico non contiene altro che le **variazioni dell'ampiezza del segnale** dell'immagine; queste variazioni si traducono poi nel cinescopio in **variazioni di intensità luminosa**.

Il secondo componente del segnale TVC è, ovviamente, il segnale del colore. Questo segnale, l'abbiamo visto, viene « inserito » tra il segnale del bianco e del nero. Per determinare **quale informazione** questa porzione del segnale completo TVC deve portare, vediamo un po' da vicino come reagisce l'occhio al colore, dato che in definitiva, è per l'occhio che viene formata l'immagine.

Gli studi fatti per conoscere il comportamento dell'occhio umano di fronte agli oggetti colorati hanno dato dei risultati molto interessanti. Innanzitutto, per riprodurre, quasi tutti i colori che noi vediamo bastano **solo** i tre colori primari; verde, rosso e blu. La proporzione con cui questi tre colori vengono mescolati determina il colore risultante; in particolare, quando questi tre colori vengono mescolati in date proporzioni si ha, come abbiamo visto, la luce bianca.

Per la percezione del colore, un occhio normale richiede **tutti e tre** questi colori primari **solo per gli oggetti di notevoli dimensioni**. Quando un oggetto colorato viene fatto sempre più piccolo succedono dei fatti interessantissimi. Per esempio, se due superfici quadrate rispettivamente di colore blu e verde tali apparivano all'occhio quando avevano la superficie di 1 cm², non apparivano più con questi due colori quando rimanendo inalterata la distanza, la loro superficie venne ridotta a 2 mm².

L'occhio non riesce più a distinguere i due colori che gli appariranno tutti e due pressochè uguali e di un grigio incerto. A queste piccole dimensioni, il blu tende ad apparire grigio, il giallo non si riesce più a distinguere dal grigio. **Solo il rosso rimane abbastanza distinto** ma in genere tutti gli altri, perdono la loro vivacità. Conclusione; mentre per il colore degli oggetti di notevole dimensione l'occhio aveva bisogno dei tre colori primari, per il colore degli oggetti di piccole dimen-

sioni gliene basteranno due soli. E con questi due soli, in differenti proporzioni, formerà tutti i colori che gli abbisognano o meglio che lui può vedere a quelle dimensioni.

Diminuiamo ancora le dimensioni degli oggetti colorati: cosa vedrà l'occhio? **solo variazioni di luminosità**, solo più grigio o meno grigio, e quindi il dettaglio colorato di una scena gli apparirà come una variazione di tonalità grigia. Conclusione: al dettaglio colorato l'occhio è completamente cieco.

Tutte queste caratteristiche dell'occhio umano sono state sfruttate nel sistema TVC proposto dalla NTSC. Per esempio, viene reso a colori solo il dettaglio di una certa dimensione; il dettaglio fine è reso in bianco e nero.

In secondo luogo, come vedremo meglio in seguito, anche l'informazione del colore trasmessa viene regolata secondo la larghezza di banda, nel senso che gli oggetti più larghi, ricevono più verde, più rosso, più blu degli oggetti di media grandezza.

Il segnale del colore prende la forma di **una portante** associata ad una serie di bande laterali. La portante del colore viene più comunemente chiamata **sottoportante**, forse perchè la parola **portante** è riservata al segnale RF che l'emittente trasmette. La frequenza della sottoportante è 4,43 MHz. Questo numero è ottenuto moltiplicando 7812,5 e metà della frequenza di riga se noi usiamo un multiplo dispari (cioè: 1, 3, 5) di 7812,5, come portante, questa frequenza andrà a cadere in mezzo alle armoniche di 15625. Se usassimo multipli pari di 7812,5 cadremmo su 15625 oppure su una armonica di questa frequenza, e verremmo a piazzare il segnale del colore in quegli stessi punti (lungo la banda) occupati dai segnali TV per il bianco e per il nero.

Prendendo invece un multiplo dispari di 7812,5 produciamo un nuovo segnale che va ad occupare gli spazi vuoti esistenti tra i « gruppetti » di energia del primo segnale e quindi non abbiamo interferenza.

Questo principio (interleaving) ci consente di inserire il segnale del colore nella

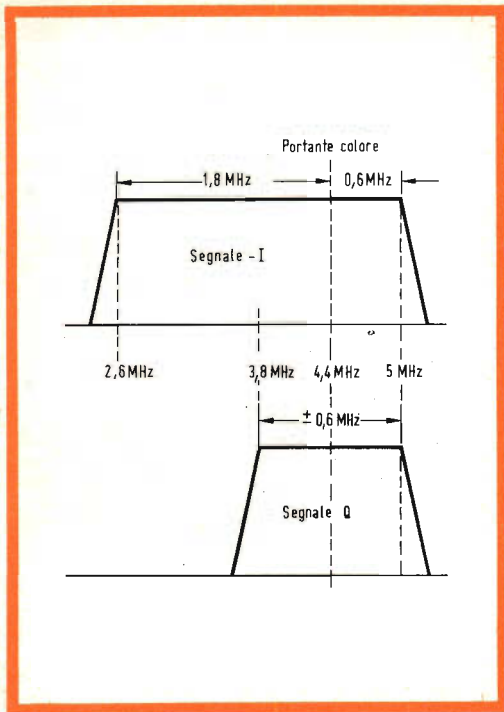


Fig. 2 - La larghezza del canale in bianco e nero è uguale a quella del colore (compatibilità). Si noti la posizione della portante del colore (sottoportante) con le relative bande laterali dei due segnali per la riproduzione del colore (I e Q).

stessa banda occupata fino ad ora dal solo segnale video in bianco e nero.

Composizione del segnale del colore

Abbiamo visto dove dobbiamo « piazzare » il segnale del colore nello spettro del segnale video normale in bianco e nero. Ci rimane ora da vedere com'è fatto questo segnale che dovrà produrre un'immagine a colori e come possiamo trasmetterlo sempre occupando un normale canale TV in bianco e nero.

Ogni colore di una scena da trasmettere ha tre caratteristiche; quella che colpisce di più è ovviamente il **colore stesso** (hue) se, cioè, trattasi di verde, giallo, blu ecc.; la seconda caratteristica è la **saturazione del colore**, e cioè la sua maggiore o minore intensità come colore. Possiamo, per esempio, avere un verde intenso o un verde pallido, un giallo forte o un giallo ca-

narino ecc.

In genere, un colore non completamente saturo contiene una certa quantità di bianco. La terza caratteristica di un colore è la sua **luminosità** e cioè, la maggiore o minore quantità di luce proveniente da un determinato colore e che poi raggiunge la telecamera. Ciò dipende, ovviamente, dalla luce che investe la scena più l'abilità di una determinata superficie colorata a riflettere detta luce. Per trasmettere una immagine a colori è assolutamente necessario poter trasmettere tutte e tre queste caratteristiche di un dato colore. Oltre a ciò, noi dobbiamo trasmettere anche un segnale monocromatico che, come abbiamo visto, ci dice qual'è la luminosità in ogni punto di una data scena. Ricordiamo che:

$$Y = 0,59 V + 0,30 R + 0,11 B$$

Ora, siccome la luminosità di una data scena è data o meglio contenuta già nel segnale monocromatico, possiamo senz'altro eliminare quella contenuta nel segnale del colore. Per far ciò, si prende il segnale della luminosità (Y), lo si invia in un amplificatore che ne inverte la polarità. Se noi chiamiamo quindi inizialmente tale segnale Y, all'uscita dell'amplificatore sarà -Y. Combinato poi con ciascuno dei tre colori darà i segnali: V-Y, R-Y e B-Y.

Fatto ciò, è evidente che non ci occorrono più per trasmettere l'informazione del colore, questi tre segnali-differenza. Ce ne basteranno due soli e cioè R-Y e B-Y, più il segnale di luminosità Y. Ciò è evidente in quanto il colore V (verde) è già presente nel segnale Y, dato che, come abbiamo visto, quest'ultimo contiene tensioni provenienti da tutti e tre i tubi da ripresa per il colore. Se, quindi, nel segnale del colore che inviamo al ricevitore inseriamo solo i segnali R-Y, e B-Y, potremmo usare quest'ultimi insieme al segnale Y per avere il rimanente colore V-Y che ci occorre.

Per ottenere una scena a colori, dovremo quindi trasmettere solo due parametri e cioè le tensioni R-Y e B-Y che dovranno modulare senza interferirsi la sottoportante con frequenza di 4,43 MHz.

Prossimamente vedremo come tale problema sia stato risolto.

RICETRASMETTITORE

28 MHz

Si descrive in questo articolo un semplice ricetrasmittitore a transistori funzionante sulla banda dei 28 MHz e avente una portata dell'ordine del chilometro. Per questa ragione ricordiamo ai nostri lettori che volessero costruirlo, che per la sua utilizzazione, è necessario richiedere l'autorizzazione alle autorità competenti.

In fig. 1 viene riportato lo schema elettrico di un ricetrasmittitore a transistori in cui il passaggio dalla trasmissione alla ricezione si effettua con l'aiuto di un commutatore a 3 vie, 2 posizioni per il collegamento del quale non si deve prendere alcuna precauzione particolare.

Ricezione

La ricezione è attuata per mezzo di un semplice rivelatore a super-reazione, esso genera un leggero sibilo in assenza di trasmissione ma allo stesso tempo è molto conveniente per la sua semplicità e soprattutto per la sua grande sensibilità.

Il transistor utilizzato è del tipo SFT 316, (AF 117, AF 116) collègato in un circuito ad emettitore comune per ottenere in tal modo il massimo guadagno; si utilizza una bobina senza prese, montata in circuito Colpitts. Questo avvolgimento vie-

ne accordato per mezzo di due condensatori in serie in cui il punto comune è costituito da una presa sulla bobina.

La regolazione della super-reazione si effettua nel modo seguente: si diminuisce la tensione di alimentazione da 9 V a 6 V e si regola il potenziometro P in modo da ottenere il « soffio » massimo, cioè la sensibilità massima del ricevitore.

Il segnale rivelato che si trova sulle prese del primario del trasformatore T viene amplificato dai due transistori dell'amplificatore di BF che si trovano ad essere sempre alimentati. L'uscita viene commutata sull'altoparlante.

Trasmissione

La trasmissione è attuata per mezzo di un oscillatore pilotato a quarzo in cui la frequenza deve essere scelta fra 9,35 MHz e 9,9 MHz. La bobina del col-

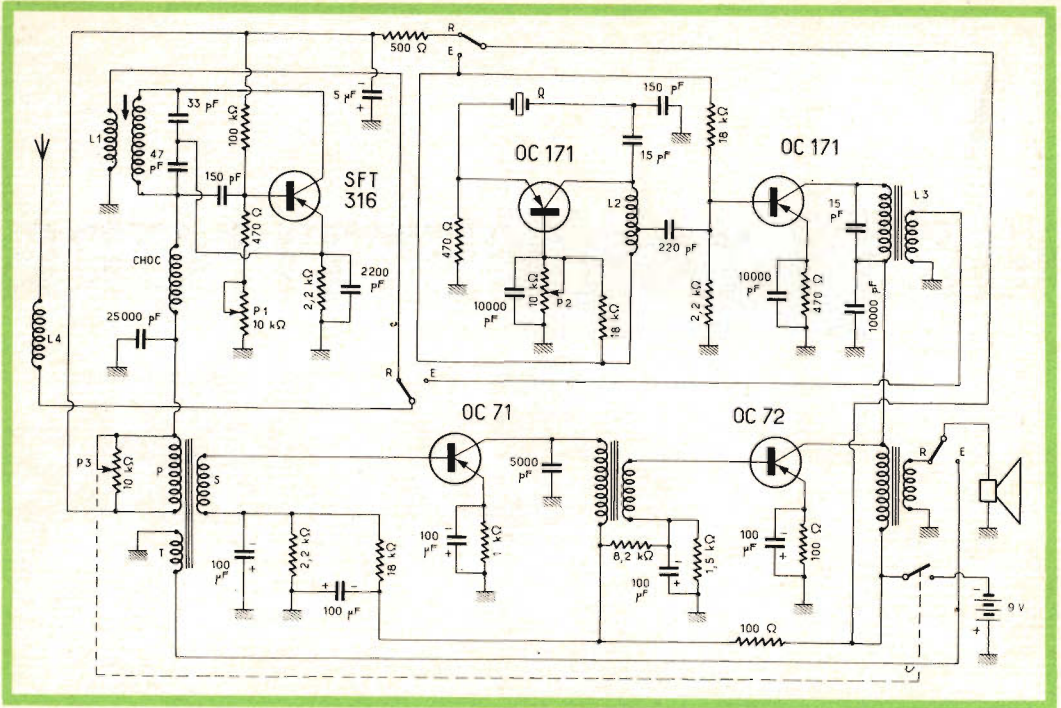


Fig. 1 - Schema elettrico del rice-trasmettitore da 28 MHz.

lettore deve essere accordata sulla 3^a armonica. In questo modo l'apparecchio oscilla entro la gamma di frequenza compresa fra 28 e 29,7 MHz. L'oscillatore è collegato a un amplificatore RF al fine di ottenere la potenza necessaria in antenna (circa 40 mW).

Questo amplificatore viene modulato attraverso il collettore, con un segnale derivato dal transistor di potenza dell'amplificatore di bassa frequenza.

Messa a punto dello stadio trasmettente

Accordare la bobina pilota con l'aiuto di un grid-dip su 3 F (dove F è la frequenza del quarzo, agendo sul nucleo regolabile), quindi regolare la polarizzazione agendo su P₂ per ottenere un segnale di uscita massimo; infine, con l'antenna estratta, regolare il valore della bobina dell'amplificatore per un segnale di uscita massimo, tutte queste regolazioni si devono fare con l'aiuto di un grid-dip.

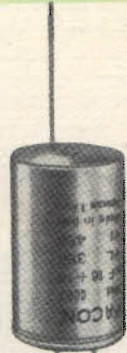
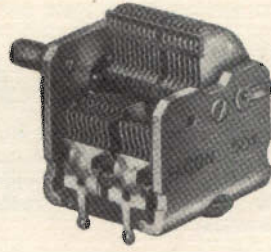
Messa a punto finale

Porre un trasmettitore in posizione emissione e utilizzare l'altro in ricezione. Regolare il nucleo L₁ del secondo fino a che il sibilo sparisce. Verificare che la regolazione a distanza sia sempre corretta. Procedere nello stesso modo per il ricevitore.

CARATTERISTICHE DEI TRASFORMATORI E DELLE BOBINE

Trasformatori

- T₁ - primario : 1500 spire di filo di rame smaltato da 8/100
- secondario: 700 spire di filo di rame smaltato da 8/100
- terziario: 50 spire di filo di rame smaltato da 20/100
- T₂ - primario : 1500 spire di filo di rame smaltato da 8/100
- secondario: 800 spire di filo di rame smaltato da 8/100



FACON

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

FACON



T₃ - primario : 300 spire di filo di rame smaltato da 20/100
secondario: 100 spire di filo di rame smaltato da 20/100

Bobine

L₁ : 17 spire di filo di rame smaltato da 40/100 avvolte su un supporto di steatite con nucleo di 5 mm di diametro. Avvolgimento d'antenna: 2 spire di 5/10 avvolte dal lato di massa su una bobina di plastica.

L₂ : 15 spire da 20/100 su un supporto di steatite con nucleo di 5 mm di diametro, presa alla 1^a spira dal lato di massa.

L₃ : 15 spire di 40/100 avvolte su un supporto Lipa con un nucleo di 8 mm di diametro. Avvolgimento d'antenna: 2 spire di 5/10 avvolte dal lato di massa su bobina di plastica.

L₄ : 25 spire da 8/10 avvolte in aria con diametro di 12 mm.

Bobina d'arresto (choc): 35 spire di filo di rame smaltato da 15/100 avvolte su un bastoncino di ferrite di 4 mm di diametro, lungo 10 mm.

Transistori

Ricevitore: SFT 316 oppure SFT 357 (AF 116, AF 117 oppure AF 114)

Bassa frequenza: OC71, OC72

Trasmettitore: 2 x OC171

P₃ : potenziometro per ricevitori tascabili.

L'antenna è del tipo telescopico e deve avere una lunghezza di almeno 1 metro.

(Da « Radio Electronics »)



Apparecchiature per laboratori linguistici studiate per l'apprendimento delle lingue straniere il cui impiego va diffondendosi anche in Italia. Queste apparecchiature sono state presentate alla mostra dei sussidi didattici Philips svoltasi al Museo della scienza e della tecnica. I banchi-allievo sono dotati di speciali magnetofoni a 4 piste e permettono all'allievo di eseguire con facilità tutte le manipolazioni che l'impiego dell'apparecchiatura prevede.

SINTONIZZATORE DI ALTA QUALITÀ A TRANSISTORI

FM

I Parte

Nel corso di due articoli descriveremo un sintonizzatore FM particolarmente adatto per essere accoppiato ad amplificatori di alta qualità a transistori. In questa prima parte illustreremo gli stadi RF e miscelatore autooscillante; oltre alla spiegazione del circuito elettrico diamo anche gli schemi di cablaggio per dare al lettore un'idea esatta della disposizione dei vari componenti ed avere così migliori risultati.

Il circuito elettrico del sintonizzatore FM formato dagli stadi RF, miscelatore autooscillante, trasformatore di media frequenza e rivelatore è riportato nelle figure 2 e 5.

L'amplificazione RF è ottenuta con il transistor AF 102 del tipo a lega e diffusione, che dà degli ottimi risultati. Un elevato guadagno di potenza si può ottenere a 100 MHz (a 22 dB nel circuito descritto), e il basso rumore del transistor AF 102 (3 dB) assicura una buona caratteristica di rumore. Inoltre, la bassa capacità di reazione del transistor dà una bassa tensione di irradiazione dell'oscillatore (circa 300 μ V attraverso un carico di 75 Ω ai terminali d'antenna).

Nello stadio miscelatore autooscillante viene impiegato un transistor AF 115 e negli stadi FI dei transistori AF 116. La potenza ottenuta all'uscita del rivelatore è sufficiente per pilotare un buon amplificatore a transistori. La gamma di frequenze del sintonizzatore va da 87 a 100 MHz e può essere estesa fino a 108 MHz. La sensibilità a 100 MHz è tale che è necessario un limitatore allo stadio finale FI con una tensione terminale d'antenna di circa 15 μ V.

I rapporti segnale-disturbo con tensioni terminali d'antenna di 0,5 μ V \div 100 μ V sono indicati in fig. 1.

In fig. 2, l'antenna a 75 Ω è accoppiata con un trasformatore d'ingresso a larga banda a un transistor AF 102 funzionante in circuito a base comune come amplificatore RF; si è adattato questo tipo di circuito perché dà il guadagno più elevato a 100 MHz. Il circuito di collettore dell'amplificatore RF è sintonizzato per mezzo di un condensatore variabile

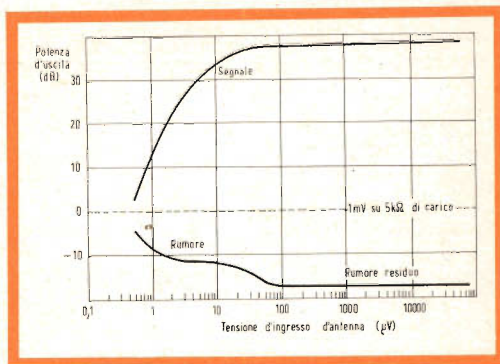


Fig. 1 - Rapporti segnale-disturbo misurati in funzione delle tensioni di ingresso d'antenna; il rumore residuo è dovuto all'alternata residua a 50 Hz del generatore.

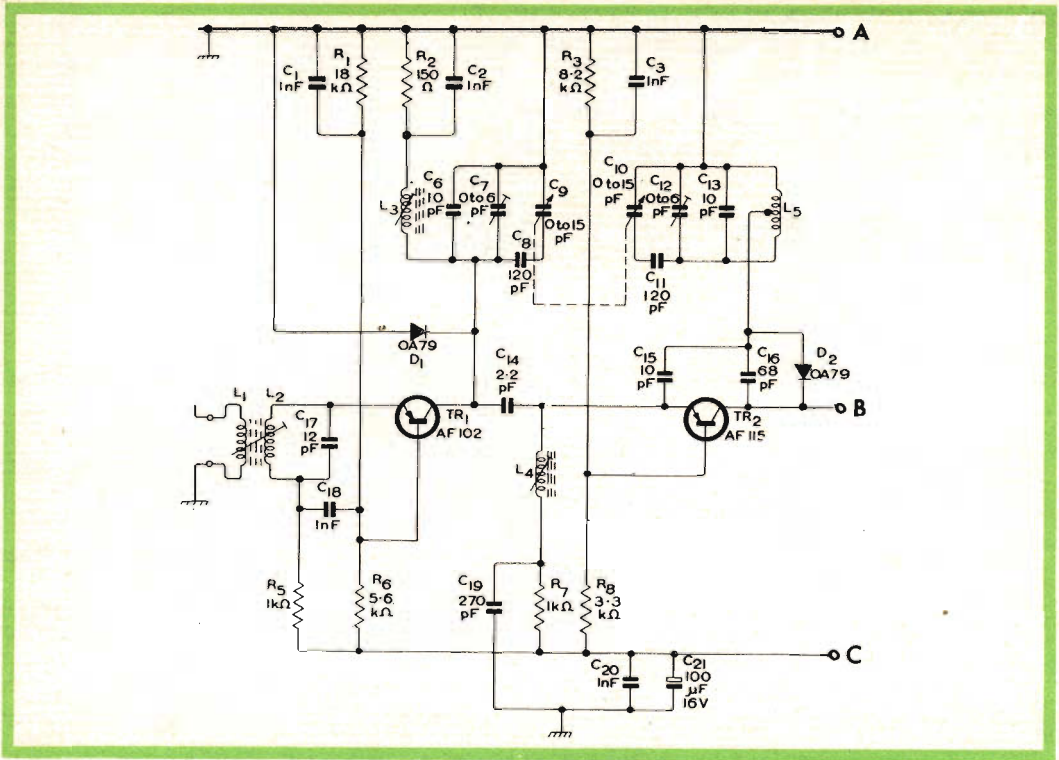


Fig. 2 - Schema elettrico dello stadio amplificatore RF e miscelatore autooscillante.

COMPONENTI

Resistori

Tutti i resistori sono da 1/8 W, $\pm 10\%$

- $R_1 = 18 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 150 \Omega$
- $R_3 = 8,2 \text{ k}\Omega$
- $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$
- $R_6 = 5,6 \text{ k}\Omega$
- $R_7 = 1 \text{ k}\Omega$
- $R_8 = 3,3 \text{ k}\Omega$

Condensatori

Tutti i condensatori sono di tipo ceramico-tubolare, salvo diversa specificazione.

- $C_1 = 1 \text{ nF}$
- $C_2 = 1 \text{ nF}$
- $C_3 = 1 \text{ nF}$
- $C_4 = 10 \text{ nF}$
- $C_5 = 1 \text{ nF}$ Ceramico
- $C_6 = 10 \text{ pF}$

- $C_7 = 0,6 \text{ pF}$ Variabile
- $C_8 = 120 \text{ pF}$
- $C_9 = 0,15 \text{ pF}$ Variabile calibrato
- $C_{10} = 0,15 \text{ pF}$ Variabile calibrato
- $C_{11} = 120 \text{ pF}$
- $C_{12} = 0,6 \text{ pF}$ Variabile
- $C_{13} = 10 \text{ pF}$
- $C_{14} = 2,2 \text{ pF}$
- $C_{15} = 10 \text{ pF}$
- $C_{16} = 68 \text{ pF}$
- $C_{17} = 12 \text{ pF}$
- $C_{18} = 1 \text{ nF}$
- $C_{19} = 270 \text{ pF}$
- $C_{20} = 1 \text{ nF}$
- $C_{21} = 100 \mu\text{F}$, 16 V Elettrolitico

Transistori

- TR₁ = AF102
- TR₂ = AF115

Diodi

- D₁, D₂ = OA79

DATI TECNICI PER LA COSTRUZIONE DELLE BOBINE

Tabella 1 - Bobina di sintonia

Tutte le bobine escluso L_5 sono avvolte su supporti di polistirene di 6 mm di diametro. L_5 è avvolta su un diametro di 6 mm senza supporto.

Primario d'antenna, L_1 :	4 spire di 0,315 mm di diametro, doppia ricopertura di seta avvolte in bifilare con L_2 .
Secondario d'antenna, L_2 :	5 spire di 0,711 mm di diametro, filo di rame stagnato con nucleo di polvere di ferro. (Neosid 901).
Collettore RF, L_3 :	4½ spire di 0,711 mm di diametro, filo di rame stagnato con nucleo di polvere di ferro (Neosid 901); le spire sono spaziate fra loro di una distanza pari a ½ diametro di filo.
Emettitore miscelatore, L_4 :	7 spire di 0,417 mm di diametro, filo di rame smaltato, in avvolgimento serrato su un nucleo di polvere di ferro. (Neosid 900).
Oscillatore, L_5 :	6 spire di 0,711 mm di diametro, filo di rame stagnato, presa a 1¼ spira dal lato di massa.

di sintonizzazione ed è accoppiato capacitivamente all'impedenza d'ingresso dello stadio miscelatore autooscillante che segue.

Una normale stabilizzazione CC è usata in tutti gli stadi, e la linea negativa è collegata a terra. Con questo arrangiamento i resistori di emettitore provvedono al disaccoppiamento fra gli stadi come pure alla stabilizzazione CC usuale. Lo stadio miscelatore autooscillante impiega un transistor AF 115 montato in circuito a base comune. La frequenza dell'oscillatore è inferiore della frequenza portante FM.

Il guadagno nominale di potenza del sintonizzatore a 100 MHz è di 29 dB. Il circuito d'uscita dello stadio miscelatore è sintonizzato a 10,7 MHz dal primo trasformatore FI.

Lo stadio miscelatore è seguito da tre stadi di media frequenza equipaggiati con tre transistori AF 116 montati in circuiti ad emettitore comune, con doppi trasformatori di accoppiamento sintonizzati sulla frequenza intermedia di FM di 10,7 MHz. L'amplificatore FI è seguito da un circuito rivelatore a rapporto a potenza elevata che impiega due diodi OA 79.

Stadio RF

Alle frequenze comprese nella regione di 100 MHz, la reazione interna nel transistor tende a diventare negativa per il collegamento dello stesso ad emettitore comune, e positiva per il collegamento a base comune. Questo fa sì che il guadagno con il collegamento a base comune sia lievemente maggiore di quello ottenibile con un collegamento ad emettitore comune. Perciò si usa il collegamento a base comune, ma il circuito è progettato in modo che lo stadio resta stabile sotto tutte le condizioni di funzionamento, compreso quando l'antenna non è collegata.

Il fattore di stabilità per un transistor AF 102 è di circa 2,5, mentre il fattore di rumore a 100 MHz raggiunge il valore minimo quando la corrente di emettitore è di 1,4 mA. Per avere prestazioni ottime di rumore e di guadagno con questa corrente, l'impedenza della sorgente dovrebbe essere induttiva, e con il circuito di fig. 2, esso è ottimo sull'intera gamma di frequenza.

L'impedenza della sorgente dell'AF 102 è accoppiata correttamente all'antenna di 75 Ω per mezzo di un trasformatore d'antenna posto all'ingresso. Questo trasformatore è progettato in modo che le perdite interne siano molto basse. Si possono così ottenere il guadagno e il rapporto segnale-disturbo massimi e si possono usare sintonie fisse.

La larghezza di banda del circuito interstadio è di 1 MHz, e la resistenza d'uscita totale dello stadio RF è composta dalla resistenza di 43,5 k Ω del transistor AF 102, dalla resistenza d'ingresso di 10 k Ω dello stadio miscelatore e dalla resistenza di 12,5 k Ω della bobina sul circuito del collettore.

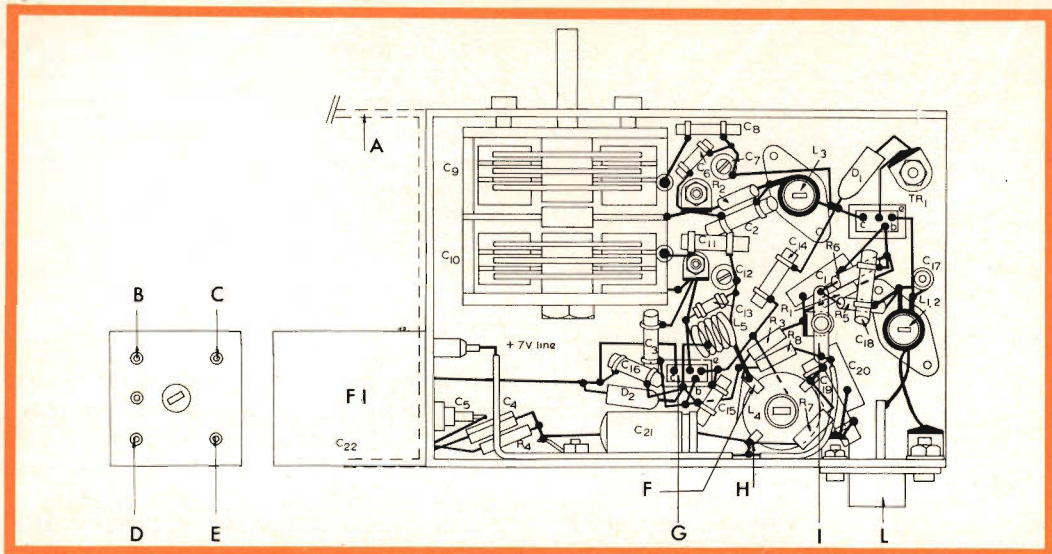


Fig. 3 - Schema di cablaggio degli stadi RF e miscelatore. A = telaio dello stadio amplificatore FI; B = massa; C = a D_2 , C_{16} e al collettore di TR_2 ; D = a C_5 ; E = a C_4 , R_1 ; F = terminale di contatto « morto » usato come supporto per la bobina L_5 , non costituisce un contatto elettrico; G = transistor TR_2 ; H = terminala di contatto « morto »; I = terminale di contatto isolato; L = spinotto d'ingresso; FI = primo trasformatore FI.

Stadio miscelatore

Il collettore dello stadio RF è accoppiato all'emettitore dello stadio miscelatore per mezzo del condensatore C_{14} da 2,2 pF che provvede all'accoppiamento d'impedenza fra l'elevata resistenza di uscita dello stadio RF e la bassa resistenza d'ingresso del miscelatore. La bobina L_4 nel circuito di emettitore del transistor miscelatore provvede al passaggio della CC per la corrente di emettitore e forma con il condensatore C_{19} di bypass, da 270 pF, un circuito risonante in serie a 10,7 MHz. Questo circuito risonante evita il formarsi di una reazione alla frequenza intermedia del collettore.

Alle frequenze di circa 100 MHz la corrente d'uscita del transistor resta in ritardo rispetto alla corrente d'ingresso di circa 90° . Nell'oscillatore convenzionale usato nei ricevitori ad onde medie, è necessario correggere lo sfasamento introducendo un avanzamento di fase fra la tensione attraverso il circuito d'accordo e la corrente di uscita del transistor. Que-

sto potrebbe essere fatto disintonizzando completamente il circuito risonante, la qual cosa dovrebbe prevenire l'oscillazione.

Nel circuito oscillatore mostrato in figura 2, lo sfasamento è corretto dal condensatore di reazione C_{15} da 10 pF collegato fra il circuito di sintonia e l'emettitore del transistor. Non sono richieste ulteriori compensazioni di fase, e la frequenza di oscillazione è la stessa della frequenza di risonanza del circuito di sintonia.

Con questa frequenza di risonanza, piccoli errori di fase vengono corretti dal circuito di sintonia con una minima quantità di deviazione di frequenza, dando così la migliore stabilità di frequenza possibile. La stabilità di frequenza è anche ottenuta collegando il collettore del transistor alla presa della bobina dell'oscillatore per mezzo di un condensatore di accoppiamento C_{16} da 68 pF.

L'impulso della frequenza oscillatrice, risulta dai cambiamenti della tensione di alimentazione; esso è prodotto dalle va-

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 20 - Peso kg 1,100

lo strumento indispensabile per il tecnico e l'installatore tv

PRESTEL s.r.l. piazza Duca d'Aosta, 6 Milano - Telefono 227432

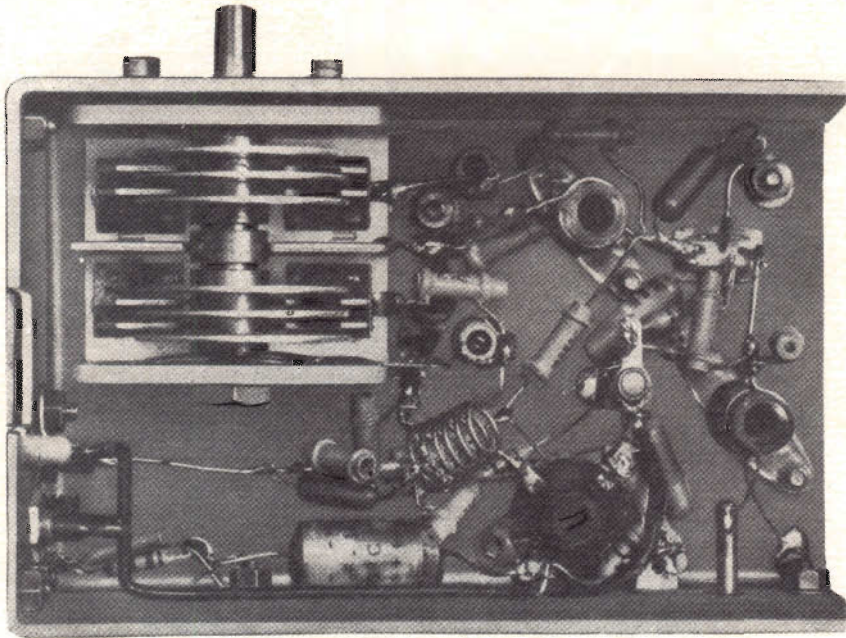


Fig. 4 - Esempio di realizzazione pratica degli stadi RF e miscelatore.

riazioni della corrente di emettitore e della tensione di collettore. Un impulso maggiore è prodotto se o la corrente di emettitore o la tensione di collettore viene variata mentre l'altra è tenuta costante.

Il valore del cambiamento con la tensione di linea può perciò venire alterato variando il valore della corrente per la quale l'oscillatore è progettato. Il valore di 1,7 mA da il valore minimo del cambiamento con un AF 115. Per una riduzione della tensione di oscillazione da -7 a -4 V, la deriva è di 70 kHz con un transistor AF 115. Sommando alla deriva di frequenza causata dalla variazione nella tensione di alimentazione, la frequenza di oscillazione può anche venire influenzata da segnali d'ingresso elevati. Con segnali d'ingresso superiori a 0,5 mV ai terminali d'antenna, la grandezza del segnale RF giunto al miscelatore è sufficiente per influenzare la condizione di funzionamento del transistor, così che ogni variazione nell'ampiezza del segnale all'ingresso darebbe una modulazione di

frequenza del segnale applicato all'amplificatore FI. Per ovviare a questo effetto, si collega un diodo OA 79 attraverso il condensatore di accordo del primo trasformatore FI per limitare la tensione oscillante di collettore dell'oscillatore e quindi le variazioni di c_{eb} e V_C . Un diodo limitatore è collegato al collettore dello stadio RF.

Con questi diodi, la deriva di frequenza per una tensione terminale d'antenna di 10 mV viene ridotta da 180 kHz a 15 kHz. Con un segnale d'ingresso di 50 mV, la deriva di frequenza è di 30 kHz.

La tensione oscillatrice di pilotaggio all'emettitore del transistor AF 115 è di circa 200 mV sopra la banda. Questo valore è ottimo per il guadagno di conversione. L'oscillatore continua a lavorare quando la tensione di linea è ridotta da -7 a -4 V. La tensione di radiazione dell'oscillatore è circa 300 μ V attraverso un carico di 75 Ω ai terminali d'antenna.

(continua)

(Da « Mullard Limited »)

TEMPORIZZATORI A TRANSISTORI

Si descrive in questo articolo il principio generale di funzionamento dei temporizzatori e la realizzazione di due circuiti pratici. Il primo è un circuito temporizzatore a quattro transistori adatto a funzionare con intervalli di tempo compresi fra 0,5 secondi e 3 minuti; mentre il secondo è adatto per ottenere tempi regolabili fra 5 secondi e 1 minuto.

Il principio generale di funzionamento su cui si basa la temporizzazione è la maggior parte delle volte determinata dal tempo di scarica di un condensatore. In un circuito che utilizza dei transistori a giunzione, con una costante teorica massima di circa 10 secondi, si prenderà una resistenza di carica dell'ordine di 200 k Ω e un condensatore a carta con isolamento elevato avente una capacità dell'ordine di 10 - 50 μ F.

Quando si vogliono ottenere dei tempi più lunghi, si deve caricare il condensatore, non più a partire da una tensione continua ma a partire da impulsi di breve durata, la regolazione della temporizzazione può allora essere fatta variando la frequenza di ripetizione degli impulsi.

Per ottenere una stabilità maggiore possibile, in funzione delle variazioni della temperatura, si realizza un circuito nel quale le correnti suscettibili di modificare i tempi di carica del condensatore, sono

le correnti inverse di un diodo al silicio e dell'emettitore di un transistor a giunzione.

Temporizzatore per intervalli di tempo compresi fra 0,5 secondi e 3 minuti

Il circuito raffigurato in fig. 1, permette di ottenere dei cicli di tempo compresi fra 0,5 secondi e 3 minuti ed è caratterizzato dalla sua grande stabilità.

I due transistori TR₁ e TR₂ sono montati in un circuito multivibratore e formano degli impulsi. Il condensatore C₄ si carica attraverso la resistenza R₇. La corrente di carico è modulata dagli impulsi di uscita dal multivibratore e quando la carica raggiunge un valore determinato dalla posizione del cursore di RV₁, il diodo D₂ diventa conduttore, la qual cosa da origine a un segnale che rende TR₃ conduttore e TR₄ bloccato e diseccita il relé. In questo momento il condensatore C₄ si tro-

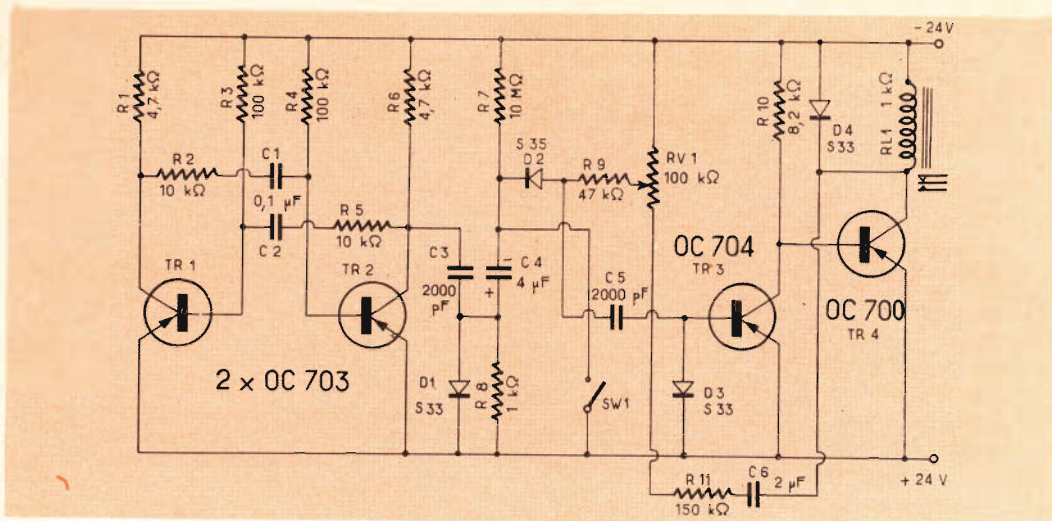


Fig. 1 - Schema elettrico del temporizzatore per intervalli di tempo compresi fra 0,5 sec. e 3 min.

va cortocircuitato e si scarica, il ciclo allora ricomincia. Il condensatore C_6 insieme alla resistenza R_{11} forma una cellula di controreazione che serve a bloccare TR_4 , durante il tempo in cui C_4 si scarica, questo evita che il relé entri in vibrazione.

Temporizzatore regolabile fra cinque secondi e un minuto

Consideriamo lo schema rappresentato in fig. 2; in esso si vede che il segnale che agisce sulla frequenza degli impulsi viene trasmessa per mezzo di un condensatore di $10 \mu F$ (C_5) a un circuito di Schmitt composto da due transistori T_3 e T_4 . Questo segnale di comando proviene da un oscillatore a 50 Hz. Il circuito di Schmitt fornisce dei segnali di forma quadra che sono derivati dal condensatore C_6 prima di influenzare un circuito monostabile composto da due transistori T_5 e T_6 . L'alimentazione del circuito monostabile deve essere stabilizzata e per questa ragione si utilizzano tre diodi zener D_4 , D_5 e D_6 ; l'ampiezza degli impulsi di uscita è costante, la lunghezza di questi impulsi è regolabile per mezzo del potenziometro P_2 fra $10 \mu s$ e 6 ms.

Gli impulsi di uscita presenti sul collettore di T_6 sono inviati al condensatore

C_8 attraverso il diodo D_1 e la resistenza R_{24} e R_{25} . Una parte di questi impulsi appariranno sul collettore di T_6 e ad essi viene aggiunta la tensione di carico del condensatore C_3 .

Il diodo D_3 lascia passare le creste degli impulsi ai capi della resistenza R_{25} , affinché, al fine della temporizzazione, la tensione risultante, superi la tensione di polarizzazione di questo diodo, che è determinata dal ponte R_{26} e R_{27} e prelevata sui diodi zener D_5 e D_6 .

Per mezzo del condensatore C_{10} , questi impulsi vengono trasmessi ad un amplificatore d'impulsi composto da tre transistori T_7 , T_8 e T_9 . La cellula C_{16} e R_{41} assicura la derivazione dei segnali prima della loro applicazione al circuito monostabile dell'amplificatore d'uscita, composto dai due transistori T_{10} e T_{11} , all'uscita di questo circuito, si ritrovano degli impulsi della durata di 10 ms che comandano il transistore di uscita T_{12} che può sopportare una corrente di 100 mA.

Per poter ricominciare il ciclo di temporizzazione, si deve cortocircuitare il condensatore C_8 per interrompere la tensione di alimentazione. Il diodo D_2 assicura allora la scarica del condensatore sulla resistenza R_{23} .

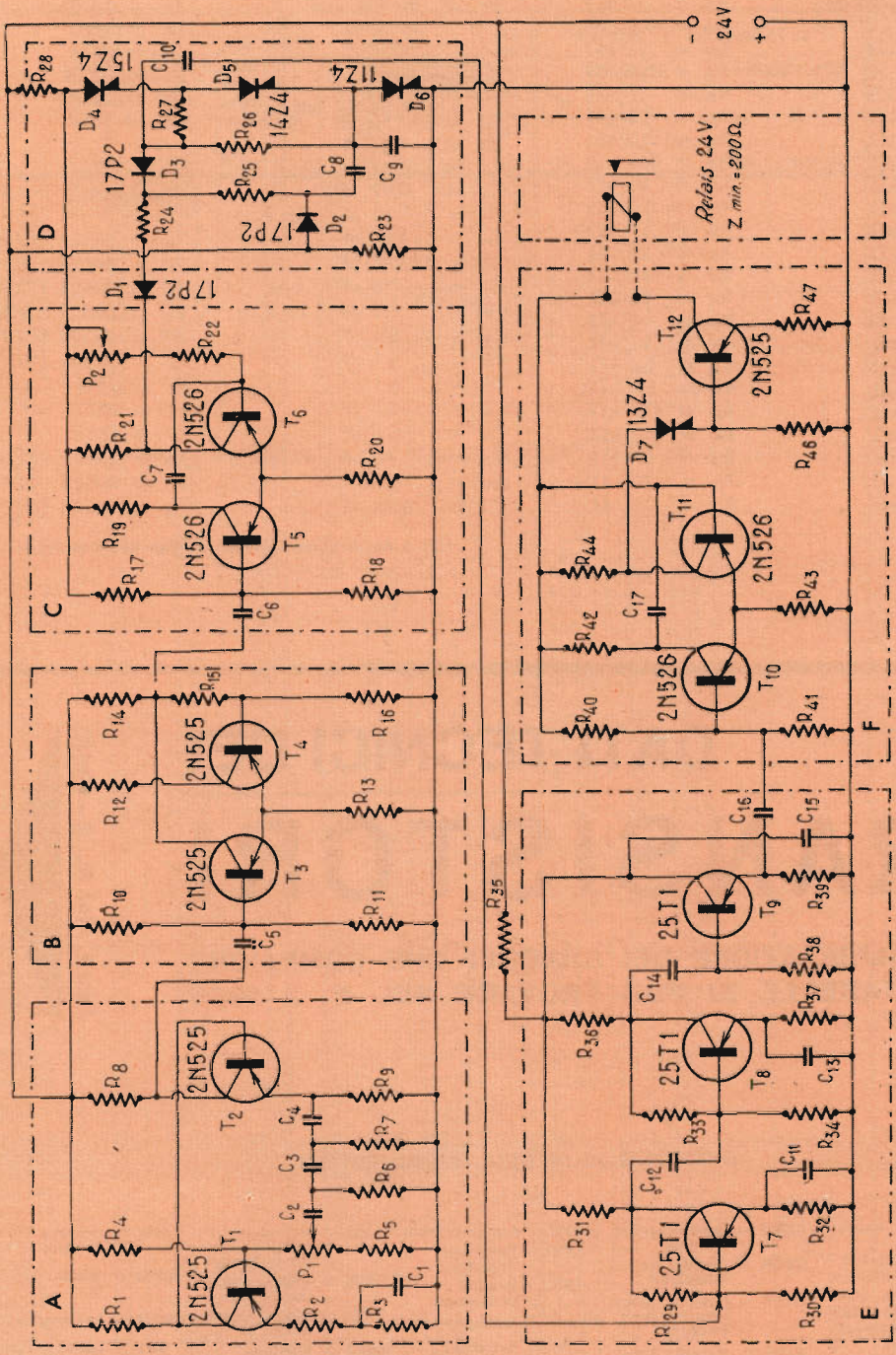


Fig. 2 - Schema elettrico del temporizzatore regolabile fra cinque secondi e un minuto. A = oscillatore a 50 Hz; B = amplificatore d'uscita; C = generatore d'impulsi; D = integratore; E = amplificatore d'impulsi; F = amplificatore d'uscita.

COMPONENTI**Resistori da 1/2 W**

R₁ = 15 kΩ
 R₂ = 330 Ω
 R₃ = 2,2 kΩ
 R₄ = 27 kΩ
 R₅ = 2,2 kΩ
 R₆ = 3,3 kΩ
 R₇ = 3,3 kΩ
 R₈ = 1 kΩ
 R₉ = 2,7 kΩ
 R₁₀ = 10 kΩ
 R₁₁ = 1,2 kΩ
 R₁₂ = 5,6 kΩ
 R₁₃ = 220 Ω
 R₁₄ = 5,6 kΩ
 R₁₅ = 12 kΩ
 R₁₆ = 3,3 kΩ
 R₁₇ = 15 kΩ
 R₁₈ = 1,8 kΩ
 R₁₉ = 5,6 kΩ
 R₂₀ = 220 Ω
 R₂₁ = 1,5 kΩ

R₂₂ = 8,2 kΩ
 R₂₃ = 8,2 kΩ
 R₂₄ = 100 kΩ
 R₂₅ = 10 kΩ
 R₂₆ = 100 Ω
 R₂₇ = 27 kΩ
 R₂₈ = 100 kΩ
 R₂₉ = 56 kΩ
 R₃₀ = 8,2 kΩ
 R₃₁ = 5,6 kΩ
 R₃₂ = 560 Ω
 R₃₃ = 56 kΩ
 R₃₄ = 5,6 kΩ
 R₃₅ = 1 kΩ
 R₃₆ = 22 kΩ
 R₃₇ = 560 Ω
 R₃₈ = 22 kΩ
 R₃₉ = 1 kΩ
 R₄₀ = 15 kΩ
 R₄₁ = 1,8 kΩ
 R₄₂ = 5,6 kΩ
 R₄₃ = 470 kΩ
 R₄₄ = 3,3 kΩ
 R₄₅ = 27 kΩ
 R₄₆ = 470 Ω
 R₄₇ = 10 Ω

Potenzimetri

P₁ = 1 kΩ
 P₂ = 50 kΩ

Condensatori

C₁ = 10 μF - 10 V
 C₂ = 0,47 μF
 C₃ = 0,47 μF
 C₄ = 0,47 μF
 C₅ = 10 μF - 50 V
 C₆ = 680 pF
 C₇ = 10.000 pF
 C₈ = 10 μF - carta
 C₉ = 10 μF - 10 V
 C₁₀ = 0,1 μF
 C₁₁ = 0,1 μF
 C₁₂ = 0,1 μF
 C₁₃ = 0,1 μF
 C₁₄ = 0,1 μF
 C₁₅ = 10 μF - 50 V
 C₁₆ = 0,1 μF
 C₁₇ = 0,47 μF

Diodi

D₁ = 17P2
 D₂ = 17P2
 D₃ = 17P2
 D₄ = 15Z4
 D₅ = 14Z4
 D₆ = 11Z4
 D₇ = 13Z4

Transistori

T₁ = 2N525 (OC80)
 T₂ = 2N525 (OC80)
 T₃ = 2N525 (OC80)
 T₄ = 2N525 (OC80)
 T₅ = 2N526 (OC72)
 T₆ = 2N526 (OC72)
 T₇ = 25T1
 T₈ = 25T1
 T₉ = 25T1
 T₁₀ = 2N526 (OC72)
 T₁₁ = 2N526 (OC72)
 T₁₂ = 2N525 (OC80)

(Da « Applications professionnelles des transistors »)

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI

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

cont. dal N. 3 - 1965

SPIEGAZIONE DELLE SIGLE DEI COSTRUTTORI

KOKJ = Kobe Kogyo Corp.	CDLF = Compagnie des Lampes	NONE = non specificato	AEIL = Associated Electrical Industries Export	SPR = Sprague Electric
HITJ = Hitachi Ltd.	NTLB = Newmarket Transistor	ETC = Electronic Transistor	TIIB = Texas Instruments Ltd.	RO43 = Brush Clevte Co.
YECJ = Yaou Electric	GESY = General Electrics Semicon. Products	GIC = General Instrument	TIH = Texas Instruments	RO41 = Intermetall
FCAJ = Fujitsu Ltd.	SESC = Societe Europeenne des Semiconducteurs	TFKG = Telefunken	MOTA = Motorola Semiconductor	TO5 = Industro Transistor Corp.
RCA = Radio Corp. of America	MATJ = Matsushita Electronics Corp.	SYL = Sylvania Semiconductor	TO33 = Nucleonic Products Co.	TO44 = (COSEM) Cie Generale des Semi-Conducteurs
PHIN = Philips Gloeilampen-fabrieken		NECJ = Nippon Electric	TO3J = Tokyo Shiaura Electric	
ATEI = (ATES) Aziende Tecniche Eletttroniche del Sud		TSAJ = Tokyo Sanyo Electric Co.		

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

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

9

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio f _{cut} (MHz)	Resistenza Termica in aria libera T _{EM} (°C/mw)	M.A.S.S. T.E.M.P.	VALORI LIMITE 25°C				I _{CO} Max. con V _{CB} max. a 25°C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25°C						Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
					BV _{CEO} (V)	BV _{CEO} - BV _{CEB} (V)	BV _{CEO} (V)	I _C (mA)		POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE					
										V _{CE} - V _{CE} (V)	I _C (mA)	h _{FE} (μA)	h _{oe} (ohm)	h _{ie} (ohm)	h _{re} (×10 ⁻⁴)			
2SA108	80	45.0	#S		20		1.0	10	200	9.0	1.00	70			1.7	D	KOKJ	
2SA275	80	45.0	#J		34			10	5.00	12	1.0	60			2.0	D	KOKJ	
2SA350	80	50.0			20		.50	10	10	9.00	1.0	90			2.5	D	HITJ	
2SA267	80	50.0	#J		20		.50	10	100	6.0	1.0	60			2.2	D	KOKJ	
2SA270	80	50.0	#J		9.0		.50	10	100	3.0	1.0	75			3.0	D	KOKJ	
2SA306	80	55.0	.75#J		4.0			10	8.00	6.00	1.0	65			2.3	D	YECJ	
2SA266	80	60.0	#J		20		.50	10	100	6.0	1.0	75			2.2	D	KOKJ	
2SA380	80	60.0	.75#S		25			10	120	6.0	1.0	70			2.5	D	YECJ	
2SA400	80	70.0	.75#J		20		.50	10	100	6.00	1.0	70			2.3	D	FCAJ	
2SA307	80	75.0	.75#J		40			10	8.00	6.00	1.0	70			2.2	D	YECJ	
2N1180	80	100	#		30		.50	10	120	120	1.00	80			2.0	D	RCA	
ASZ20	80	1000	.600J		40		.50	15		6.00	1.0	450			3.0	AD	PHIN	
2SA234	80	120			20		.50	10	30	6.00	1.0	70			2.1	ME	HITJ	
AF143	80	130	1.0#J		30	30		10	8.00	6.00	1.5	85			2.4	D	ATEI	
AF144	80	130	1.0#J		30	30		10	8.00	6.00	1.5	85			2.4	D	ATEI	
AF165	80	130	1.0#J		30	30		10	8.00	6.00	1.5	85			2.4	D	ATEI	
AF166	80	130	1.0#J		30	30		10	8.00	6.00	1.5	85			2.4	D	ATEI	
2SA235	80	135			20		.50	10	30	6.00	1.0	90			2.1	ME	HITJ	
2N1177	80	140	#		30		1.0	10	120	120	1.00	100			2.0	D	RCA	
2N1178	80	140	#		30		1.0	10	120	120	1.00	40			2.0	D	RCA	
2N1179	80	140	#		30		1.0	10	120	120	1.00	80			2.0	D	RCA	
154T1	80	140	.750J		12	12	1.0	6.0	10	6.00	1.00	300			5.0	PEB	CDLF	
NKT675	80	140	.600J		20			10	8.0	4.5	1.0	400			2.0		NTLB	
NKT676	80	140	.600J		20			10	8.0	4.5	1.0	400			2.0		NTLB	
NKT677	80	140	.600J		20			10	8.0	4.5	1.0	400			2.0		NTLB	
155T1	80	150	.750J		12	12	1.0	6.0	10	6.00	1.00	300			3.7	PEB	CDLF	
156T1	80	150	.750J		12	12	1.0	6.0	10	6.00	1.00	150			3.5	PEB	CDLF	
AF142	80	150	1.0#J		30	30		10	8.00	6.00	1.5	85			2.4	D	ATEI	
AF164	80	150	1.0#J		30	30		10	8.00	6.00	1.5	85			2.4	D	ATEI	
157T1	80	160	.750J		12	12	1.0	6.0	10	6.00	1.00	150					CDLF	
504T1	80	300	.80#J		20	20	1.0	10	10	9.00	2.00	1000			2.7	MD	GESY	
159T1	80	330	.80#J		14	14	7.0	10	10	9.00	2.00	150					CDLF	
505T1	80	330	.80#J		20	20	1.0	10	10	9.00	2.00	300			2.7	MD	GESY	
508T1	80	330	.80#J		20	20	1.0	10	10	9.00	2.00	150			2.7	MD	GESY	
160T1	80	345	.80#J		14	14	7.0	10	100	9.00	2.00	150					CDLF	
161T1	80	345	.80#J		14	14	7.0	10	100	9.00	2.00	150					CDLF	
501T1	80	345	.80#J		20	20	1.0	10	10	9.00	2.00	300			1.5	MD	GESY	
503T1	80	345	.80#J		20	20	1.0	10	10	9.00	2.00	150			1.5	MD	GESY	
162T1	80	360	.80#J		14	14	7.0	10	100	9.00	2.00	150					CDLF	
506T1	80	380	.80#J		20	20	1.0	10	10	9.00	2.00	300			1.5	MD	SESC	
507T1	80	380	.80#J		20	20	1.0	10	10	9.00	2.00	150			1.5	MD	SESC	
2SA434	80	400			20		.50	10	30	6.0	3.0	100			1.4	ME	HITJ	
2SA435	80	400			20		.50	10	30	6.0	3.0	100			1.4	ME	HITJ	
2SA288	80	500	#		20		.50	10	30	6.0	3.0	100			.90	ME	HITJ	
2N3399	80	600	.90#		20		.30	7.0	8.0	120	1.50	300			1.3	ME	PHIN	
2SA289	80	600	#		20		.50	10	30	6.0	3.0	100			.90	ME	HITJ	
2SA290	80	700	#		20		.50	10	30	6.0	3.0	100			.90	ME	HITJ	
ASZ23	83		.600J		20		2.0	100	8.0							ADA	PHIN	
2SB335	83	1.00	.600J		20			10	60	100	6.00	1.0	70				A	
2SB336	83	1.00	.600J		20	20		10	60	100	1.00	60	80				A	
OC46	83	3.00	.00J		20	20	15	125	3.0	5.0	3.0	80				ΔΔ	MATJ	
OC47	83	5.50	.00J		20	20	15	125	3.0	5.0	15	200				ΔΔ	PHIN	
2SA145	83	6.00	.600J		15		12	10	120	6.0	1.0	50			12	A	MATJ	
2SA302	83	6.00	.600J		20		15	100	3.00		100	20				A	MATJ	
OC45	83	6.00	.600J		15	15	12	10	10	6.0	1.0	50			10.5	A	PHIN	
2SA303	83	9.00	.600J		20		15	100	3.00		100	50				A	MATJ	
2SA144	83	12.0	.600J		15		12	10	120	6.0	1.0	100			11	A	MATJ	
OC44	83	15.0	.600J		15		12	10	10	2.0	1.0	100					PHIN	
2N1515	83	70.0	.600J		20			10	130	6.00	1.0	100				AD	PHIN	
2N1516	83	70.0	.600J		20			10	130	6.0	1.0	67				AD	PHIN	
2N1517	83	70.0	.600J		20			10	130	6.0	1.0	67			6.0	AD	PHIN	
2N1517	83	70.0	.600J		20			10	130	6.0	1.0	67			6.0	AD	NONE	
2SA343	83	150	.600J		20		.40	5.0	120	6.00	1.0	100			1.5	AD	MATJ	
2SA308	83	450	.600J		20		.30	5.0	130	12	1.0	250			.50	AD	MATJ	
2SA309	83	600	.600J		20		.30	5.0	130	12	1.0	250			.50	AD	MATJ	
2N130	85	70	.50 J		25	22		12	10	12	6.0	1.0	24			40	A	ETC
2N131	85	.80	.50 J		25	15		12	10	12	6.0	1.0	50			40	A	ETC
2N133	85	.80	.50 J		25	15		12	10	12	6.0	1.0	50			40	A	ETC
2N132	85	1.00	.50 J		25	12		12	10	12	6.0	1.0	90			40	A	ETC

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

(disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz) 10

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio f _{0.7} (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mw) P	M A S S I F I C A T I O N E	VALORI LIMITE 25°C				I _{ceo} Max. con V _{ce} max. a 25°C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25°C						Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE	
					BV _{ceo} (V)	BV _{ces} (V)	BV _{eco} (V)	I _c (mA)		POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE						
										V _{cs} (V)	I _e (mA)	h _{ie} (ohm)	h _{oe} (umho)	h _{ie} (ohm)	h _{re} (X10 ⁻⁴)				
2N207	85	2,00	.80 J	J	12	12	12	20	15	5.0	1.0	100	.40	33	40	A	ETC		
2N207A	85	2,00	.80 J	J	12	12	12	20	10	5.0	1.0	100	.40	33	40	A	ETC		
2N207B	85	2,00	.80 J	J	12	12	12	20	10	5.0	1.0	100	.40	33	40	A	ETC		
2N535	85	2,00	1,2 J	J	20	20	20	20	12	5.0	1.0	100	.40	33	40	A	ETC		
2N535A	85	2,00	1,2 J	J	20	20	20	20	12	5.0	1.0	100	.40	33	40	A	ETC		
2N535B	85	2,00	1,2 J	J	20	20	20	20	12	5.0	1.0	100	.40	33	40	A	ETC		
2N536	85	2,00	1,2 J	J	20	20	20	20	12	1.0	30	150			25	A	ETC		
2SB389	85	8,00	.70#J	J	12		.50	10	4.0	4.0	.50	100	25	8000	15	A	KOKJ		
2N987	86	100	.77#J	J	40	40	1.0	10	8.0	6.0	1.0	100	25	770	615	14	AD	PHIN	
2N987	86	100	.77#J	J	40	40	1.0	10	8.0	6.0	1.0	100	25	770	615	14	AD	NONE	
A1378	86	160	.45#J	J	32	32	1.0	30	3.0	1.0	50			30		PD	PHIN		
GT1604	90	.50	.56#S	S	10				6.0	5.0	1.0	15						GIC	
NKT255	90	1,00	.66#J	J	9,0	9,0		10	5,0	4,5	1,0	25Δ				A	NTLB		
NKT265	90	1,00	.66#J	J	9,0	9,0		10	5,0	4,5	1,0	25Δ				A	NTLB		
AG170	90	1,20	.50#J	J	32	15	10	100	10	6,0	2,0	125	65	2500	5,5	21	A†	TFKG	
AC171	90	1,20	.50#J	J	32	15	10	100	10	6,0	2,0	200	83	4000	6,0	21	A†	TFKG	
GT1605	90	6,50	.56#S	S	15		1,0		25	9,0	1,0	30Δ	3,0			18	A	GIC	
NKT5	90	7,50Δ	.65#A	A	16	10	15	500	5,0	.50	10	7,0Δ				10	Δ	NTLB	
NKT24	90	7,50Δ	.65#A	A	16	10	10	500	5,0	.50	10	7,0Δ				10	Δ	NTLB	
NKT25	90	7,50Δ	.65#A	A	16	10	10	500	5,0	.50	10	7,0Δ				10	Δ	NTLB	
GT1606	90	10,0	.56#S	S	15		1,0		25	9,0	.60	50Δ	3,0			18	A	GIC	
NKT4	90	15,0Δ	.65#A	A	16	10	10	500	5,0	.50	10	7,0Δ				10	Δ	NTLB	
2SA447	90	650	Δ		25			15	3,5	10	2,0	80				1,6	AD	MATJ	
ASZ21	94	300	.55#J	J	20	15	2,5	30	5,5	.50	15	30Δ					AD	PHIN	
2N694	100		.75#J	J	30	15	1,0	50	3,0	6,0	2,0	9,0Δ		120		2	J	NONE	
2N1432	100		.75#J	J	45	45	.50	10	15	15	2,0	60					D	SYL	
2N2672A	100		.50#S	S	32	32	2,0	10	8,0	6,0	1,0	40†Δ			2,5	AD	PHIN		
SYL2120	100		.75#J	J	15	15	3,5	50	3,0	.30	10	25†Δ				DM	SYL		
GT758	100	.50	.50#S	S	20		15	200	25	4,5	1,0	15	b,70	30	3,0	14	A	PHIN	
OC71N	100	.50	.45#J	J	30			10	5,0	2,0	3,0	47	80	800	5,4		A		
2N63	100	.60	.59#J	J		22	12	10	20	6,0	1,0	22					F	ETC	
2N130A	100	.70	.59#J	J		44	12	100	15	6,0	1,0	26	17	900	.35		A	ETC	
2N64	100	.80	.59#J	J		15	12	10	20	6,0	1,0	45					F	ETC	
2N106	100	.80	.59#J	J	15			10		1,5	.50	45				36	F	ETC	
2N131A	100	.80	.59#J	J		30	12	100	15	6,0	1,0	45	18	1400	.43		A	ETC	
2N133A	100	.80	.59#J	J		30	12	100	15	6,0	1,0	50	19	2500	.55		A	ETC	
2N186	100	.80	.33#S	S	25		.50	200	16	5,0	1,0	24		1200		40	A	ETC	
2N132A	100	1,00	.59#J	J		24	12	100	15	6,0	1,0	90	20	30K	.56		A	ETC	
2N187	100	1,00	.33#S	S	25		5,0	200	16	5,0	1,0	36		2000		40	A	ETC	
2SB57	100	1,00	.45#J	J	30		10	100	15	6,0	1,0	65	b,30	30	3,0	15	AD	FCAJ	
2SB110	100	1,00	.70#J	J	25		10	50	10	6,0	1,0	30	b,50	30	2,5	15	A†	NECJ	
2SB111	100	1,00	.70#J	J	25		10	50	10	6,0	1,0	45	b,50	30	2,5	15	A†	NECJ	
2SB112	100	1,00	.70#J	J	25		10	50	10	6,0	1,0	60	b,50	30	2,5	15	A†	NECJ	
2SB113	100	1,00	.70#J	J	25		10	50	10	6,0	1,0	80	b,50	30	2,5	15	A†	NECJ	
2SB400	100	1,00	#J	J	20		4,0	15	6,0	1,0	100		35	3000	8,0		A	TSAJ	
2N188	100	1,20	.33#S	S	25		5,0	200	16	5,0	1,0	54		2600		40	A	ETC	
2SB100	100	1,20	.40#J	J	30		10	50	10	6,0	1,0	60	b,30	30	2,5		A	NECJ	
2N241	100	1,30	#	J	25			200	16	1,0	1,0	73					A	ETC	
2SB114	100	1,50	.70#J	J	25		10	50	10	1,0	20	65†				15	A	NECJ	
2SB115	100	1,50	.70#J	J	25		10	50	10	1,0	20	85†				15	A	NECJ	
2SB116	100	1,50	.70#J	J	25		10	50	10	1,0	20	110†				15	A	NECJ	
2SB117	100	1,50	.70#J	J	25		10	50	10	1,0	20	140†				15	A	NECJ	
322T1	100	2,00	.50	J		20	5,0	100	16	1,0	5,0	25Δ					A	CDLF	
AC107M	100	2,00	#	J		15	5,0			5,0	3,0	60						A	PHIN
323T1	100	2,50	.50	J	20	20	5,0	100	16	1,0	5,0	40Δ					A	CDLF	
GT44	100	2,50	.50#J	J	25		15	100	15	4,5	1,0	30		3,0	15		AD	AEIL	
324T1	100	3,00	.50	J	20	20	5,0	100	16	1,0	5,0	65Δ					A	CDLF	
325T1	100	3,50	.50	J	20	20	5,0	100	16	1,0	5,0	90Δ					A	CDLF	
GET881	100	3,50	.60#J	J	15		10	150	5,0	1,0	25	45†					A	PHIN	
GET891	100	3,50	.60#J	J	20		10	150	5,0	1,0	25	45†					A	PHIN	
326T1	100	4,00	.50	J	20	20	5,0	100	16	1,0	5,0	140Δ					A	CDLF	
GT41	100	4,00	.50#J	J	15		15	100	15	4,5	1,0	30	20	900	3,0	15	AD	AEIL	
GT45	100	4,00	.50#J	J	25		15	100	15	4,5	1,0	30	20	900	3,0	15	AD	AEIL	
2N135	100	4,50	.60#J	J	20		5,0	100	16	1,0	1,0	20					A	ETC	
GT792	100	4,80	.50#S	S	20		10	220		5,0	1,0	100	b	.50		16	A	GIC	
2SA203	100	5,00	Δ		15		5,0	15	10	6,0	1,0	30	b,40	29		11	A	FCAJ	
2SA333	100	6,00	.45#J	J	20		10	100	15	6,0	1,0	65	b,25	1600	3,0	15	AD	AEIL	
GT46	100	6,00	.30#J	J	25		15	100	15	4,5	1,0	60	25	1600	3,0	15	AD	AEIL	
2N136	100	6,50	.60#J	J	20		5,0		5,0	5,0	1,0	40				14	A	ETC	

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

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

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C P _c (mW)	Frequenza di Taglio f _{0.7} (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mW)	M.A.S.S. TEMPERATURA	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 _b (mA)	h _{FE} (μA)	hoe (ohm)	hie (ohm)	hre (ohm)					
GET882	100	7.50	.60#J		15	15	10	150	5.0	1.0	25	65†						A	PHIN	
GET892	100	7.50	.60#J		20	10	10	150	5.0	1.0	25	65†						A	PHIN	
2SA201	100	8.00	.60#J		15	5.0	10	150	5.0	6.0	1.0	50					11	A	TSAJ	
GT43	100	9.00	.50#J		15	15	100	15	4.5	1.0	100	30	2700	3.0	15	AD	AEIL	A	AEIL	
GT47	100	9.00	.50#J		25	15	100	15	4.5	1.0	100	30	2700	3.0	15	AD	AEIL	A	AEIL	
2N137	100	10.0	.60#J		15	5.0	50	5.0	5.0	1.0	60				14	A	AEIL	A	AEIL	
2SA332	100	10.0	.45#J		20	10	50	5.0	6.0	1.0	65	b.40	29	20	12	AD	FCAJ	A	FCAJ	
2SA202	100	12.0	.60#J		15	5.0	15	100	6.0	1.0	55				11	A	TSAJ	A	TSAJ	
2N624	100	13.0	.75#J		30	10	30	100	100	2.0	20A				3	D	SYL	A	SYL	
2N624	100	13.0	.75#J		30	10	30	100	100	2.0	20A				3	D	SYL	A	SYL	
GET885	100	15.0	.60#J		15	10	150	5.0	1.0	25	90†						A	PHIN	A	PHIN
GT1607	100	18.0	.59#S		10			25	5.0	1.0	60A				14	A	GIC	A	GIC	
AFY15	100	20.0	#		22	12	8.0	50	10	6.0	.50	80			10	A	TFKG	A	TFKG	
2SA228	100	30.0	.60#J		80		.50	10	50	6.0	1.0	70			20	D	TSAJ	A	TSAJ	
2N2084	100	40.0	.75#S		40	20	1.0	10	50	6.0	1.0	40A			4	D	NONE	A	NONE	
2SA427	100	45.0	.60#J		20			15	150	6.0	1.0	60			5	D	TSAJ	A	TSAJ	
2SA428	100	50.0	.60#J		20			15	150	6.0	1.0	80			5	D	TSAJ	A	TSAJ	
2SA69	100	70.0	.50#J		20		.50	10	130	6.0	1.0	150			4	AD	MATJ	A	MATJ	
2SA70	100	70.0	.50#J		20		.50	10	130	6.0	1.0	150			3	AD	MATJ	A	MATJ	
2N2069	100	75.0	.60#J		32	32	1.0	10	8.0	6.0	1.0	150	b3000	60	300	4.0	AD	PHIN	A	PHIN
2N2092	100	75.0	.60#J		32	32	1.0	10	8.0	6.0	1.0	150	1.0	4000	160	4.0	AD	PHIN	A	PHIN
2N2671	100	75.0	.60#J		32	32	1.0	10	8.0	6.0	1.0	150	6300	60	300	2.5	AD	PHIN	A	PHIN
2N2672	100	75.0	.60#J		32	32	1.0	10	8.0	6.0	1.0	150	1.0	4000	160	4.0	AD	PHIN	A	PHIN
2G417	100	90.0	.60#J		20	20	1.0	10	8.0	6.0	1.0	50A			3	AD	TIJB	A	TIJB	
2G413	100	100	.65#J		40		1.0	25	50	6.0	1.0	100			2	AD	TIJB	A	TIJB	
2SA71	100	100	.50#J		20		.50	10	130	6.0	1.0	150			2	AD	MATJ	A	MATJ	
2G414	100	120	.60#J		20	20	1.0	10	8.0	6.0	1.0	50A			2	AD	TIJB	A	TIJB	
2G415	100	120	.60#J		20	20	1.0	10	8.0	6.0	1.0	50A			2	AD	TIJB	A	TIJB	
2G416	100	120	.60#J		20	20	1.0	10	8.0	6.0	1.0	50A			3	AD	TIJB	A	TIJB	
ASY67	100*	150	.30#J		50	50		50	50	2.50	100	50†A					A	PHIN	A	PHIN
2SA246	100	155			30		.50	30	30	6.0	5.0	70			2	ME	HITJ	A	HITJ	
2N2494	100	180	.59#J		20		.50	10	50	6.0	1.0	70					A	PHIN	A	PHIN
2N2495	100	180	.59#J		35		.50	10	50	6.0	1.0	70			2	PT	PHIN	A	PHIN	
2N2496	100	180	.59#J		20		.50	10	50	6.0	1.0	70					A	PHIN	A	PHIN
2N2273	100	200	.75#J		25	15	1.0	100	100	1.0	1.0	20†A			3	ME	KCA	A	KCA	
2N2273	100	200	.75#J		25	15	1.0	100	100	1.0	1.0	20†A			3	ME	RCA	A	RCA	
2SA247	100	200	.60#J		10		.50	30	5.0	.30	20	125†			5	5				HITJ
TI363	100	200	.40#J		30	30	2.0	50	3.0	6.0	.50	35†A			2	5				TIJ
TI364	100	200	.40#J		30	30	2.0	50	5.0	6.0	.50	20†A	287	2870	159	2	5			TIJ
2N2654	100	250	.40#J		32	32	.50	10	8.0	6.0	1.0	50†			1	5	AD	PHIN	A	PHIN
2N3283	100	250	.75#J		25	25	.50	50	100	1.0	3.0	10†A			1	5	EM	MOTA	A	MOTA
2N3284	100	250	.75#J		25	25	.50	50	100	1.0	3.0	10†A			1	5	EM	MOTA	A	MOTA
2N3285	100	250	.75#J		20	20	.50	50	100	1.0	3.0	5.0†A			1	5	EM	MOTA	A	MOTA
2N3286	100	250	.75#J		20	20	.50	50	100	1.0	3.0	5.0†A			1	5	EM	MOTA	A	MOTA
SFT171	100	250	.60#J		30	20	25	100	9.0	1.5	3.5†A				2	5	ME	TO33	A	TO33
SFT172	100	250	.60#J		30	20	25	100	9.0	1.5	3.5†A				2	5	ME	TO33	A	TO33
SFT173	100	250	.60#J		30	20	25	100	9.0	1.5	7.0†A				2	5	ME	TO33	A	TO33
SFT174	100	250	.60#J		30	20	25	100	9.0	1.5	3.5†A				2	5	ME	TO33	A	TO33
2N3281	100	300	.75#J		30	30	.50	50	5.0	1.0	3.0	10A			1	2	EM	MOTA	A	MOTA
2N3282	100	300	.75#J		30	30	.50	50	5.0	1.0	3.0	10A			1	2	EM	MOTA	A	MOTA
2G101	100	320	.60#J		15	15	1.0	20	10	5.0	2.0	20			3	5	ME	TIJB	A	TIJB
2SA372	100	350	.50#J		15	15	2.0	200	100	1.0	1.0	20†A			3	5	EM	PHIN	A	PHIN
AF121	100	390	.45#J		25	25		15	8.0	1.0	3.0	30†A			1	8	AD	TSJ	A	TSJ
2G102	100	400	.60#J		15	15	1.0	20	10	5.0	2.0	20			3	5	ME	TIJB	A	TIJB
2N3127	100	400	.75#S		30	20	1.0	50	5.0	1.0	3.0	20A			1	2	EM	MOTA	A	MOTA
2N3279	100	400	.75#J		30	30	1.0	50	5.0	1.0	3.0	10A			1	7	EM	MOTA	A	MOTA
2N3280	100	400	.75#J		30	30	1.0	50	5.0	1.0	3.0	10A			1	7	EM	MOTA	A	MOTA
2N976	100	900	.75		15	10		100	100	5.0	2.0	80†			1	5	MD	SPR	A	SPR
2SA310	106	650	.30#J		32		.30	25	130	12	1.0	250			.70	AD	MATJ	A	MATJ	
ASY14-1	110*		.40#J		80	40	10	250		.50	250	30†					A	RO43	A	RO43
ASY14-2	110*		.40#J		80	40	10	250		.50	250	40†					A	RO43	A	RO43
ASY14-3	110*		.40#J		80	40	10	250		.50	250	70†					A	RO43	A	RO43
OC307-1	110*		.40#J		32	18	10	250		.50	250	30†					A	RO43	A	RO43
OC307-2	110*		.40#J		32	18	10	250		.50	250	40†					A	RO43	A	RO43
OC307-3	110*		.40#J		32	18	10	250		.50	250	70†					A	RO43	A	RO43
OC309-1	110*		.40#J		60	30	10	250		.50	250	30†					A	RO43	A	RO43
OC309-2	110*		.40#J		60	30	10	250		.50	250	40†					A	RO43	A	RO43
OC309-3	110*		.40#J		60	30	10	250		.50	250	70†					A	RO43	A	RO43
OC303	110	.70	.45#J		32	15	10	50	100	5.0	1.0	26	18	1000	3.0		A	RO41	A	RO41

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

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

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio f _{αβ} (MHz)	Resistenza Termica in aria libera T _{EM} (°C/mW)	M.A.S.S. T.E.M. P.	VALORI LIMITE 25°C				I _{co} Max. con V _{ce} max. a 25°C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25°C						Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE	
					BV _{ceo} (V)	BV _{ces} (V)	BV _{ebo} (V)	I _c (mA)		POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE						
										V _{ce} ∅-V _{ce} (V)	I _c ∅-I _c (mA)	h _{ie} †-h _{re} (μA)	hoe (μmho)	hie (ohm)	hre (×10 ⁴)				
																			∅-BV _{ces} §-BV _{ces} (V)
OC304/1	110	.80	.45∅J		32	15	10	50	100	5.00	1.0	40	22	1200	4.0	A	RO41		
OC306/1	110	.80	.45∅J		32	15	10	50	100	5.00	1.0	40	22	1200	4.0	A	RO41		
OC304/2	110	.90	.45∅J		32	15	10	50	100	5.00	1.0	65	35	1650	6.5	A	RO41		
OC306/2	110	.90	.45∅J		32	15	10	50	100	5.00	1.0	65	35	1650	6.5	A	RO41		
OC304/3	110	1.10	.45∅J		32	15	10	50	100	5.00	1.0	100	45	2800	8.5	A	RO41		
OC306/3	110	1.10	.45∅J		32	15	10	50	100	5.00	1.0	100	45	2800	8.5	A	RO41		
OC305/1	110	1.50	.45∅J		32	8.0	10	50	100	5.00	1.0	150	60	4500	13	A	RO41		
OC305/2	110	2.10	.45∅J		32	8.0	10	50	100	5.00	1.0	230	90	6800	16	A	RO41		
AFZ12	110	135Δ	.60∅J		20	20		10	50	6.00	1.00	20†Δ				2.0	A	PHIN	
AF178	110	180§	.40∅J		25		.50	10	50	12	1.00	20Δ					AD	PHIN	
A1377	110	300§	.40#J		35	20#	.50	10	100	6.0	1.0	70				2.0	AD	PHIN	
2N247/33	120		.60#J		40	40	.50	10	12	9.00	1.00	60					D	PHIN	
2N384	120		.63#J		40	20	.50	10	50	12	1.5	20Δ					37	D	RCA
2N602A	120				35	25	1.5		5.00	1.00	.50Δ	50†	b 27			77	Δ	GIC	
2N603A	120				30	20	2.0		5.00	1.00	.50Δ	65†	b 27			57	Δ	GIC	
2N604A	120				30	20	2.5		5.00	1.00	.50Δ	80†	b2.0			57	Δ	GIC	
2N1450	120		.50#S		30		1.0	100	100	1.00	1.0	20†Δ					Δ	GIC	
2N1450	120		.50#J		30	20	1.0		100	1.00	1.00	20†Δ						NONE	
TR34	120	1.60Δ	.50#J		40			10	150	20	6.0	1.0	15			15		TO5	
2SA208	120	3.00	.50#J		20			12	400	20	.30	200	15†Δ			25		HITJ	
GET880	120	3.50Δ	.25#J		15		6.0	100	5.0	6.00	1.00	45Δ	b.30	28	4.0	900	A†	PHIN	
GET887	120	3.50Δ	.25#J		15		6.0	100	10	6.00	1.00	45Δ	b.30	28	4.0	900	A†	PHIN	
GET888	120	3.50Δ	.25#J		15		6.0	100	10	6.00	1.00	90Δ	b.30	28	4.0	900	A†	PHIN	
2N269	120	4.00Δ	.35∅A		20	20		100	20	.30	200	40				20	Δ	ETC	
2N2613	120	4.00Δ	.38#J		30	25§	.25	50	5.00	4.00	.50∅	120Δ	45	6800	26		A	RCA	
2N2614	120	4.00Δ	.38#J		40	35§	.25	50	5.00	6.00	1.00	100Δ	60	4300	14	127	A	RCA	
2SA211	120	4.00	.50#J		18			100	20	.30	100	30Δ†				20		HITJ	
2SA212	120	4.00	.50#J		25			150	20	.30	100	30Δ†				20		HITJ	
SYL1697	120	4.00Δ	.50#S		18		8.0	100	5.0	.30	1.0	30†				20	Δ	SYL	
2N578	120	5.00	∅A		20			12	400	20	.300	400∅	15†				A	ETC	
2SA209	120	5.00	.50#J		20			12	400	20	.30	200	30Δ†			25		HITJ	
2N1319	120	6.00	#		20			20	400	6.0	.30	400	30†			20		RCA	
SYL1690	120	7.00Δ	.50#J		25			15	200	30	2.00	200	110†				Δ	SYL	
SYL1717	120	7.00Δ	#J		25			15	200	20			100†			20	Δ	SYL	
GET889	120	7.50Δ	.25#J		15		6.0	100	10	6.00	1.00	45Δ	b.30	28	4.0	900	A†	PHIN	
GET890	120	7.50Δ	.25#J		15		6.0	100	10	6.00	1.00	90Δ	b.30	28	4.0	900	A†	PHIN	
2N579	120	8.00	∅A		20			12	400	20	.300	400∅	30†				A	ETC	
2N583	120	8.00	#A		18			10	100	20	.30	200	30†			12	A	ETC	
2N1670	120	10.0	.50#S		100		1.5		7.0	.50	1.0	15				5.0	Δ	RCA	
2N2953	120	10.0	2.6#J		30	25§	.25	150	5.0	1.00	1.00	200Δ					A	GIC	
2SA210	120	10.0	.50#J		20			12	400	5.0	.30	200	45Δ†			25		HITJ	
2SA217	120	14.0	.50#J		25			12	100	5.0	.30	100	30Δ†			20		HITJ	
2N580	120	15.0	∅A		20			12	400	20	.300	400∅	45†				A	ETC	
2N584	120	18.0	#A		25			12	100	20	.200	240	60†			12	A	ETC	
2N602	120	20.0*	.50#S		20		1.0		25	1.00	.50Δ	50†	b.50	33	3.0	4.0	D	GIC	
2N1065	120	20.0Δ	.50#S		40	20	1.0		50	1.00	.50Δ	50†	b.50	33	3.0	4.0	D	GIC	
GT5116	120	20.0§	.50		15		2.0		10	1.00	4.0	20†				8.0	D	GIC	
2N1224	120	25Δ	.63#S		40		.50	10	50	120	1.50	20Δ				37	D	RCA	
2N1678	120	25.0Δ	.50		60	60∅	4.0		25	5.00	1.0	25	b 20			5.0	Δ	GIC	
2N643	120	30.0§	.33∅A		30	29∅	2.0	100	100	7.00	5.00	45†				2.0	D	GIC	
2N1224	120	30.0	.62#A		40	40§	.50	10	120	120	1.5	60				2.0	D	RCA	
2N1226	120	30.0	.62#A		60	60∅	.50	10	120	100	1.5	60				2.0	D	RCA	
2N1318	120	30.0	.63#A		40	40∅	.50	10	120	100	1.5	60				2.0	D	RCA	
2N1522	120	33.0	.50#A		24	40∅	.50	10	150	9.00	1.00	80				2.0	D	RO41	
2N1524	120	33.0	.50#A		24	40∅	.50	10	16	120	1.0	60				2.0	D	RCA	
2N1524/33	120	33.0	.50#A		24		.50	10	16	120	1.0	60				2.0	D	SYL	
2N1525	120	33.0	.50#A		24		.50	10	16	120	1.0	60				2.0	D	RCA	
2N603	120	40.0*	.50#S		30	20	1.0		25	1.00	.50Δ	65†	b.40	30	4.0	3.0	D	GIC	
2N1633	120	40.0	.50#A		34		1.0	10	160	120	1.0	75				2.0	D	RCA	
2N1634	120	40.0	.50#A		34		1.0	10	160	120	1.0	75				2.0	D	RCA	
2N1638	120	40.0	.50#A		34		1.0	10	7.00	120	1.0	75				2.0	D	RCA	
2N1638/33	120	40.0	.50#A		34		1.0	10	7.00	120	1.0	75				2.0	D	SYL	
GT5117	120	40.0§	.50		20		2.0		10	1.00	40	20†				8.0	D	GIC	
2N1631	120	45.0	.50#A		34		1.0	10	160	120	1.0	80				2.0	D	RCA	
2N1632	120	45.0	.50#A		34		1.0	10	160	120	1.0	80				2.0	D	RCA	
2N1635	120	45.0	.50#A		34		1.0	10	160	120	1.0	75				2.0	D	RCA	
2N1636	120	45.0	.50#A		34		1.0	10	160	120	1.0	75				2.0	D	RCA	
2N1637	120	45.0	.50#A		34		1.5	10	5.00	120	1.0	80				2.0	D	RCA	
2N1637/33	120	45.0	.50#A		34		1.5	10	5.00	120	1.0	80				2.0	D	SYL	
2N1639	120	45.0	.50#A		34		1.0	10	7.00	120	1.0	75				2.0	D	RCA	

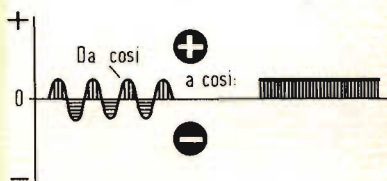
(continua)

L'elettronica

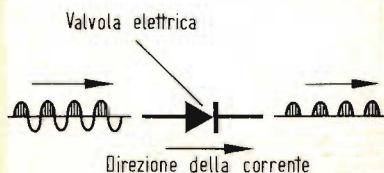
ILLUSTRATA



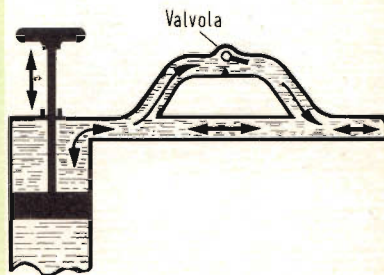
I raddrizzatori servono a trasformare la corrente alternata in corrente continua.

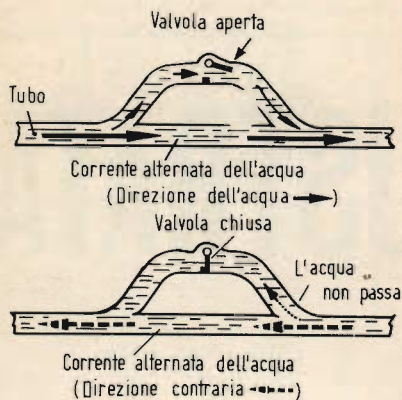


Per far ciò si inserisce nel circuito elettrico percorso dalla corrente alternata una « valvola elettrica » che lasci passare, per esempio, solo la semionda positiva. Nel disegno è riportato il simbolo della « valvola elettrica », la cui freccia indica la direzione convenzionale della corrente.

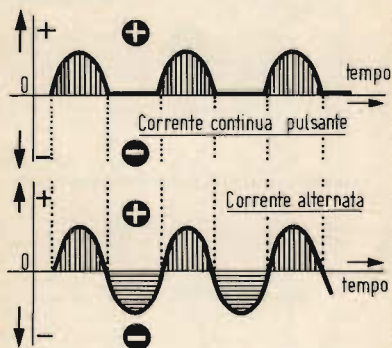


Al solito faremo un paragone idraulico. Abbiamo una pompa: all'estremità del cilindro si trova un tubo che, a sua volta, si divide in due. Noi desideriamo che in un ramo l'acqua circoli sempre in un senso. Ecco come si deve fare.

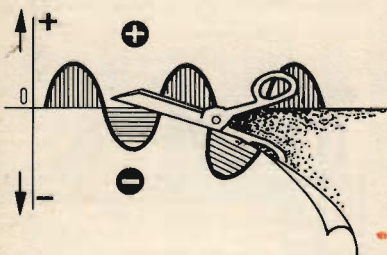




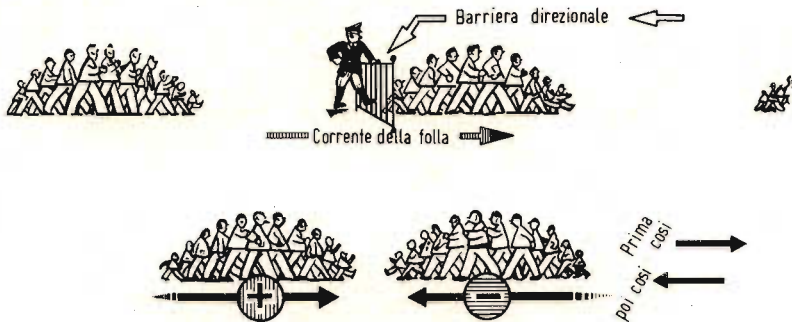
Dovremo semplicemente inserire nel tubo dove vogliamo che scorra la corrente d'acqua sempre in un dato senso, una valvola; questa valvola dovrà aprirsi quando l'acqua viene fatta circolare da sinistra verso destra e dovrà chiudersi quando l'acqua tenterà di circolare in senso contrario. La valvola quindi farà in modo che l'acqua nel tubo derivato circoli sempre in un dato senso, cioè abbia un moto unidirezionale o continuo.



È qui riportato il grafico del moto dell'acqua nei due tubi: il grafico in alto indica il moto dell'acqua nel tubo dove c'è la valvola; il grafico in basso indica il moto dell'acqua nel tubo dove non c'è la valvola.

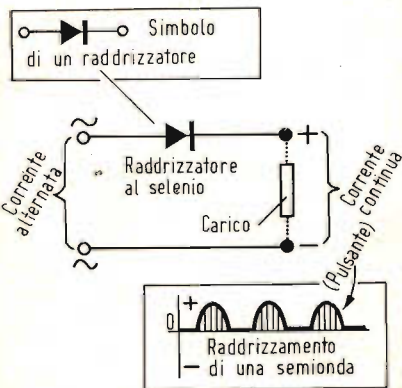
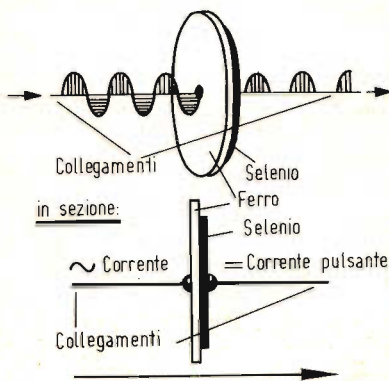


Si vede come il grafico del moto unidirezionale della corrente corrisponde a quello alternato ma privato della semionda negativa.

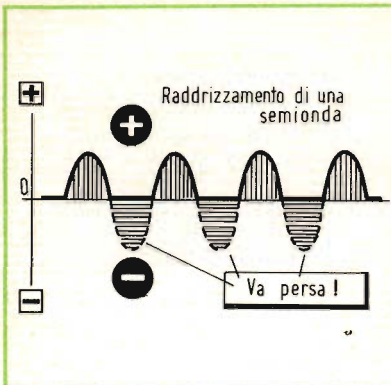


Si può osservare però come la corrente « pulsante » che si ottiene non è uniforme, e cioè non è continua come quella di una batteria. Questo è vero: comunque come quella della batteria essa si dirige sempre in un dato senso anche se in modo discontinuo. È una corrente continua « pulsante ». Nell'illustrazione, il soldato (valvola) fa andare avanti, sempre in un senso, un gruppetto di persone (corrente pulsante) mentre in basso i gruppetti vanno avanti e poi ritornano indietro.

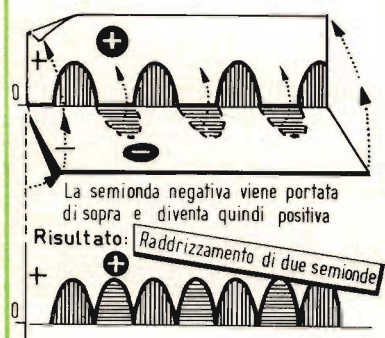
In elettronica, per trasformare la corrente alternata in corrente continua si usano valvole a vuoto (diodi) o elementi semiconduttori (raddrizzatori al germanio o al silicio o quelli più vecchi, al selenio). Qui riportiamo un elemento raddrizzatore al selenio, che come si vede lascia passare la corrente solo in un dato senso, e precisamente nel senso piastra di metallo - strato di selenio.



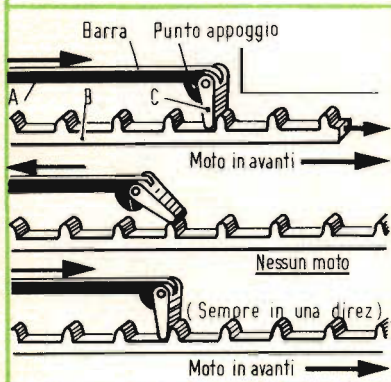
Se uno di questi dispositivi raddrizzatori viene inserito in un circuito percorso da corrente alternata, esso lascerà passare solo la semionda positiva di corrente.



Quando viene raddrizzata una sola semionda si parla di circuiti raddrizzatori di una sola semionda della corrente alternata.

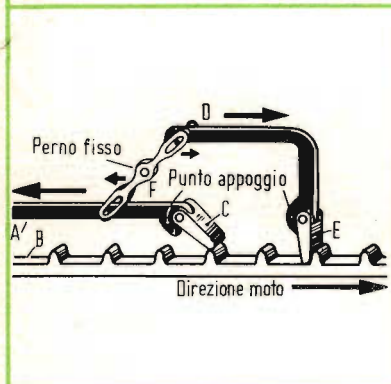


Si può naturalmente raddrizzare anche la semionda negativa. E allora il rendimento del circuito raddrizzatore è maggiore e la corrente pulsante di uscita assume l'andamento riportato nel grafico.



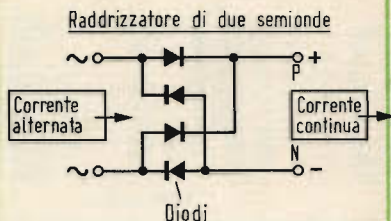
Per comprendere questo doppio raddrizzamento della corrente ricorriamo al paragone meccanico. Supponiamo di avere una sbarra metallica (A) che si muova avanti e indietro. All'estremità di questa sbarra si trova una levetta che può muoversi solo verso destra. Questa levetta può « puntare » (C) contro una sbarra dentata mobile. La sbarra con la levetta si muove avanti e indietro in modo continuo. È evidente allora che la levetta può « far forza » sul dente della sbarra in basso e quindi spostare questa ultima in avanti, solo però quando la sbarra in alto si muove in avanti: quando ritorna indietro, la sbarra in basso rimarrà ferma. La sbarra con la levetta in alto rappresenta la corrente alternata, quella in basso la corrente pulsante.

Questa analogia vuole rappresentare un circuito raddrizzatore di una semionda.

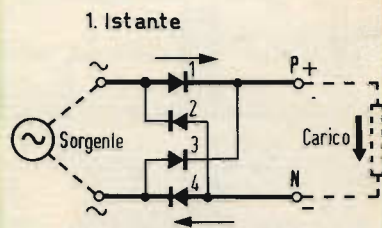


Se muniamo la sbarra superiore di un dispositivo come indicato nella figura, l'avanzamento della sbarra dentata inferiore avverrà sia quando la barra in alto si muove in avanti sia quando la stessa ritorna indietro. Ecco quindi che due movimenti opposti vengono trasformati in un movimento unidirezionale. Questa analogia meccanica vuole illustrare il circuito di un raddrizzatore che raddrizza sia la semionda positiva che quella negativa.

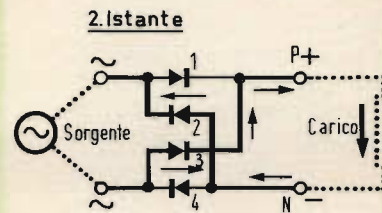
Ecco qui un circuito raddrizzatore dove il raddrizzamento delle due semionde è effettuato mediante quattro diodi.



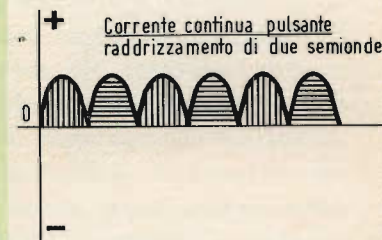
Vediamo come funziona il precedente circuito. La semionda positiva della corrente alternata può attraversare i diodi 1 e 4 nel senso indicato dalle frecce. La corrente circola nel tratto di circuito disegnato in modo più marcato.

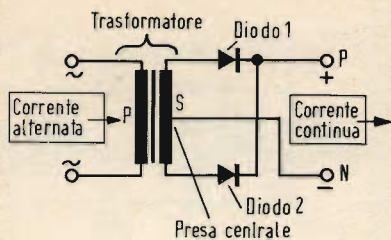


Alla semionda positiva segue la semionda negativa. La corrente questa volta può attraversare solo i diodi 2 e 3 seguendo il tratto di circuito più marcato. Dai morsetti P e N può essere prelevata una corrente costante da inviare in un carico.

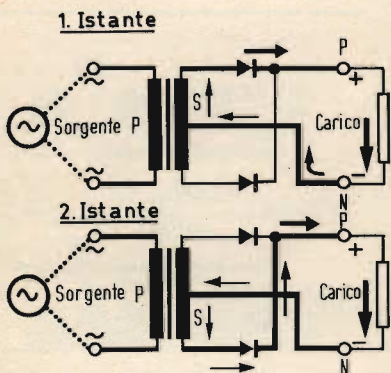


Ecco la forma d'onda della corrente all'uscita di un circuito raddrizzatore di due semionde.





Se si impiega un trasformatore con il secondario con la presa centrale, si possono risparmiare due diodi e si ottiene anche in questo caso il raddrizzamento di entrambe le semionde della corrente alternata.



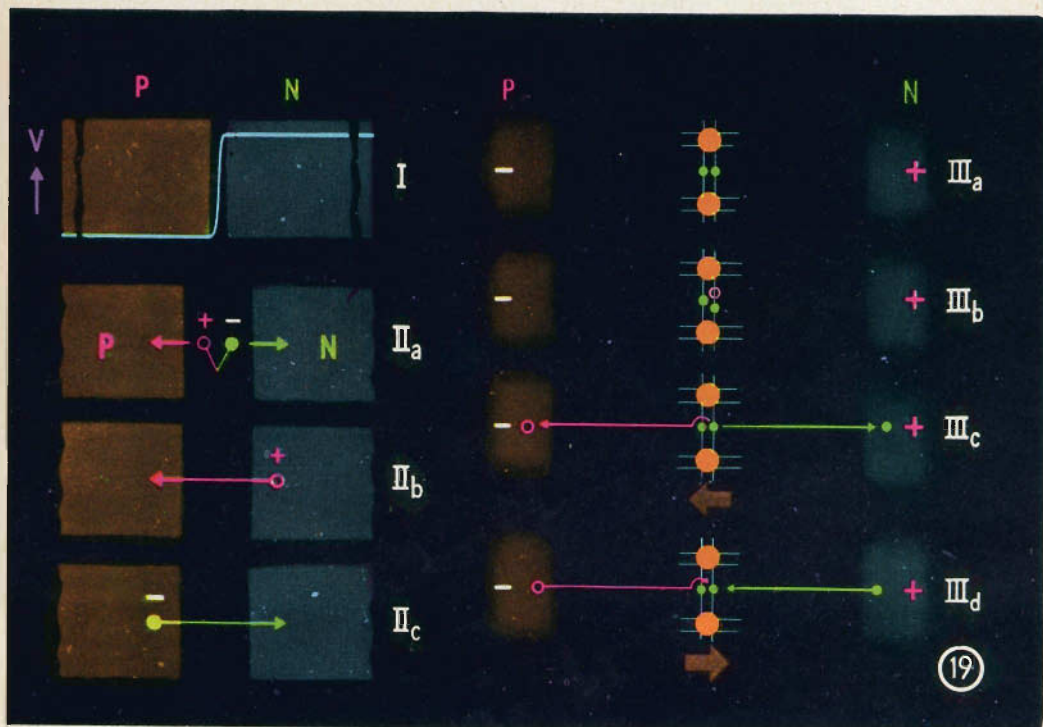
Ecco la direzione delle correnti nel circuito raddrizzatore di due semionde a trasformatore: in alto, è indicato il percorso della corrente durante la semionda positiva in basso il percorso durante la semionda negativa.

Prossimamente termineremo questo interessante argomento riguardante la trasformazione di una corrente alternata in una corrente continua.

È morto il 28 marzo nella sua abitazione l'ing. Piero Anfossi, una delle personalità più in vista negli ambienti delle industrie elettrotecniche. Aveva 64 anni, da alcuni mesi era gravemente ammalato. Vent'anni or sono fu tra i fondatori dell'Associazione nazionale industrie elettriche ed elettrotecniche, di cui rimase sempre presidente pur svolgendo intensa attività in consorzi di esportazione di macchinario elettrotecnico pesante, e ricoprendo alte cariche in camere di commercio internazionali. Era fra l'altro membro della giunta della confederazione generale dell'industria e faceva anche parte del comitato economico della confederazione stessa. L'Università di Pisa lo laureò ingegnere «honoris causa» e il Comune di Milano gli conferì la medaglia d'oro.

IL DIODO A CRISTALLO

dalla serie di diapositive
a colori "PHILIPS"



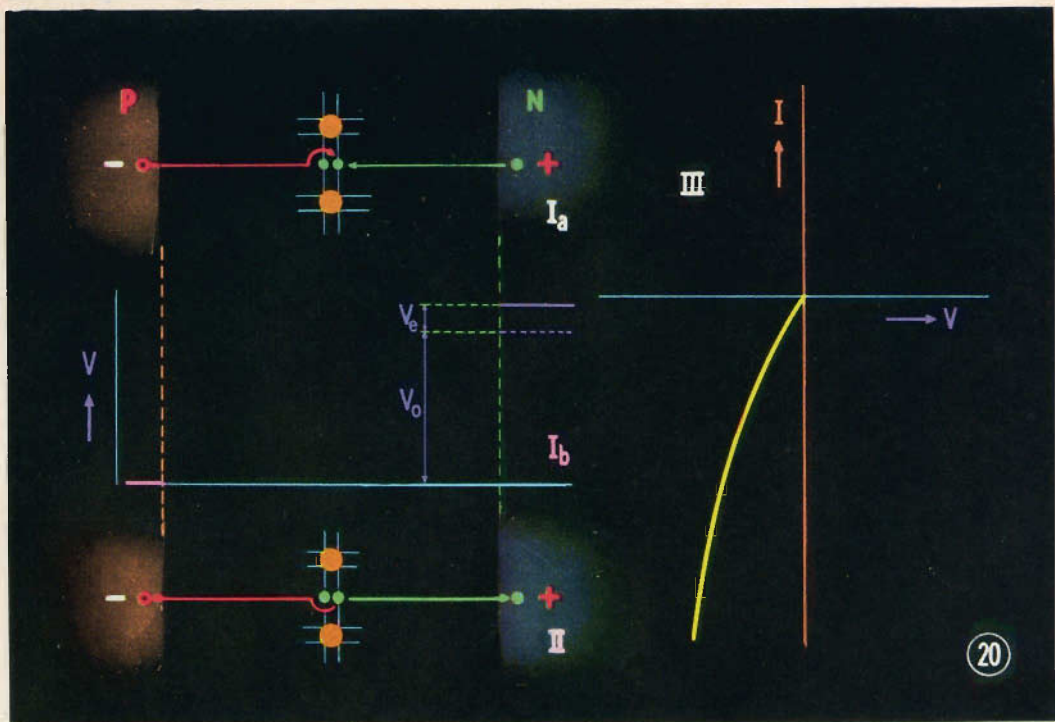
19 L'EFFETTO TUNNEL (SENZA TENSIONE APPLICATA)

Se la barriera viene resa ancora più stretta (fig. 1) che nei casi precedentemente discussi, l'intensità di campo nella barriera stessa, anche senza tensioni esterne applicate (cioè dovuta solamente al potenziale di contatto), può essere sufficientemente grande perchè avvenga la generazione di campo. E' inoltre necessario che il germanio di tipo *N* e di tipo *P* abbia una grande concentrazione di donatori e di accettori da 10^{19} a 10^{20} per cm^3 . Con uno spessore della barriera di 100 \AA , si può arrivare ad una intensità del campo di un milione di V/cm .

Lo spostamento di una cavità e di un elettrone dal punto della barriera dove essi sono stati generati *insieme* (fig. II *a*) può essere descritta elettricamente come segue: o una cavità che si muova dalla zona *N* verso la zona *P* (fig. II *b*), oppure un elettrone che si muova nella direzione opposta (fig. II *c*). Consideriamo ora la conversione di energia che si ha con la generazione di campo. Quando l'elettrone libero e la cavità risultante vengono spostati dalla regione di barriera, viene liberata dell'energia a causa del campo elettrico. Tuttavia l'energia doveva essere fornita per separare l'elettrone o la cavità nell'atomo di germanio: cioè l'energia sviluppata avrebbe dovuto essere presente ed utilizzabile prima dello spostamento delle cariche. Ora, l'energia termica degli atomi nel cristallo (vedi diapositiva 3 nella Parte I) è mediamente insufficiente per questo spostamento. E' soltanto per il fatto che questa energia è distribuita irregolarmente fra gli atomi (distribuzione di Boltzmann) che alcuni di questi possono venire ionizzati. Questa ionizzazione dà la generazione normale delle coppie elettrone-cavità, di cui si è già trattato, ma il fenomeno che stiamo ora esaminando è completamente differente. Poiché non è fornita energia ed è presente soltanto quella termica, secondo la fisica classica, la generazione di campo è impossibile, in quanto in questo processo l'energia richiesta si rende disponibile solamente a processo avvenuto.

E' come se si dovesse superare una collina non avendo l'energia necessaria per la salita. Il fatto che durante la discesa si sviluppi l'energia che sarebbe stata necessaria per la salita, non risolve il problema. Se constatiamo che in realtà la collina è stata superata senza scambio di energia, bisogna convenire che evidentemente si è ricorso ad un tunnel orizzontale.

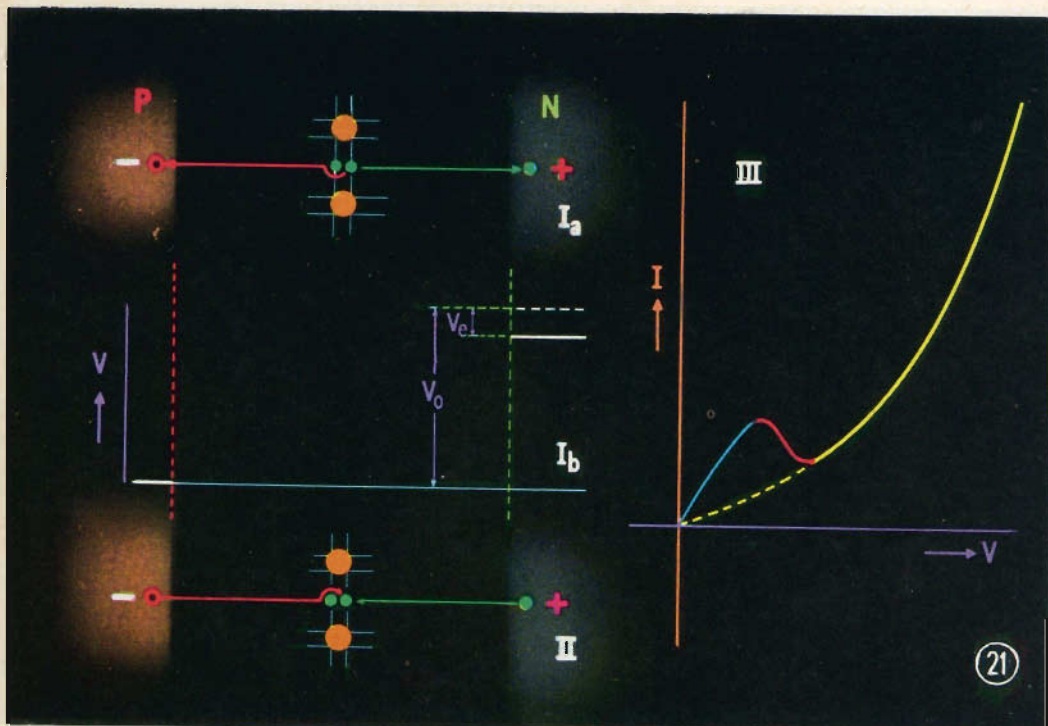
E' stato riscontrato che in un cristallo *P - N*, con una barriera molto sottile, avviene una generazione di campo. La fisica classica non può spiegare questo cosiddetto „effetto tunnel”, ma lo può la meccanica quantistica. Lo stato iniziale con un atomo completo nella regione di barriera (fig. III *a*) può, senza assorbimento od emissione di energia, trasformarsi nello stato in cui un elettrone è presente nella zona *N* ed una cavità nella zona *P* (possiamo immaginare che si generino una cavità ed un elettrone (fig. III *b*) e che questi si spostino rispettivamente nelle zone *P* ed *N* (fig. III *c*): i legami di valenza del particolare atomo di germanio che stiamo considerando saranno una volta ancora completi). Come si è detto, tutto questo porta ad uno spostamento, *senza scambio di energia*, di una cavità dalla zona *N* alla zona *P*, o di un elettrone nella direzione opposta. Si dice che la cavità o l'elettrone „passano il tunnel” (generazione per effetto tunnel). Questo effetto dà una corrente (elettrica) di



generazione per effetto tunnel, nella direzione indicata nella figura III c con la freccia marrone. L'effetto tunnel ha luogo nello stesso momento anche nella direzione inversa. Sia la cavità (dalla zona P) che l'elettrone (dalla zona N) si muovono vincendo un campo elettrico verso un certo punto della barriera, dove, ricombinandosi, sviluppano energia. Naturalmente vi sono sempre alcuni portatori di cariche con energia termica sufficiente a mantenere questo movimento. Questa ricombinazione tuttavia è del tipo termico normale e non la prenderemo in considerazione. Noi trattiamo invece una forma speciale di ricombinazione, cioè quella di due portatori di cariche con energia termica normale - cioè *insufficiente* - e dove l'energia richiesta per lo spostamento contro il campo elettrico è fornita solamente „dopo”. Questo meccanismo può essere spiegato, per le regioni di barriera sottili, solamente dalla meccanica quantistica. Questa ricombinazione può essere descritta come uno spostamento senza scambio di energia di una cavità dalla zona P alla zona N, o di un elettrone in senso inverso (effetto tunnel di ricombinazione, fig. III d). Questo effetto conduce ad una corrente (elettrica) di ricombinazione per effetto tunnel nella direzione mostrata in figura III d. Se non vi è tensione esterna applicata, vi è un equilibrio tra le due correnti „tunnel”. Elettricamente parlando, non vi è quindi passaggio di corrente.

20 EFFETTO TUNNEL CON UNA TENSIONE INVERSA APPLICATA

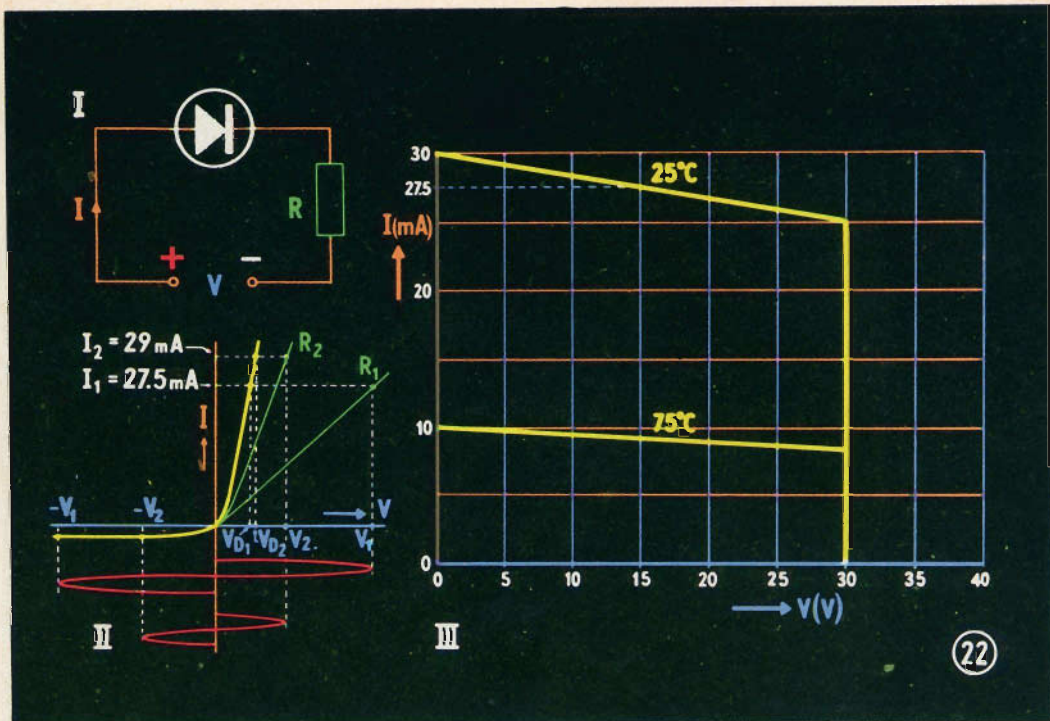
Mentre in un cristallo P — N normale la corrente inversa è determinata dalla generazione (termica) di un eccesso di portatori minoritari che si può avere in massima parte nelle regioni P ed N, in un cristallo come quello descritto prima (diodo tunnel), una corrente ottenuta per generazione di campo può essere molto più grande in direzione inversa con tensioni applicate molto basse. Per spiegare questo fenomeno, dovremo determinare come varia la corrente per effetto tunnel quando viene applicata una tensione inversa. La ricombinazione si riduce (fig. I a). Per la grande differenza di potenziale (fig. I b, $V_0 + V_0$) ai capi della barriera, sarà ora necessaria una maggiore energia per trasportare i portatori di cariche attraverso il campo (cioè una cavità dalla zona P ed un elettrone dalla zona N in un punto dello strato di barriera). Tuttavia l'energia liberata dalla ricombinazione rimane sempre la stessa ed è quindi insufficiente per compensare le perdite energetiche. Per la ricombinazione si devono considerare, nell'effetto tunnel, solo quelle cariche che posseggano inizialmente una energia (cinetica) molto alta. Il loro numero, tuttavia, è piccolo, cosicché la ricombinazione per effetto tunnel è minore che nel caso in cui non vi sia una tensione esterna applicata. Le cose vanno diversamente per la generazione per effetto tunnel (fig. II). Data la grande differenza di potenziale, le cavità e gli elettroni generati, passando attraverso il campo, acquistano una energia cinetica maggiore di quella che avrebbero se non vi fosse applicata una tensione inversa. L'energia richiesta „prima” per la ionizzazione è rimasta invariata, cosicché i portatori di cariche hanno ora una energia in sovrappiù. Inoltre, data la maggiore intensità del campo, la generazione sarà aumentata. L'equilibrio tra le due correnti non sussisterà più, in questo caso; ne risulterà una grande corrente inversa. La fig. III dà la relazione tra tensione inversa e corrente inversa: la corrente inversa aumenta tanto rapidamente che il diodo può essere danneggiato anche con tensione inversa molto bassa. E' per questa ragione che i diodi tunnel non possono venir usati come rettificatori. Essi trovano applicazione solamente per tensioni in senso diretto.



21 EFFETTO TUNNEL: TENSIONE DIRETTA

Quando viene applicata una tensione in senso diretto, il potenziale sulla barriera si riduce (fig. 1 b, $V_0 - V_c$). Dovremo trattare ancora separatamente le due correnti „tunnel”. La generazione per effetto tunnel (fig. 1 a) sarà molto ridotta. Naturalmente, quando le cavità e gli elettroni generati attraversano il campo, l'energia che era necessaria „prima” per la generazione non verrà più liberata. La ricombinazione per effetto tunnel cambia poco inizialmente. Ora è necessaria, per muovere un elettrone ed una cavità nel campo verso il punto di ricombinazione nella barriera, un'energia minore di quella che viene liberata „dopo” la ricombinazione. L'elettrone, ricombinato con la cavità (cioè un elettrone neutralizzato), possiederà però ancora una certa energia in eccesso. Il risultato finale è ancora una rottura dell'equilibrio: scorrerà quindi una corrente in senso diretto maggiore (parte blu della curva di fig. III) della corrente diretta normale (parte tratteggiata della fig. III), la cui intensità sarebbe corrispondente alla tensione applicata. Se la tensione applicata supera un certo valore limite, si ha un fenomeno particolare. All'aumentare della tensione, l'energia richiesta per condurre la coppia elettrone/cavità nella barriera diminuisce continuamente. Dopo la ricombinazione l'elettrone possiede un'energia sempre maggiore. La situazione può essere tale che l'energia diventa troppo grande per un legame elettronico nell'atomo, ma ancora troppo piccola per un elettrone libero. Quindi, secondo la meccanica quantistica, non si può più avere ricombinazione delle coppie. Diventa allora impossibile l'intero processo di ricombinazione per effetto tunnel. La corrente totale diretta cala con l'aumentare della tensione fino al valore „normale” (parte rossa della fig. III). Se la tensione continua a crescere, la caratteristica assume di nuovo l'andamento normale, come si è visto precedentemente, causato dalla diffusione di cavità ed elettroni (parte gialla continua di fig. III). Si vede dunque che la caratteristica del diodo tunnel include una piccola parte con pendenza negativa, cioè che il diodo ha una resistenza negativa in una zona della sua caratteristica: questa proprietà si presta per l'uso in circuiti oscillanti. Per il momento non verrà approfondita né la tecnica dei circuiti né la costituzione dell'oscillatore. La caratteristica pratica di un diodo tunnel mostra in generale un avvallamento più profondo e più lungo (la transizione tra la zona rossa e la gialla della fig. III) di quello disegnato.

Il drogaggio è tanto elevato che I_s è molto piccola, cosicché la caratteristica diretta è piatta per tensioni piccole.



22 LIMITAZIONI DOVUTE ALLA TEMPERATURA PER UN DIODO RETTIFICATORE

Le condizioni di lavoro massime fornite dal fabbricante per un diodo non debbono mai venir superate, altrimenti il diodo può perdere le sue proprietà rettificanti. È molto importante non superare la massima temperatura ammissibile della giunzione $P-N$, che però è difficile da misurare. Quindi, per un dato tipo di diodo, il massimo limite termico è stabilito per varie temperature ambiente.

Il limite termico è spesso dato per i diodi usati in un circuito con resistenza serie (fig. I), sotto forma di curve di decremento (fig. III). I parametri importanti sono: la corrente diretta I , la tensione inversa V e la resistenza in serie R .

Ad una data temperatura ambiente, si può far sviluppare al diodo solo una certa quantità massima di calore, e questo influenza le tre quantità sopramenzionate.

Se il valore della resistenza R viene variato (fig. I), variano di conseguenza la corrente e la tensione diretta. La tensione inversa invece dipende solo dalla tensione alternata applicata, perchè la corrente inversa è tanto piccola che praticamente non si ha caduta di tensione ai capi della resistenza. Se si applica una tensione maggiore, anche la tensione inversa diventa maggiore, ma la corrente diretta deve essere diminuita (aumentando la resistenza) altrimenti la dissipazione ammissibile potrebbe venire superata.

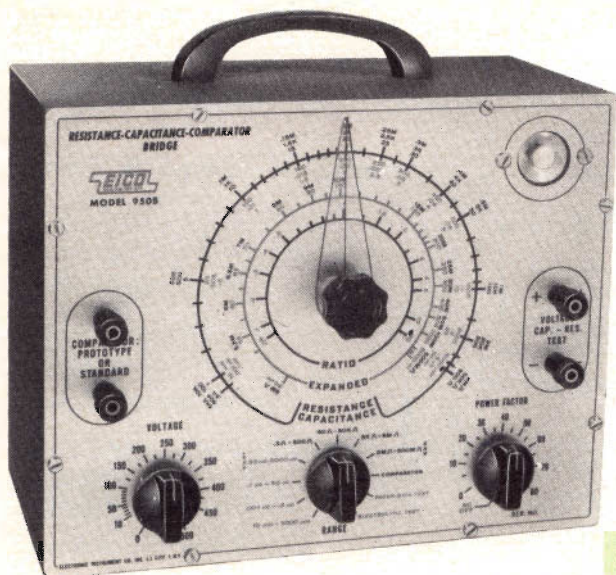
Ammettiamo che la tensione applicata (e quindi la tensione inversa) sia 15 V: allora, secondo la fig. III, il diodo lavora al massimo limite termico con una corrente diretta di 27,5 mA ad una temperatura ambiente di 25°C; quindi la resistenza deve essere scelta in modo che la corrente diretta non possa raggiungere un valore più alto. Ad una temperatura ambiente di 75°C la corrente diretta non deve superare 9 mA; analogamente, se si vuole applicare una tensione più alta, anche la resistenza in serie deve essere aumentata di nuovo. Per determinare il valore della resistenza si può usare il metodo seguente (fig. II).

Ammettiamo che sia applicata una tensione di 15 V. Anche la tensione inversa è di 15 V. Ad una temperatura ambiente di 25°C la corrente diretta è di 27,5 mA (fig. III). Il punto di intersezione della linea orizzontale (fig. II) per questo punto ($I_1 = 27,5$ mA) con la linea verticale per $V_1 = 15$ V dà quindi il punto sulla curva che mostra la relazione tra corrente e tensione ai capi del diodo e della resistenza in serie. Questo determina il valore minimo della resistenza R_1 . Per una tensione applicata minore ($V_2 = 7$ V), la corrente ammissibile diretta I_2 è maggiore (circa 29 mA, fig. III); si trova quindi che il valore minimo della resistenza (R_2) può essere minore di quello di R_1 . Il valore di R_1 (od R_2) può essere anche calcolato direttamente. La corrente diretta I_1 è nota dalla fig. III: la tensione diretta ai capi del diodo, cioè V_{D1} si ottiene dalla caratteristica del diodo in fig. II. La tensione ai capi della resistenza è quindi $V_1 - V_{D1}$. Quindi il valore della resistenza è:

$$R_1 = \frac{V_1 - V_{D1}}{I_1}$$

Nei diodi al silicio la corrente inversa è molto minore che nei diodi al germanio, cosicchè le curve di decremento sono praticamente orizzontali.

(continua)



E I C O

mod. 950 B

PONTE COMPARATORE PER RESISTENZE CAPACITA'

Il Ponte Modello 950 B della Casa EICO è uno strumento altamente duttile nel suo impiego pratico. Esso viene alimentato mediante c.a. Può misurare le capacità nella gamma da 10 pF a 5000 μ F e le resistenze da 0,5 Ω a 500 M Ω , tutte su scala a lettura diretta. Impiega un tubo a raggi catodici (occhio magico) come indicatore visuale di zero. La misura della resistenza, della capacità e dell'induttanza (per confronto), mediante un campione esterno, è pure resa possibile; in questo caso però è prevista una speciale scala a rapporto. Una preziosa caratteristica per il suo impiego pratico è la « prova di perdita », a doppia sensibilità, che impiega una sorgente di tensione di polarizzazione generata nello stesso strumento, continuamente variabile tra 0 e 500 V c.c. La prova di « perdita » ad alta sensibilità è usata per il controllo dei condensatori a carta, a mica e ceramici, mentre la prova a bassa sensibilità è riservata ai condensatori elettrolitici.

In entrambi i casi, un occhio magico è l'indicatore di perdita. Inoltre, lo strumento consente misure dirette del « fattore di potenza » nella gamma capacitiva dei più alti valori in cui vengono misurati i condensatori elettrolitici.

DATI TECNICI

Misure di capacità: 4 gamme

10 pF - 5000 pF
0,001 μ F - 0,5 μ F
0,1 μ F - 50 μ F
50 μ F - 5000 μ F

Misure di resistenza: 4 gamme

0,5 Ω - 500 Ω
50 Ω - 50 k Ω
5000 Ω - 5 M Ω
5 M Ω - 500 M Ω

Misure di confronto: 1 gamma

Rapporto da 0,05 a 20 (400 a 1)

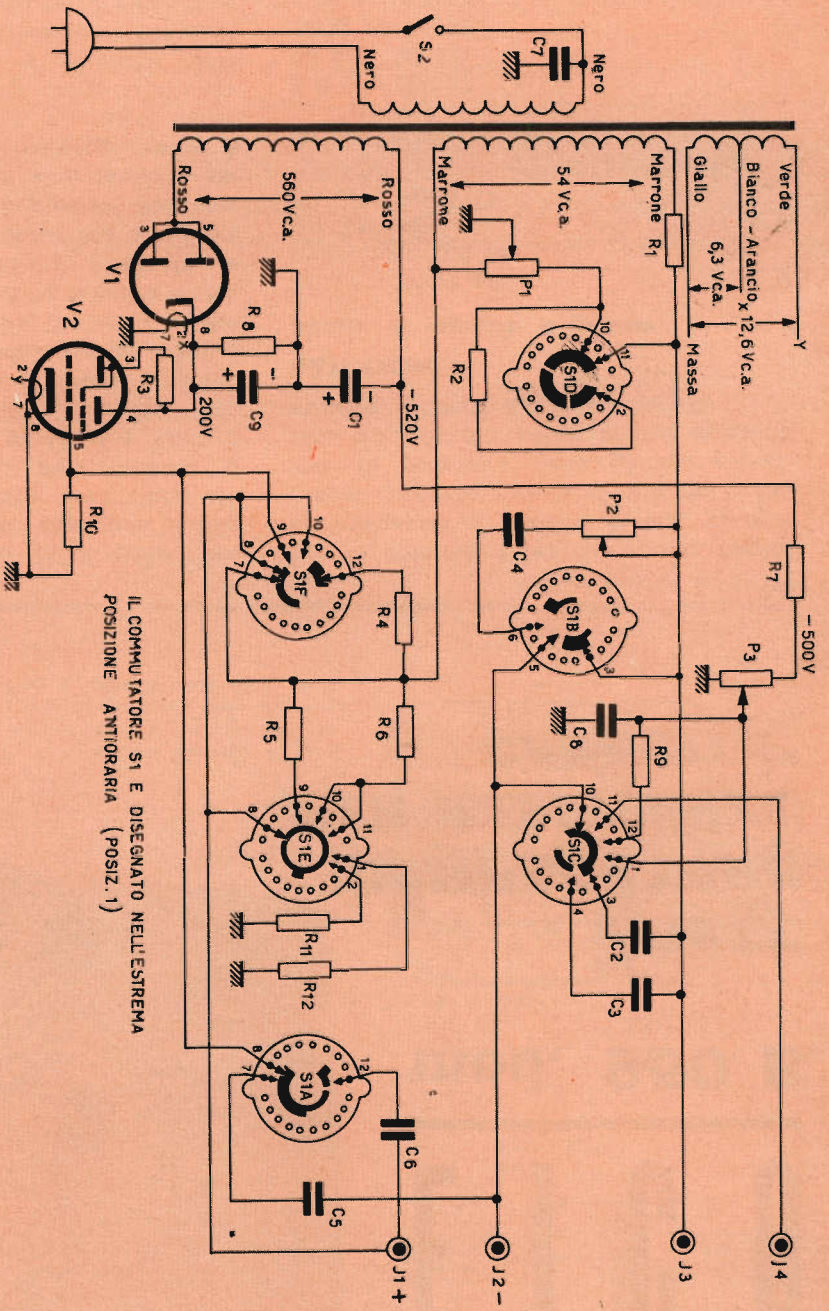


Fig. 1 - Schema elettrico del computeratore a Ponte Mod. 950 B.

POSIZIONI DEL COMPUTATORE S1

- Posiz. 1 10 pF - 5000 pF
- Posiz. 2 1000 pF - 0,5 μF
- Posiz. 3 0,1 μF - 50 μF

- Posiz. 4 50 μF - 5000 μF
- Posiz. 5 0,5 Ω - 500 Ω
- Posiz. 6 50 Ω - 50 kΩ
- Posiz. 7 5 kΩ - 5 MΩ

- Posiz. 8 5 MΩ - 500 MΩ
- Posiz. 9 Comparatore
- Posiz. 10 Controllo condensatori a carta e a mica
- Posiz. 11 Controllo condensatori elettrolitici.

Tensione di polarizzazione in c.c.

(per prove di perdita)
0 ÷ 500 V continuamente variabile

Fattore di potenza: 1 gamma

0 ÷ 80%

Valvole impiegate

1-1629; 1-6AX5

Alimentazione in c.a.

Con trasformatore e raddrizzatore a semionda

Tensione di rete

105 ÷ 125 V c.a., 50 ÷ 60 Hz (o 220 V c.a. a richiesta)

Dimensioni

Altezza 20 cm, larghezza 25,4 cm, profondità 12 cm

Peso

Circa 4,5 kg

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO ELETTRICO

Lo strumento è basato sul principio del Ponte di Wheatstone, riportato in fig. A. Esso, in sostanza, comprende 4 resistori a quadrilatero (bracci del Ponte).

Alimentando il sistema con una batteria inserita tra le confluenze dei due resistori R_1 , R_x di sinistra e dei due R_2 , R_3 di destra ed applicando uno strumento misuratore di corrente G , a zero centrale, ai vertici opposti, è possibile sfruttare la condizione di equilibrio elettrico del complesso per risalire al valore di un elemento resistivo ignoto. Chiamando infatti R_1 il primo resistore in alto a sinistra, R_2 il secondo a destra e così via, si dimo-

stra che $R_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot R_3$. Basta ora rendere decadici i valori resistivi di R_1 ed R_2 e

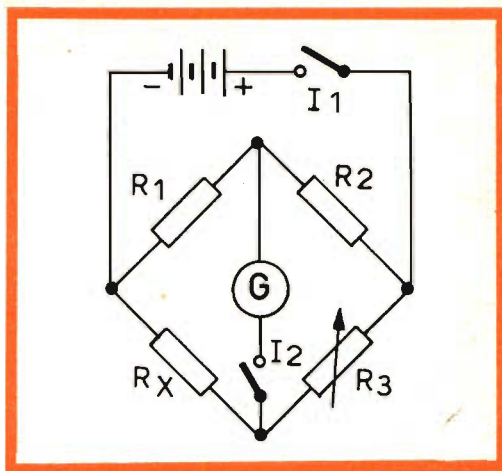


Fig. A - Schema di principio del Ponte di Wheatstone.

variabile R_3 , tra limiti proporzionati, per rendere possibile la lettura di valori ohmmici compresi entro limiti estesi.

Il funzionamento del ponte Modello 950 B può essere reso più intuitivo esaminando i circuiti che ad ogni posizione di S_1 si vengono via via costituendo. In ogni commutazione del ponte il potenziometro P_1 varia la resistenza nei due bracci. I condensatori C_5 o C_6 , il resistore R_{10} ed il tubo a raggi catodici V_2 compongono il circuito di indicazione dello « zero ». L'avvolgimento secondario del trasformatore di alimentazione a 54 V c.a. fornisce la tensione di lavoro del Ponte. Il resistore R_1 agisce da limitatore della corrente.

La tensione +B necessaria ad alimentare l'indicatore dello zero ad occhio magico e la tensione negativa c.c. richiesta per la prova di dispersione dei condensatori, sono ottenute da un doppio diodo 6X5 (V_1) connesso come raddrizzatore a semionda sull'avvolgimento secondario di AT del trasformatore di alimentazione, unitamente al filtro ed alla rete del divisore di tensione comprendente R_8 , R_7 , P_3 , C_1 e C_9 .

Fig. 2: Circuito connesso a Ponte per la gamma 10 pF - 5000 pF (con inserzione di C_2 da 200 pF) o per la gamma 1000 pF - 0,5 μ F (con inserzione di C_3 da 20.000 pF).

Fig. 3: Circuito connesso a Ponte per la gamma $0,1 \mu\text{F} - 50 \mu\text{F}$. Il potenziometro P_2 da $1 \text{ k}\Omega$ è richiesto per bilanciare la resistenza interna in serie frequentemente presente nei condensatori elettrolitici ed è calibrato in fattore di potenza percentuale.

Fig. 4: Circuito connesso a Ponte per la gamma espansa (EXP) $50 \mu\text{F} - 5000 \mu\text{F}$. Il resistore R_2 da $250 \text{ k}\Omega$ aggiunto in serie a P_1 , allarga la gamma di misura delle capacità dello stesso circuito di fig. 3.

Fig. 5: Circuito connesso a Ponte per la gamma $0,5 \Omega - 500 \Omega$ (con inserzione di R_4 da 20Ω) oppure per la gamma $50 \Omega - 50 \text{ k}\Omega$ (con inserzione di R_5 da $2 \text{ k}\Omega$), oppure per la gamma $5 \text{ k}\Omega - 5 \text{ M}\Omega$ (con inserzione di R_6 da $200 \text{ k}\Omega$).

Fig. 6: Circuito connesso a Ponte per la gamma espansa (EXP) $5 \text{ M}\Omega - 500 \text{ M}\Omega$. Il resistore R_2 da $250 \text{ k}\Omega$, aggiunto in serie a P_1 , allarga la gamma di misura dei resistori dello stesso circuito di fig. 5.

Fig. 7: Circuito connesso a Ponte per la gamma di « Confronto ».

Fig. 8: Circuito di controllo di « dispersione » in posizione di « Prova dei condensatori a carta-mica ». Il resistore R_9 ritarda il processo di carica cosicché l'azione dell'occhio magico non viene ad essere troppo rapida per la rilevazione ad opera dell'operatore.

Fig. 9: Circuito di controllo di « dispersione » in posizione di « Prova dei condensatori elettrolitici ». Si noti che il resistore R_{11} da $2,2 \text{ k}\Omega$ determina una riduzione di sensibilità dell'occhio magico confrontata con il circuito di fig. 8.

FUNZIONE DEI COMANDI E DEI MORSETTI FRONTALI

Lo strumento comparatore di resistenze e capacità a ponte modello 950 B della Casa EICO è caratterizzato da un quadrante centrale su tre scale, di cui due multiple. Tre bottoni inferiori integrano le funzioni dello strumento secondo le caratteristiche che verranno elencate in seguito. Quattro morsetti consentono l'in-

serzione dei componenti « Campione » o degli elementi in esame. Un occhio magico da la visione immediata senza ritardi di sorta, della condizione di equilibrio raggiunta dal ponte.

Potenziometro P_1

Il potenziometro P_1 da $10 \text{ k}\Omega$ costituisce l'elemento equilibratore del ponte, con i suoi due bracci operanti secondo le figure da 2 a 9 del testo, secondo le varie gamme consentite dal commutatore S_1 .

Un bottone con indice trasparente ne consente la rotazione per circa 300° . Nella misura dei valori capacitivi il potenziometro P_1 va frequentemente ruotato assieme a P_2 , come è riferito nel testo. I valori riportati sulle scale resistive-capacitive vanno da $0,5$ a 500 in scale tra loro multiple, secondo il fattore 1000 , e da 5 a 500 nelle due scale espansive. La scala di confronto segue un rapporto da 400 a 1 .

Commutatore S_1

Il commutatore S_1 , su tre doppi settori e 11 posizioni, rende possibili tutte le varianti apportate al circuito secondo le figure da 2 a 9, per le diverse letture effettuate. Le gamme di lettura sono le seguenti:

Tre per condensatori:

$10 \text{ pF} - 5000 \text{ pF}$
 $1000 \text{ pF} - 0,5 \mu\text{F}$
 $0,1 \mu\text{F} - 50 \mu\text{F}$

Oltre ad una GAMMA ESPANSA:

$50 \mu\text{F} - 500 \mu\text{F}$

Tre per resistori:

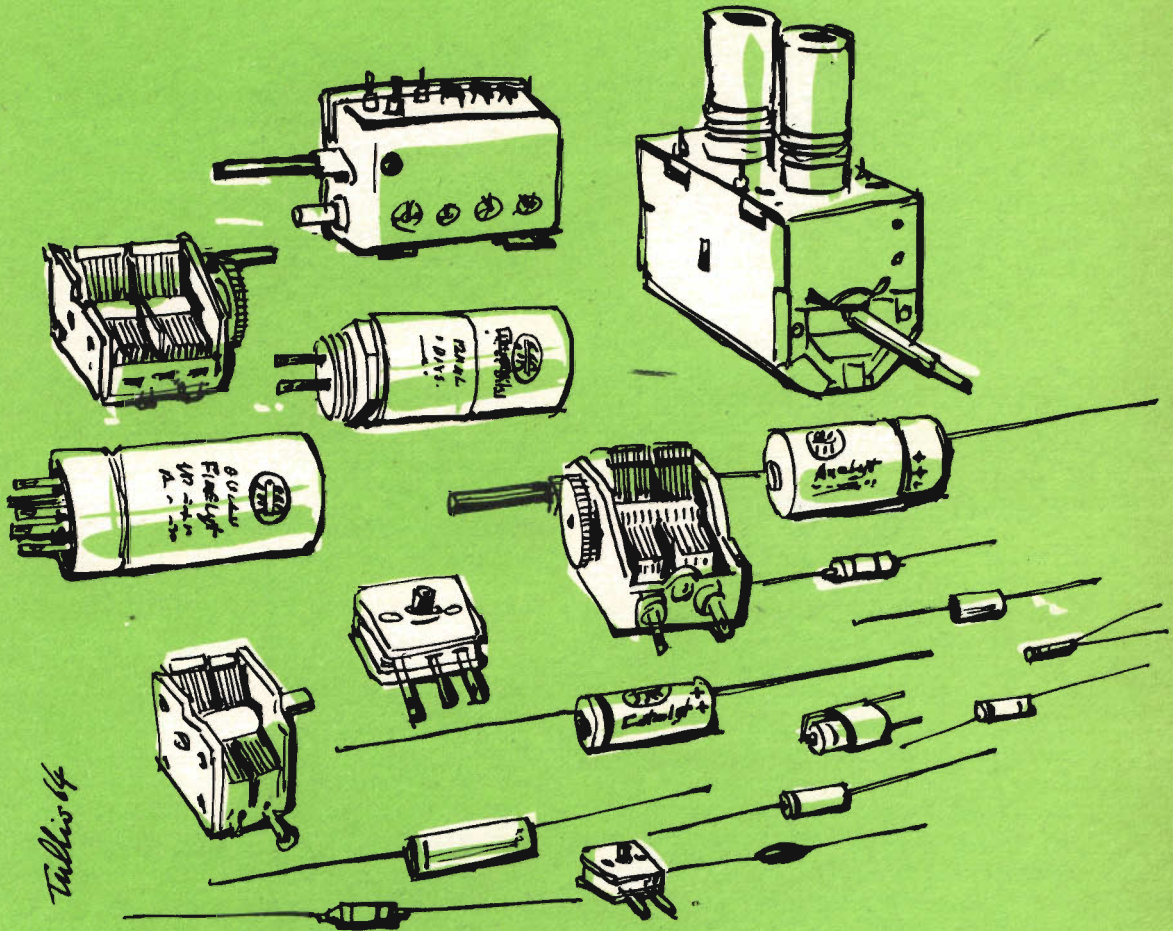
$0,5 \Omega - 500 \Omega$
 $50 \Omega - 50 \text{ k}\Omega$
 $5 \text{ k}\Omega - 5 \text{ M}\Omega$

Oltre ad una GAMMA ESPANSA:

$5 \text{ M}\Omega - 500 \text{ M}\Omega$

Inoltre, la nona scala serve per misure di comparazione (campione inserito tra i morsetti J_3 - J_4 , di sinistra, componente in esame inserito tra i morsetti J_1 - J_2 di

componenti per radio e televisione



DUCATI Elettrotecnica S.p.A.

BOLOGNA-BORGO PANIGALE - Casella Post. 588
Telegrammi e Telescrivente: Telex 51.042 Ducati

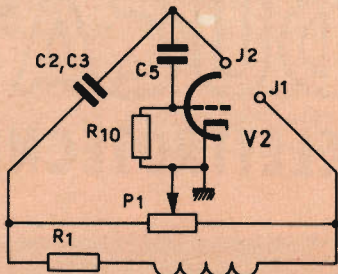


Fig. 2

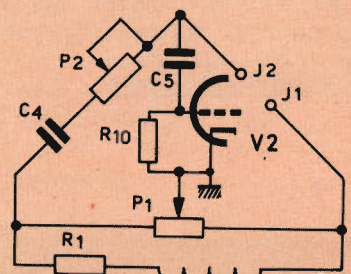


Fig. 3

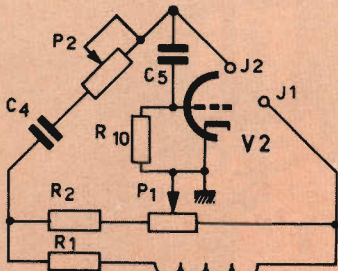


Fig. 4

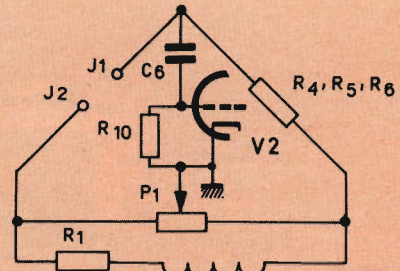


Fig. 5

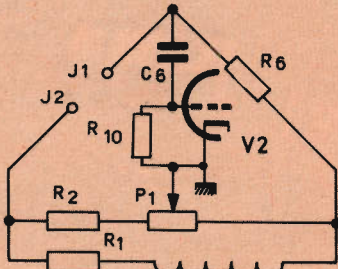


Fig. 6

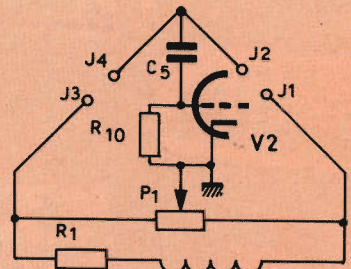


Fig. 7

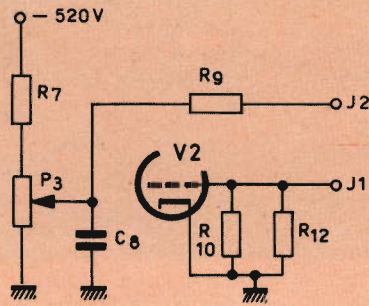


Fig. 8

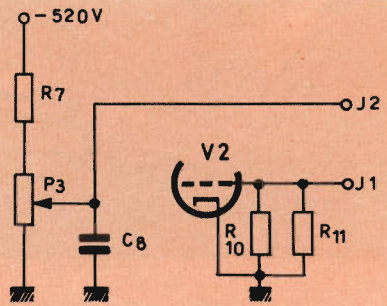


Fig. 9

Figg. 2-3-4-5-6-7-8-9 - Commutazioni consentite da S1.

destra). Le scale 10° e 11° servono rispettivamente per la prova dei condensatori a carta, a mica, ceramici (**inseriti tra i morsetti J_1 - J_2**) e per le prove dei condensatori elettrolitici (inseriti sempre tra J_1 e J_2 **ma con il polo positivo al + (J_1), il negativo al - (J_2)**). Durante le misure andranno anche regolati, come si vedrà in proposito nel paragrafo « Servizio ed impiego dello strumento » i due potenziometri P_2 e P_3 .

Potenziometro P_2

Il potenziometro P_2 da 1000Ω , con interruttore generale S_2 incorporato, serve a determinare il « Fattore di potenza » degli elettrolitici, rilevato direttamente sulla scala relativa, tarata, oltre il limite AC OFF (rete esclusa), da 0 a 80. Va regolato, partendo da 0, sinchè l'occhio magico non si apra al suo valore massimo, quando si è raggiunto con P_1 il valore di bilanciamento.

Potenziometro P_3

Il Potenziometro P_3 , da $100 \text{ k}\Omega$ 4 W, regola la tensione applicata al condensatore sotto prova, tra 0 V e 500 V circa. Viene regolato secondo la tensione caratteristica di lavoro richiesta dal singolo condensatore in esame.

Occhio magico V_2 (1629)

Costituisce l'elemento di accertamento che la condizione di « zero » o bilanciamento del Ponte è raggiunta. Presenta il vantaggio di una immediatezza che è sconosciuta agli strumenti provvisti di bobina mobile, per la loro natura insensibili alle brusche variazioni di equilibrio.

Morsetti J_1 - J_2 (a destra del pannello frontale)

Consentono l'inserzione del componente, comunque sotto prova, sia esso resistore o condensatore. Nel caso di condensatori elettrolitici va rispettata, come si è già visto, la polarità, pena la distruzione del condensatore medesimo.

Morsetti J_3 - J_4 (a sinistra del pannello frontale)

Vengono impiegati solo per il componente « Campione » di riferimento, quando si vogliono effettuare prove comparative. In questo caso il commutatore S_1 va ruotato sulla nona posizione: « Comparator ».

ISTRUZIONI GENERALI

È bene precisare subito che la cura con cui il costruttore avrà montato il suo strumento verrà ripagata generosamente dallo strumento stesso con molti anni di regolare servizio. D'altra parte, la miglior conoscenza dell'apparato stesso è già un primo vantaggio conseguente alla precisione costruttiva impiegata durante il montaggio. Si abbia scrupolo a non precipitare le cose poichè un lavoro ben fatto richiede del tempo ed il tempo impiegato in un lavoro coscienzioso non è mai sprecato. È necessario seguire rigorosamente i piani di cablaggio al preciso scopo di impedire l'aumento della capacità distribuita conseguente ad un'arbitraria disposizione dei pezzi e dei conduttori.

Apertura della scatola di montaggio

Si sballi l'involucro con attenzione e si cerchi di riconoscere ogni singolo componente con l'aiuto della LISTA DEI COMPONENTI, delle fotografie e dei piani di montaggio. È opportuno identificare subito anche le parti già montate sul telaio. È noto che il valore dei vari componenti può variare secondo le tolleranze consentite dai vari circuiti. Ad es.: ad un resistore da $470 \text{ k}\Omega$ può esserne sostituito uno da $510 \text{ k}\Omega$, se il circuito lo ammette. In genere, i resistori ed i condensatori hanno una tolleranza sul loro valore nominale del $\pm 20\%$ se non è richiesto altrimenti. Quindi, un resistore da $100 \text{ k}\Omega$ può presentare un valore ohmico compreso tra $80 \text{ k}\Omega$ e $120 \text{ k}\Omega$. Le tolleranze tipiche dei condensatori possono essere anche superiori, se non altrimenti specificato. Limiti di $+ 100\%$ e $- 50\%$ sono normali nei condensatori elettrolitici.

MONTAGGIO DEL PANNELLO FRONTALE (fig. 10)

Frequentemente più di una connessione viene ancorata al medesimo terminale. Questa condizione è contraddistinta nelle istruzioni di cablaggio dall'abbreviazione (C) e significa che la connessione non va saldata se non a seguito dell'ancoraggio di altri collegamenti. Nel caso in cui un solo conduttore venga connesso ad un dato terminale, oppure l'ultimo di un certo numero di ancoraggi sia stato connesso, l'abbreviazione è sostituita da (S). Pertanto (S) sta a significare che si può saldare la connessione.

1. Fissare i 4 morsetti: J1, J2, J3, J4 come a fig. 10. Si usino per ognuno: una rondella isolante maschio, frontale, da 8, una rondella isolante femmina pure da 8, sul retro del pannello, una rondella dentata da 8, un ancoraggio per saldatura da 8 e 2 dadi da 8-32.

2. Si monti la squadretta di supporto dell'occhione magico sul pannello. Si usino due dadi esagonali da 6-32, due rondelle dentate e due viti da 6-32 x 1/4.

3. Montare il potenziometro P1 da 10 k Ω . Usare due dadi esagonali da 3/8 ed un terminale di massa. Disporre ed orientare il potenziometro P1 ed il terminale di massa come a fig. 10.

4. Montare il potenziometro P3 da 0,1 M Ω , per il controllo della tensione. Usare due dadi esagonali da 3/8, una rondella piatta da 3/8, una rondella dentata da 3/8 ed un terminale di massa pure da 3/8. Orientare come da fig. 10.

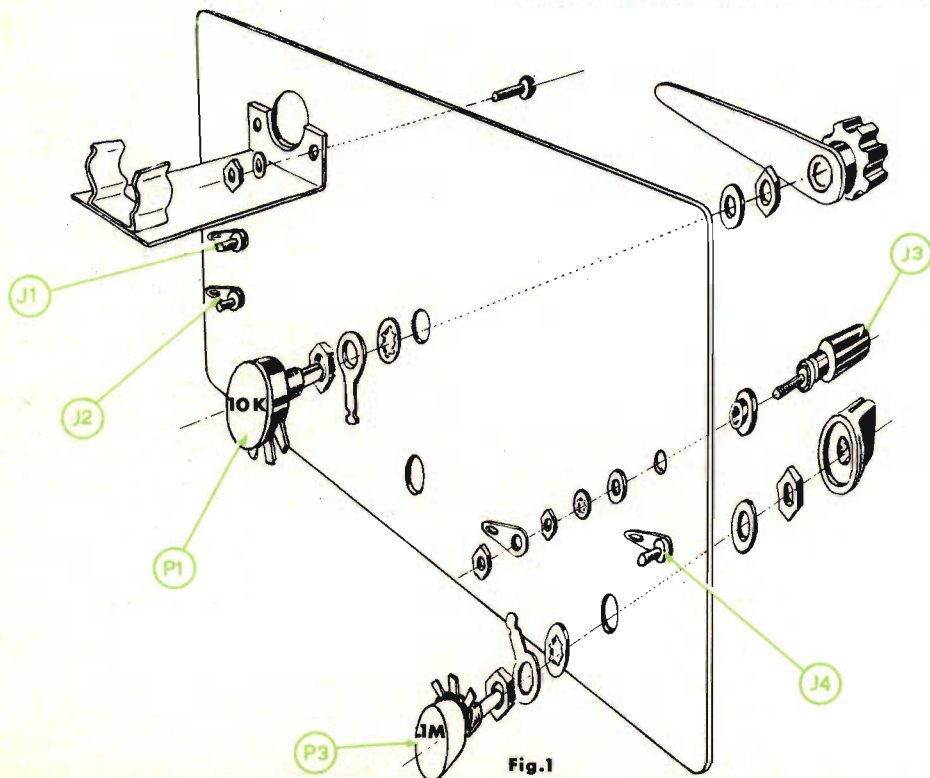


Fig. 10 - Montaggio del pannello frontale.

MONTAGGIO DEL TRASFORMATORE PT1 (fig. 11)

1. Montare il trasformatore di alimentazione PT1 come da fig. 11. Usare due viti da 6-32 x 1/4, due dadi esagonali e tre ancoraggi di massa da 6. Disporre il trasformatore e gli ancoraggi di massa come da disegno. Far passare tutti i cavetti del trasformatore attraverso i due fori praticati nel telaio, eccettuati il verde ed il marrone.

2. Montare l'ancoraggio isolante ad un posto, TB1, con una vite da 6-32 x 1/4, un dado esagonale da 6-32 ed una rondella dentata da 6.

3. Inserire il gommino da 3/8 passa-cavo di alimentazione nel foro praticato posteriormente sul telaio, come appare da fig. 11.

CABLAGGIO DELLO ZOCCOLO DI V2 (fig. 12)

Nota importante al cablaggio: Disporre tutti i conduttori ed i componenti esattamente come vengono rappresentati nei disegni. Tagliare i cavi conduttori alla lunghezza necessaria dove si richiede. (C), come si è già visto, significa connettere ma non saldare; (S) significa connettere e saldare. L'eventuale numero che accompagna gli ancoraggi denota il numero degli stessi confluenti ad una medesima saldatura.

1. Connettere il resistore R3 da 1M Ω (marrone, nero, verde, argento) da XV2-3 (S1) a XV2-4 (C).

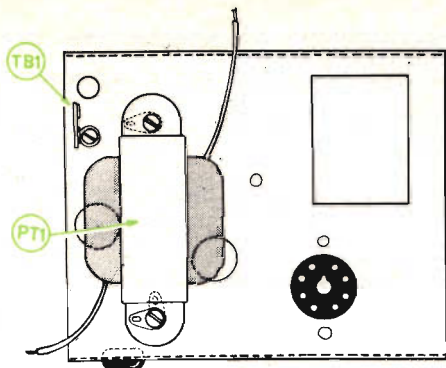


Fig. 11 - Montaggio del trasformatore PT1.

La lunghezza dei terminali deve essere di 1 cm per parte. (XV2 è lo zoccolo octal, stampato, dell'occhio magico).

2. Connettere 23 cm di filo ricoperto in plastica rossa a XV2-4 (S2).

3. Connettere 28 cm di filo ricoperto in plastica verde a XV2-5 (C).

4. Connettere il resistore R10 da 10 MΩ (marrone, nero, azzurro, argento) da XV2-5 (S2), attraverso XV2-7 (S2) a XV2-8 (C). La lunghezza dei terminali di R10 sarà di 1 cm ÷ 2 cm.

5. Connettere 11,5 cm di filo ricoperto in plastica bianca a XV2-8 (S2).

6. Far passare i tre cavetti attraverso il tubetto nero, isolante.

CABLAGGIO PREVENTIVO DEL COMMUTATORE S1 (figg. 13 e 14)

Le istruzioni che seguono interessano il cablaggio preventivo del Commutatore di portata S1, come appare dalle figg. 13 e 14. Per vedere il connettore come appare nelle due figure impugnarlo con l'albero lontano da chi guarda e con l'ancoraggio di massa E verso il basso. In fig. 14 è riportata una visione prospettica di S1 che ne indica con maggior risalto l'orientamento.

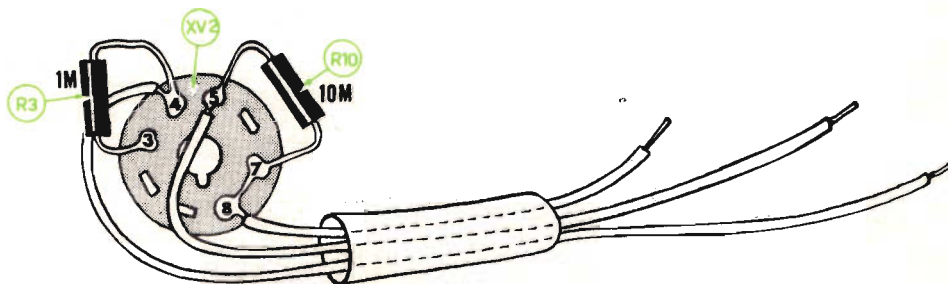


Fig. 12 - Cablaggio dello zoccolo di V2.

1. Connettere il resistore R11 da 2200 Ω, 1 W, (rosso, rosso, rosso, argento), da E2 (S) al terminale di massa « E » (C). Raccorciare i terminali ad 1,5 cm per parte.

2. Connettere il resistore R12 da 1/2 W, 470 kΩ, (giallo, viola, giallo, argento) da E1 (S1) al terminale di massa « E » (S2). Raccorciare i terminali a 2 cm per parte.

3. Raccorciare i terminali del resistore R4 da 20 Ω, 1/2 W, 1%, ad 1,5 cm per parte. Connetterlo da F12 (S1) a F7 (C).

4. Raccorciare i terminali del resistore R6 da 200 kΩ, 1/2 W, 1%, ad 1,5 cm da una parte e 2,5 dall'altra. Connettere la parte più corta ad F7 (C), la parte più lunga ad E10 (S1) attraverso E11 (S2).

5. Connettere il resistore R5 da 2 kΩ, 1/2 W, 1% da E9 (S1) a F7 (C).

6. Connettere uno spezzone di filo ricoperto in plastica rossa, lungo circa 12 cm a F7 (S4).

7. Connettere uno spezzone di filo lungo circa 4 cm, ricoperto di plastica verde, da F10 (C) a E8-F8 (C).

8. Connettere 21 cm di filo ricoperto in plastica verde a E8-F8 (S2) (E8 è elettricamente connesso ad F8 mediante un rivetto).

9. Connettere uno spezzone lungo 6,5 cm di filo ricoperto in plastica verde da A8 (S1) a F9 (C).

10. Connettere il resistore R9 da 270 kΩ, 1/2 W (rosso, viola, giallo, argento) con i terminali raccorciati ad 1 cm per parte, da C12 (S1) a C1 (C).

11. Connettere 6,5 cm di filo ricoperto in plastica bianca a C1 (S2).

12. Connettere il resistore R2 da 250 kΩ, 1/2 W, 1% da D2 (S1) a D10 (C). Tagliare i terminali ad 1,5 cm e a 2 cm rispettivamente.

13. Connettere 12,5 cm di filo sotto plastica bianca a D10 (S2).

14. Connettere 14 cm di filo sotto plastica rossa a C11 (S1).

15. Connettere 5 cm circa di filo sotto plastica bianca da C7 (C) a B5 (C).

16. Connettere 16,5 cm di filo sotto plastica bianca a B5 (S2).

17. Connettere circa 3 cm di filo nudo da C7 (C) a C10 (S1).

18. Connettere il condensatore C5 da 0,01 μ F da C7 (S3) ad A7 (S1). Raccorciare i terminali ad 1,5 cm per parte.

19. Connettere il condensatore C6 da 0,01 μ F da F10 (S2) attraverso B10 (S2) ad A12 (S1). Raccorciare i terminali ad 1,5 cm e 2 cm rispettivamente.

20. Connettere circa 5 cm di filo sotto plastica bianca da D11 (S1) a B3 (C).

21. Connettere il condensatore C2 di precisione, da 200 pF, da C3 (S1) a B3 (C).

22. Connettere il condensatore C3 da 0,02 μ F tra C4 (S1) a B3 (C).

23. Connettere 14 cm di filo sotto plastica verde a B3 (C).

24. Connettere 11,5 cm di filo sotto plastica rossa a B3 (S5).

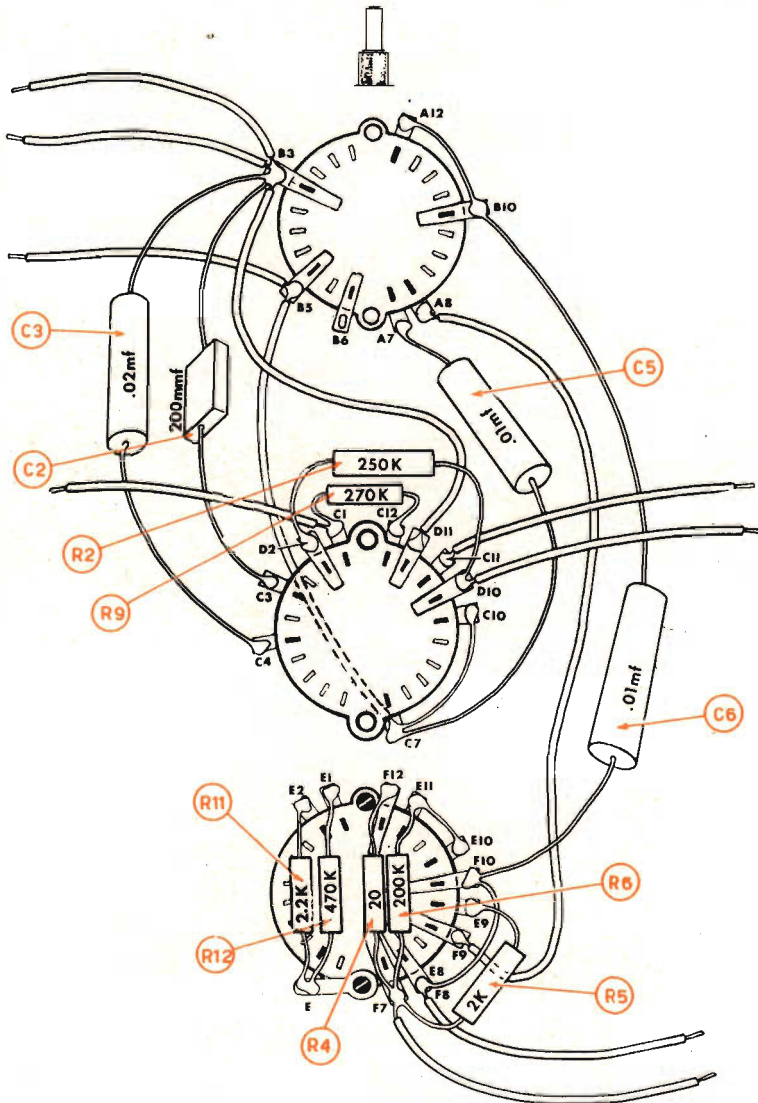


Fig. 13 - Cablaggio preventivo del commutatore S1.

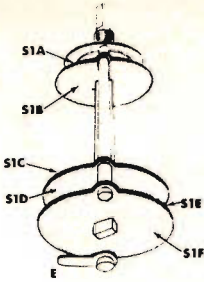


Fig. 14 - Veduta d'assieme di S1.

CABLAGGIO DEL SOTTOPANNELLO (fig. 15)

1. Montare il potenziometro del Fattore di Potenza P2, da $1\text{ k}\Omega$, allo chassis, mediante un dado esagonale da $3/8$, una rondella piatta da $3/8$ ed una rondella dentata pure da $3/8$. Non stringere a fondo il dado di fissaggio del potenziometro in quanto questo montaggio ha carattere temporaneo e serve a facilitare il cablaggio.

2. Raccorciare a circa 6 cm uno dei due cavetti d'uscita neri del trasformatore PT1 e connetterlo al terminale 1 dell'interruttore S2 comandato dall'albero del potenziometro P2 (C).

3. Raccorciare a circa 11 cm l'altro cavetto nero di PT1 e connetterlo a XVI-4 (C) (Piedino 4 dello zoccolo XVI).

4. Connettere il cavetto giallo di PT1 all'ancoraggio di massa « A » (C) dopo averlo raccorciato a circa 6 cm.

5. Raccorciare il cavetto bianco-arancio di PT1 a 10 cm e connetterlo a XVI-2 (S1).

6. Raccorciare a 6 cm il cavetto marrone di PT1 e connetterlo a TB2-3 (C).

7. Raccorciare a 5 cm uno dei due cavetti rossi, sempre di PT1 e connetterlo a TB2-2 (C).

8. Raccorciare a 7 cm l'altro cavetto rosso, spelarne l'estremità per 2 cm e connetterlo attraverso XVI-3 (S2) a XVI-5 (S1).

9. Connettere un tratto di filo nudo da XVI-7 (S1) all'ancoraggio di massa « B » (S1).

10. Connettere il resistore R8, da $68\text{ k}\Omega$, 1 W (azzurro, grigio, arancio, argento), dopo aver raccorciato i terminali a 2 cm per parte ed averli ricoperti con 1,5 cm di sterling, tra XVI-8 (C) e l'ancoraggio di massa « C » (S1).

11. Connettere il terminale positivo (+) del condensatore C9 da $4\text{ }\mu\text{F}$ a XVI-8 (C) ed il negativo (-) all'ancoraggio di massa « A » (S2). Il terminale positivo va raccorciato a 5 cm e ricoperto con 4,5 cm di sterling. Il negativo viene tagliato di lunghezza pari a 2,5 cm.

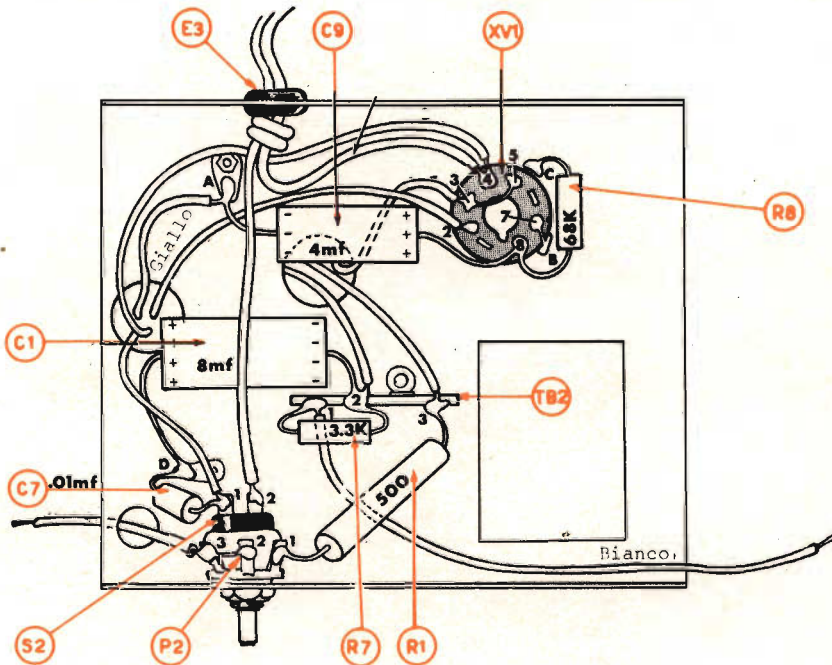


Fig. 15 - Cablaggio del sottopannello.

12. Raccorciare i terminali del condensatore C7 da 0,01 μ F ad 1,5 cm per parte e connetterlo tra S2-1 (S2) e l'ancoraggio di massa « D » (C). (L'armatura esterna di C7 va connessa a « D »).

13. Connettere il condensatore C1 da 8 μ F tra TB2-2 (C) ed il terminale di massa « D » (S2). Il terminale positivo (+) (che va connesso a massa) va tagliato a 3 cm; il negativo a 2 cm.

14. Raccorciare ad 1,5 cm per parte i terminali del resistore R7 da 3,3 k Ω , 1 W (arancio, arancio, rosso, argento) e connetterlo tra TB2-2 (S3) e TB2-1 (C).

15. Connettere uno spezzone di filo ricoperto in plastica bianca, lungo 21,5 cm a TB2-1 (S2).

16. Connettere il resistore R1 da 500 Ω , 4 W, tra P2-1 (C) e TB2-3 (S2), dopo aver raccorciato gli estremi a 2 cm per parte.

17. Connettere un estremo di 9 cm di filo ricoperto in plastica bianca tra P2-3 (S2) e P2-2 (S1). L'altro estremo va fatto passare nel foro praticato nel telaio, accanto a P2.

18. Inserire il cordone di linea nel gommino e fare un nodo a 10 cm dagli estremi spelati; connetterne uno a XV1-4 (S2) e l'altro a S2-2 (S1).

MONTAGGIO DEGLI ELEMENTI PRECABLATI (fig. 16)

1. Unire il pannello frontale al telaio mediante il potenziometro del Fattore di Potenza, P2, da 1 k Ω . (Svitarlo dal telaio con una certa cautela per non strappare i cablaggi).

2. Successivamente fissare il commutatore di portata S1. Si usi un dado esagonale da 3/8, una rondella piatta ed una dentata sempre da 3/8. Accertarsi nell'orientamento del commutatore che la parte con il terminale di massa « E » venga a disporsi vicino al potenziometro P2.

3. Inserire l' "occhio magico" 1629 nello zoccolo octal stampato e precablato. Passare lo zoccolo della valvola nella sua custodia in modo che la parte frontale dell'iride venga a diretto contatto con il pannello e la "chiave" di inserzione nello zoccolo sia orientata tutta a sinistra come appare nella sottostante figura 16. È opportuno stringere le linguette di fissaggio, che dovrebbero bloccare lo zoccolo di V2, tra un doppio cappio ottenuto intrecciando uno spezzone di filo nudo attorno alle linguette stesse ad impedire che in fase di montaggio del telaio nella sua cassetta, la valvola si sposti assumendo, regolarmente, una posizione diversa da quella richiesta.

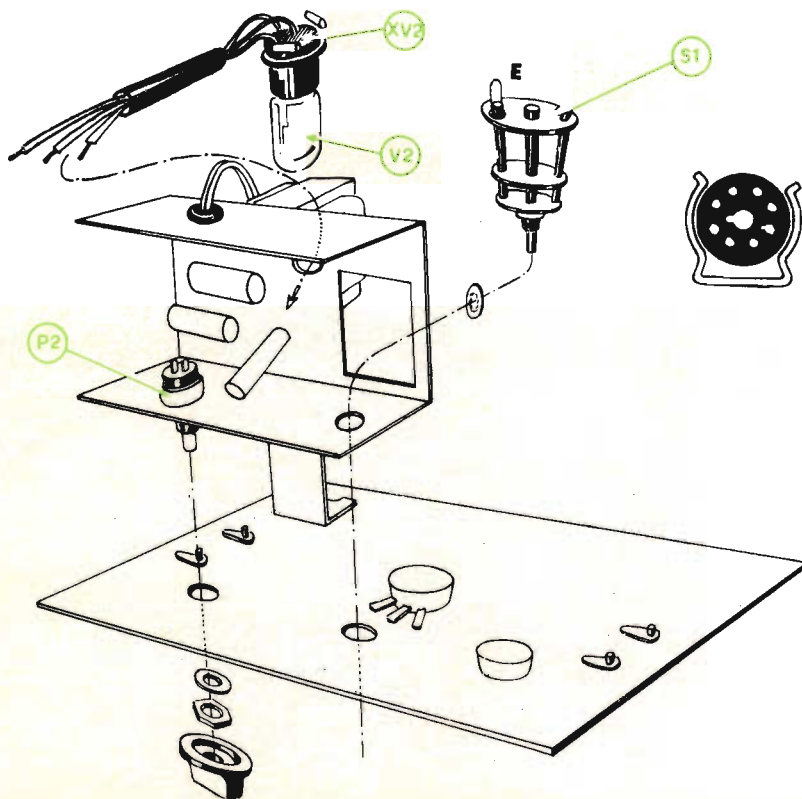


Fig. 16 - Montaggio degli elementi precablati.

la
**INTERNATIONAL
RECTIFIER**

CORPORATION ITALIANA S.p.A.

**annuncia di aver
raggiunto con la**



**un accordo per
la distribuzione
dei prodotti**



**DIODI AL SILICIO
DIODI ZENER E
RADDRIZZATORI
CONTROLLATI**

Per la gamma dei tipi consultare il prontuario
VALVOLE E SEMICONDUTTORI G. B. C.

INTERNATIONAL RECTIFIER

CORPORATION ITALIANA S.p.A.
BORGARO TORINESE

G. B. C. ITALIANA

CINISELLO BALSAMO - CORSO MATTEOTTI, 66
40 SEDI IN ITALIA

CABLAGGIO SUPERIORE DEL TELAIO (fig. 17)

1. Connettere il cavetto marrone del trasformatore di alimentazione PT1 a P1-1 (C). (P1 è il potenziometro da 10 k Ω impiegato come elemento variabile del Ponte).

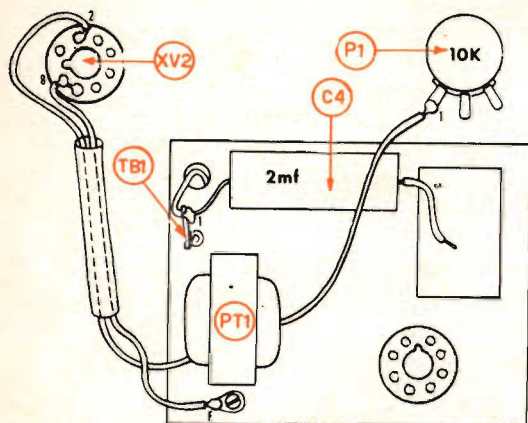


Fig. 17 - Cablaggio superiore del telaio.

2. Far passare il cavetto verde del trasformatore PT1 attraverso il tubetto sterling e connetterlo a XV2-2 (S1).

3. Connettere il cavetto bianco da XV2-8 al terminale di massa « F » (S1) a lato di PT1 (S1).

4. Connettere il condensatore di precisione C4, da 2 μ F tra TB1-1 (C) (con una lunghezza di circa 2 cm) e far passare l'altro estremo attraverso l'apertura rettangolare praticata nel telaio.

5. Connettere il filo bianco da P2-3 a TB1-1 (S2). Questo conduttore affiora dal foro circolare praticato nel telaio davanti a TB1.

CABLAGGIO INFERIORE DEL TELAIO (fig. 18)

1. Connettere il filo bianco proveniente da TB2-1 a P3-3 (S1).

2. Connettere il filo verde da S1-B3 a J3 (S1) (Tenere il filo distanziato dalla parete metallica e da altri componenti).

3. Connettere il filo rosso da S1-B3 a P2-1 (S2).

4. Connettere il filo bianco da S1-B5 a J2 (S), facendolo passare nel foro accanto a P2.

5. Connettere l'estremo libero del condensatore C4 da 2 μ F a S1-B6 (S1). Il terminale va lasciato lungo 4,5 cm; ricoprirlo con 3 cm di sterling.

6. Connettere il filo bianco da S1-D10 a P1-3 (S1), facendolo passare attraverso la sfineratura rettangolare praticata nel telaio.

7. Connettere il filo bianco da S1-C1 a P3-2 (C).

8. Raccorciare a 2,5 cm per parte i terminali del condensatore C8 da 0,25 μ F e connetterlo da P3-2 (S2) a P1-2 (S1). L'armatura esterna va connessa

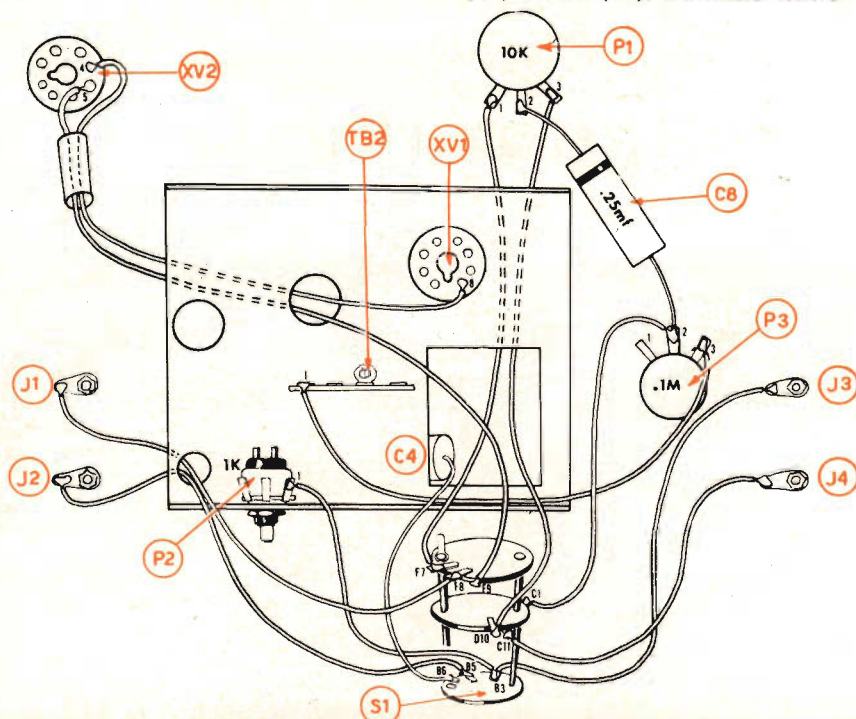


Fig. 18 - Cablaggio inferiore del telaio.

a P1-2. Effettuando la saldatura su P1-2 accertarsi che, nel contempo, venga saldata anche la prolunga di massa che deve far capo al terminale 2.

9. Saldare la prolunga di massa sotto il potenziometro P3 al terminale 1. Usare eventualmente un pezzetto di filo nudo per ancorarla.

10. Connettere il filo rosso da S1-C11 a J4 (S1).

11. Connettere il filo rosso da S1-F7 a P1-1 (S2) facendolo passare attraverso la sfinestratura rettangolare del telaio.

12. Connettere il filo verde da S1-F8 a J1 (S1). Far passare il filo attraverso il foro circolare praticato a lato di P2.

13. Connettere il filo verde da XV2-5 a S1-F9 (S1). Far passare il filo nel foro circolare disposto verso il centro del telaio.

14. Da ultimo connettere il filo rosso da XV2-4 a XV1-8 (S3).

COLLAUDO FINALE

Si inserisca la valvola 6X5, V₁ nello zoccolo octal, sul telaio.

Si allineino le manopole di comando come segue:

a) Fissare provvisoriamente una manopola all'albero di comando del potenziometro P₂ del Fattore di Potenza. Per prima cosa ruotarla in senso orario per accertare che sia in posizione « AC ON » (cioè in servizio) quindi ruotarla in senso antiorario sinchè non sia disposta su posizione « AC OFF » (fuori servizio). Lasciare ora la manopola su questa posizione. Allentare la vite di fissaggio, allineare l'indice della manopola medesima sulla posizione « 0 » della scala del Fattore di Potenza e stringere la vite di bloccaggio all'albero.

b) Fissare una manopola al commutatore di « Portata » (RANGE) e ruotarlo nella posizione estrema antioraria. Allentare ora la vite di fissaggio, ed allineare il bottone con la posizione 10 pF - 5000 pF sul quadrante frontale relativo e stringere la vite di bloccaggio. (La stessa vite deve fare presa sulla parte « piatta », fresata sull'albero del commutatore. Se ciò non si verifica, si allenti il dado da 3/8 che stringe il commutatore¹ S₁ e si ruoti lo stesso commutatore sinchè la parte piatta venga ad essere nella posizione che si

accorda con l'orientamento dell'indice sulla portata prescelta).

c) Stringere ora una manopola sul potenziometro P₃, regolatore di tensione (voltage) e ruotarlo del tutto in senso orario. Allentare quindi la manopola, allineare la linea di fede con la gradazione 500 sul quadrante relativo e tornare a stringere la vite a fondo.

Connettere un ohmmetro tra il + B (V1-8) e la massa, la resistenza misurata non deve essere inferiore a 50 kΩ e nemmeno deve variare quando il commutatore « RANGE », S₁, viene ruotato lungo l'arco delle sue portate. Si connetta quindi l'ohmmetro dal — B (V1-3 o 5) alla massa; la resistenza non deve essere inferiore a 60 kΩ nè deve variare se S₁ viene ruotato, come sopra. Se non si verifica alcuna delle condizioni sovraesposte si controlli il circuito dalla parte del + B o del — B. Non si applichi tensione di rete sinchè non si è riparato il guasto.

CALIBRAZIONE. Accendere lo strumento ed attendere alcuni minuti che si riscaldi a temperatura di regime. Ruotare il commutatore di Portata (RANGE), S₁, su posizione 5 kΩ - 5 MΩ e connettere ai morsetti J₁ e J₂ il resistore da 200 kΩ (0,2 MΩ), di precisione, da usare per la taratura dello strumento. I morsetti J₁, J₂ sono caratterizzati dalla dicitura « CAP-RES-TEST ». Fissare ora leggermente la manopola centrale, ad indice trasparente, all'albero del potenziometro P₁. Ruotare lo stesso finchè l'occhio magico rivela la massima apertura (condizione di bilanciamento perfetta del Ponte 950 B). Mantenendo ora fermo l'albero di P₁ si faccia ruotare l'indice sinchè lo stesso si sovrappone esattamente a 0,2 MΩ (posizione verticale dell'indice) sul quadrante centrale. Si blocchi subito la vite di fissaggio della manopola, dopo aver ricontrollato la condizione di equilibrio del ponte. Se l'occhio magico mostra sempre la massima divaricazione il bloccaggio è esatto e il ponte può considerarsi perfettamente calibrato. Allentare i due morsetti J₁, J₂ rimuovere il resistore campione e riportarlo in luogo sicuro per ogni eventuale controllo.

Inserire i quattro piedini di gomma sul fondo della cassetta e poi si monti la maniglia (fig. 19).

Far passare il cordone di alimentazione nella feritoia apposita, sul retro della cassetta ed inserire lo strumento nella stessa.

SERVIZIO ED IMPIEGO DELLO STRUMENTO

Preliminari

Inserire la spina di rete in una presa a $105 \div 125$ V c.a. $50 \div 60$ Hz (220 se il trasformatore di alimentazione è dotato di avvolgimento primario speciale). Ruotare il Potenzimetro di destra (P2) del "Fattore di Potenza" in senso orario, dalla posizione "AC-OFF" (Spento). Attendere qualche minuto perchè lo strumento raggiunga la temperatura di regime e l'occhio magico si illumini del suo colore verde caratteristico.

CONNESSIONI: Il componente sotto esame, sia esso resistivo capacitivo o induttivo, va sempre connesso ai morsetti J1 ed J2, di destra. Nel caso di condensatori elettrolitici il terminale positivo **deve** essere connesso al morsetto + ed il negativo al —. Nelle misure per confronto, il componente "campione" è connesso ai morsetti J3 e J4 di sinistra mentre, di norma, il componente sotto esame va stretto tra i morsetti J1 e J2, a destra. Se il componente da controllare è connesso in un circuito è **necessario** sconnetterlo almeno per un estremo dal circuito stesso, in modo che la misura non venga influenzata da altri componenti circuitali. Per misurare una capacità ridottissima, sarà necessario rimuoverla completamente dal circuito e connetterla direttamente sui morsetti di destra.

Letture dei valori dei componenti

In tutte le misure dei valori dei componenti, sia ottenuti direttamente per lettura delle scale resistive o capacitive, relative alla gamma richiesta, sia sulla scala di comparazione, le letture vengono effettuate spostando il Commutatore S1 di "Range" (Gamma) su quella gamma di valori che è ritenuta la più probabile (la scala di comparazione ha un solo valore) e quindi, ruotando il bottone ad indice di P1 sinchè il ponte viene ad essere bilanciato (l'occhio magico si apre).

Il bilanciamento si raggiunge così: quando il ponte è nettamente fuori bilanciamento tutta l'area attiva dell'occhio magico è verde, con uno stretto settore radiale più luminoso, dovuto alla sovrapposizione dei due settori. Quando l'indice si avvicina al punto di bilanciamento, per prima cosa sparisce la "sovrapposizione" ed è sostituita da un settore d'ombra o comunque più scuro. Più l'indice si avvicina al punto di bilanciamento, più largo diviene il settore d'ombra; se si supera il punto critico il settore si restringe di nuovo. Il punto dell'indice riferito alla scala prescelta, nel quale l'angolo di ombra raggiunge il massimo, corrisponde al punto di bilanciamento, ed ivi va letto il valore cercato.

Nelle due gamme capacitive maggiori (fig. 3 e 4) il Potenzimetro P2 del "Fattore di Potenza" viene inserito nel braccio del condensatore campione del ponte per consentire il bilanciamento della resistenza interna in serie, frequentemente presente nei condensatori elettrolitici. La manopola di P2, POWER FACTOR, deve essere perciò ruotata contemporaneamente alla manopola di comando di P1, allo scopo di poter raggiungere la condizione di perfetto bilanciamento del ponte. Lo stesso potenziometro P2 deve però essere spostato su "O" mentre l'indice di P1 è ruotato alla ricerca del bilanciamento capacitivo. Se la resistenza interna, in serie, del condensatore che deve essere misurato è apprezzabile, l'angolo d'ombra, in condizione di "zero" capacitivo, può essere minore del normale. Quando ciò si verifica, il Potenzio-

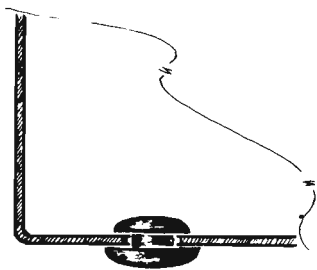


Fig. 19 - Particolare del montaggio dei piedini di gomma sul fondo della cassetta.

metro P2 va ruotato, in senso orario finchè l'angolo d'ombra raggiunge il suo valore normale massimo. Il Fattore di Potenza percentuale del condensatore può essere allora letto sulla scala di destra, relativa al potenziometro P2.

Nota: Il fattore di potenza esprime la dissipazione di potenza in un condensatore, dovuta alla sua effettiva resistenza interna, in serie. Nelle applicazioni per filtri, il fattore di potenza riduce la capacità misurata come segue: al 20% la capacità effettiva è il 98% del C misurato; al 30% la C effettiva diviene il 95% del C misurato; al 50% la C effettiva è l'87% della capacità misurata.

Se una capacità o una resistenza presenta un valore inferiore al minimo leggibile sulla gamma usata, si deve ricercare un diverso bilanciamento nel settore "fuori scala" antiorario, dal più basso valore marcato sul quadrante o l'angolo d'ombra si allargherà solamente quando l'indice del potenziometro P1 raggiungerà la massima rotazione antioraria (eccetto nelle gamme espanse).

Se un condensatore di capacità incognita è "aperto" o se un resistore di valore sconosciuto è in cortocircuito, quanto sopra si verificherà solo quando il Commutatore di Gamma S1 sarà stato ruotato sulla gamma più bassa, sia dei valori capacitivi sia dei valori resistivi.

Se invece il valore di una resistenza incognita o di un condensatore parimenti incognito è maggiore del massimo valore segnato sulla scala usata, nei due casi di bilanciamento si otterrà nel settore estremo destro oltre il maggiore valore marcato sulla scala o l'angolo d'ombra si allargherà al massimo solo quando l'indice della manopola si sarà avvicinato al valore massimo della rotazione destrorsa.

Se un condensatore di capacità incognita è "in corto", o se un resistore altrettanto ignoto è interrotto, la condizione precedente si verificherà allorché il commutatore S1 di "RANGE", sarà stato ruotato sulla portata più alta capacitiva o resistiva.

Nota: Per rilevare il valore corretto di condensatori di capacità estremamente piccola, il valore della capacità distribuita di cablaggio dello strumento va sottratta dalla lettura ottenuta. Una compensazione siffatta è richiesta praticamente in tutti gli strumenti di questo tipo. Per misurare la capacità distribuita di cablaggio ruotare S1 sulla scala capacitiva più bassa (10 pF — 5000 pF) e regolare l'indice della manopola di P1 accuratamente, per l'esatto bilanciamento, con i terminali J1-J2 dello strumento liberi da ogni connessione. Durante l'operazione va osservato, molto attentamente e da vicino il tubo V2 (1629) per determinare esattamente il punto in cui si manifesta il maggiore angolo d'ombra. Se la lettura della capacità distribuita di cablaggio mostra un valore minore di 10 pF (fondo scala) la cosa può essere tran-

quillamente ignorata e nessuna compensazione si richiede in pratica.

L'interpretazione della lettura sulla scala dei rapporti, quando lo strumento viene usato come Ponte di comparazione, dipende dal tipo dei componenti che vengono confrontati. **Quando si devono confrontare induttanze o resistenze si divida** il valore conosciuto dell'elemento campione per il valore letto sulla scala dei rapporti onde ricavare il valore incognito.

Quando devono essere confrontate delle capacità, si moltiplichino il valore noto dell'elemento campione per il valore letto sulla scala dei rapporti per ricavare il valore incognito. In pratica è inutile commutare S1 su posizione "Comparator" per misure di resistenza o di capacità il cui valore è compreso nella gamma delle misure dirette dello strumento. È invece utilissimo, per misurare componenti dall'aspetto esterno di resistori e condensatori, fare ricorso alle scale con portata diretta, mentre, per impedenze, trasformatori, altoparlanti e bobine, il metodo di misura mediante la scala di comparazione è senz'altro da preferire.

PROVE DI DISPERSIONE

Per la prova di "dispersione" (sinonimo di perdite) dei condensatori a carta, a mica o ceramici ruotare il selettore S1 "RANGE" su posizione "PAPER-MICA TEST" (prova dei condensatori a carta o a

TAVOLA DELLE RESISTENZE

Valvola	Piedino N°							
	1	2	3	4	5	6	7	8
6X5 V1	—	0	100 kΩ	INF	100 kΩ	—	0	> 60 kΩ
1629 V2	—	0	1 MΩ	68 kΩ	10 MΩ	—	0	0

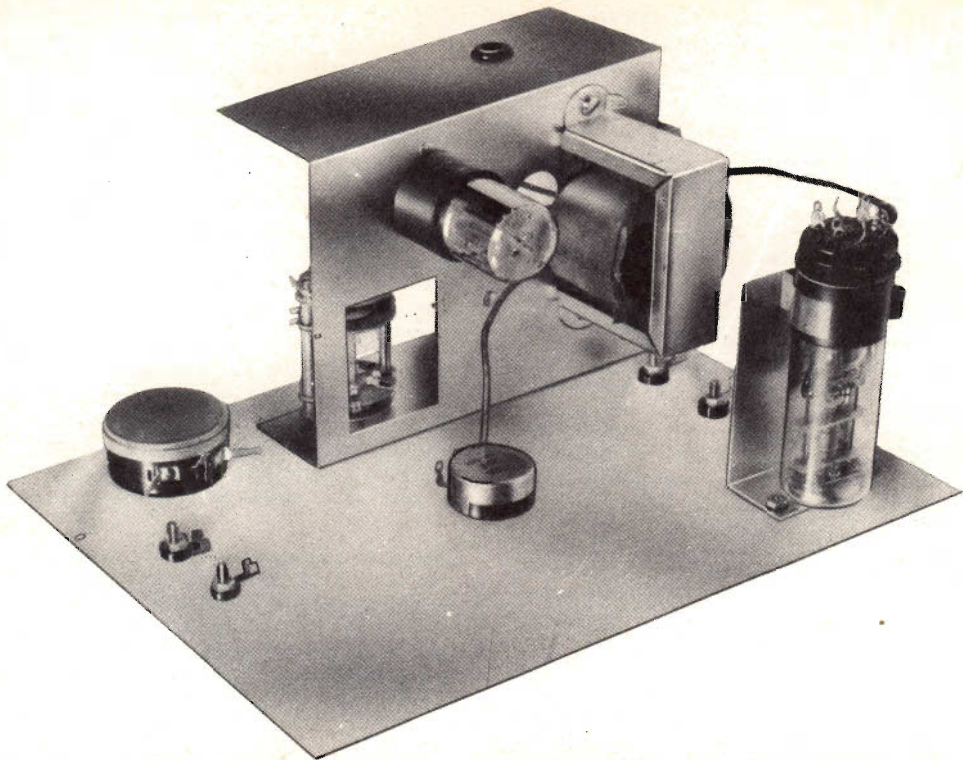
INF = resistenza infinita

Tutti i valori di resistenza misurati ai piedini di V1 e V2 sono riferiti alla massa del telaio.

TAVOLA DELLE TENSIONI

Valvola	Piedino N°							
	1	2	3	4	5	6	7	8
6X5 V1	—	6,5 V	—	—	—	—	0	220 V
		c. a.						c. c.
1629 V2	—	13 V	30 V	220 V	—	—	—	—
		c. a.	c. c.	c. c.				

Tutte le resistenze e le tensioni sono misurate verso massa con Tester Triplett 630 A o strumento analogo. L'interruttore S2 coassiale a P2, va portato in posizione diversa da AC OFF.



Veduta superiore del Ponte comparatore R-C 950 B in fase di montaggio.

mica). Per la prova di "dispersione" dei condensatori elettrolitici ruotarlo su posizione "ELECTROLYTIC TEST" (prova dei condensatori elettrolitici). In entrambe le prove iniziare **sempre** con il potenziometro P3 di controllo della tensione, (VOLTAGE) su posizione 0 (tutto ruotato in senso antiorario). Il condensatore in esame, sia esso a carta, ceramico, o a mica, sia elettromagnetico, viene sempre connesso ai morsetti di destra J1, J2, esattamente come nella misura della capacità. Ci si accerti subito, prima di iniziare le prove, che il terminale positivo del condensatore elettrolitico sia connesso al morsetto segnato + (superiore) e che quello negativo sia stretto nel morsetto contrassegnato — (inferiore). Altrimenti non solo la prova di dispersione non avrà più valore, ma il condensatore elettrolitico sotto esame rischierà di uscirne seriamente danneggiato. Durante il conl'angolo d'ombra tenda al **massimo**, il che costituisce il punto di riferimento per la prova di dispersione. Quando l'angolo d'ombra si segua l'occhio magico e ci si accerti che la condizione "normale" o di "non dispersione", nelle misure omonime. Se l'angolo d'ombra scompare del tutto e non riappare ciò denota che il condensatore presenta perdite eccessive. Non occorre che l'angolo d'ombra tenda ad espandersi al massimo, originariamente, perché il condensatore in esame debba essere giudicato buono.

Dal momento che questi controlli sono molto sensibili, una lieve dispersione in condensatori aventi valori capacitivi superiori a 0,1 μ F può anche determinare solo un piccolo angolo d'ombra in sede di con-

trollo. Tutto ciò è normale anche con un condensatore in buono stato, pertanto il riapparire anche di un piccolo angolo d'ombra dimostra che il condensatore in esame è efficiente. Solamente la **completa** assenza o il non riapparire dell'angolo d'ombra, in fase di controllo, indica che il condensatore in esame presenta perdite eccessive.

ATTENZIONE: Scaricare sempre il condensatore sotto prova prima di sconnetterlo dai morsetti dello strumento, ruotando il potenziometro P3 di controllo della Tensione su 0.

NOTA RELATIVA ALLE PROVE DI DISPERSIONE DEI CONDENSATORI Elettrolitici

La corrente iniziale di dispersione in un condensatore elettrolitico è funzione del suo stato di vitalità (durata); essa però non denota in senso assoluto le condizioni di lavoro del condensatore. Quando si effettua la "prova di dispersione", un tempo sufficiente deve trascorrere perché la corrente omonima raggiunga il suo valore normale. Le istruzioni della Casa che costruisce il condensatore serviranno di guida nella misura della corrente relativa al condensatore in esame, per una data tensione in c. c., dopo che la stessa sarà stata applicata al condensatore per almeno cinque minuti, più un minuto per ogni mese di magazzino.

SEMPLICI SISTEMI DI TELECOMANDO CON LA LUCE

Non esiste alcuna necessità di ricorrere all'impiego di sistemi di comando a radio-controllo, per dirigere dei modellini di dimensioni ridotte. I comandi a breve portata possono essere impartiti facilmente con l'aiuto di raggi di luce.

Il sistema di controllo che stiamo per descrivere, pubblicato su RCM, rappresenta una delle più semplici realizzazioni consentite dall'elettronica. In alcuni circuiti, non è necessario disporre di più di due componenti.

Alla base di un circuito di controllo azionato dalla luce, si trova solitamente un componente noto come resistenza **foto-sensibile**, ossia il cui valore dipende dall'intensità della luce che la colpisce. Questo tipo di resistenza ha la prerogativa di offrire un valore resistivo assai elevato ad una corrente di qualsiasi polarità, e — tuttavia — di offrire una resistenza assai più ridotta alla medesima corrente, quando un raggio di luce ne illumina la superficie esterna. L'intensità della corrente che passa attraverso questa resistenza dipende dal valore resistivo offerto dal foto-elemento. Maggiore è l'intensità della luce, più intensa è la corrente che scorre.

Esistono tipi di motorini elettrici di dimensioni molto ridotte, che possono essere messi in funzione direttamente mediante una foto-resistenza, ma questi elementi rientrano nella categoria di quelli che necessitano di una sorgente di luce molto intensa, per ridurre il valore della loro resistenza ad un valore sufficientemente basso per consentire il passaggio della corrente necessaria affinché il motore possa far funzionare qualsiasi dispositivo con la necessaria energia meccanica.

Questo tipo di collegamento è tuttavia proporzionale, in quanto maggiore è l'in-

tensità della luce, maggiore è la velocità di rotazione del motore. Vedremo più avanti come questo principio di proporzionalità possa essere sfruttato.

I motori di maggiori dimensioni implicano l'aggiunta di uno o due transistori nei circuiti associati al foto-elemento, per consentire il passaggio di una corrente più intensa. Un unico transistore — del tipo adatto all'impiego nei circuiti di commutazione (OC83 o similare) — è solitamente sufficiente per i modelli piccoli: ad esempio, per far funzionare un micro-bus delle dimensioni di una scatola di fiammiferi, si può usare un circuito simile a quello illustrato alla **figura 1**.

I circuiti che possono essere comandati dalla luce sono di gran lunga alla portata dei dilettanti: un foto-elemento (ad esempio il tipo Mullard ORP 12) ed un transistore del tipo OC 83 hanno un costo assai limitato. Oltre a questi componenti, può essere necessario impiegare una resistenza fissa, il cui costo ammonta notoriamente a poche lire. Questo è tutto ciò che occorre per la parte elettronica. Esistono in commercio numerosi tipi di motorini elettrici, e le batterie a secco sono a buon mercato.

Se si limita l'attività in questo campo ai veicoli e ad altre applicazioni da usare

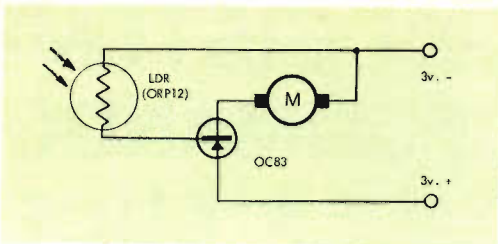


Fig. 1 - Circuito di principio del sistema di comando ottico. Il motorino elettrico (M) viene fatto funzionare da una batteria da 3 V, la cui corrente passa attraverso il transistor OC83. Questo transistor si trova normalmente in stato di semi-interdizione, e la corrente che lo percorre assume un'intensità sufficiente a far funzionare il motorino, solo quando la luce che colpisce il foto-elemento (LDR o ORP12) è tale da diminuirne opportunamente il valore resistivo.

in casa o in giardino, che necessitano di dispositivi di comando a bassa portata, il costo totale di un modellino comandato mediante raggi di luce può essere perciò assai ridotto.

Quali sono le sue limitazioni

Naturalmente, per ottenere questa semplicità occorre sacrificare qualcosa: la portata è infatti assai limitata, il che è di importanza relativamente piccola nei confronti di un modellino di piccole dimensioni.

Oltre a ciò, il sistema è sensibile alle interferenze di luce, per cui la luce del giorno costituisce la necessità di provvedere ad un adeguato sistema di schermaggio.

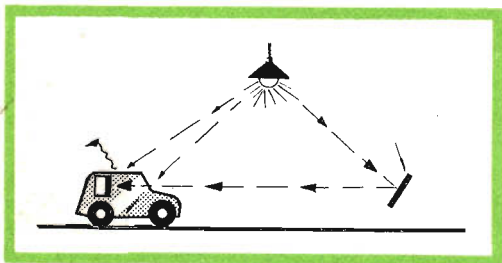


Fig. 2 - Principio di funzionamento del sistema. La luce sfruttata è quella emessa dalla lampada che illumina l'ambiente. Essa viene riflessa contro l'elemento fotosensibile ad opera di uno specchio, oppure lo colpisce direttamente, sempre attraverso il vetro del parabrezza. Quando però il tetto dell'abitacolo intercetta la luce diretta, il modellino si ferma.

L'elemento foto-sensibile deve essere montato in modo tale da non risultare « cieco » nei confronti delle sorgenti di luce destinate a comandarne i movimenti, e ciò può costituire un vantaggio nei casi di controllo direzionale con alcuni modelli.

Vantaggi

Gli elementi foto sensibili reagiscono al raggio di luce prodotto da una torcia, per cui l'apparecchiatura di « trasmissione », ossia per il dispositivo usato impartire gli ordini, non costituisce un problema, né tecnico né economico. Provvedendo a schermare l'elemento fotosensibile rispetto alla luce che può colpirlo direttamente dall'alto, e riflettendo su di esso la luce proveniente da una comune lampadina appesa al soffitto, ad un livello basso con l'aiuto di un piccolo specchio, è possibile sfruttare — per il funzionamento del sistema di comando — le luci già esistenti nell'ambiente. Durante una normale giornata di pieno sole, è possibile sfruttare in modo analogo la stessa luce solare, sia diretta che diffusa: infatti, un cielo luminoso è già sufficiente a far funzionare il dispositivo, e — in tal caso — è utile disporre di una superficie scura, sulla quale far funzionare il modello, così come illustrato alla **figura 2**, nella quale la sorgente luminosa è costituita da una lampadina.

Un modellino può essere adattato alle condizioni di illuminazione domestica con una determinata sorgente di luce, schermando in modo conveniente la resistenza foto-sensibile. Quest'ultima è sensibile anche ai raggi infra-rossi, per cui un modellino di questo tipo può essere comandato anche mediante raggi invisibili (può anche accadere che esso si comporti esattamente come le falene nei confronti delle lampadine, dirigendosi direttamente contro la stufa elettrica più vicina).

Una resistenza foto-sensibile reagisce anche ai raggi di luce ad impulsi, e questo sembra essere il modo più semplice per controllare la velocità del motore, e per azionare eventuali dispositivi di sterzo.

Un altro notevole vantaggio risiede nel fatto che — per far funzionare un sistema di comando a distanza basato sull'impiego della luce — non occorre alcuna licenza.

Un modellino di micro-autobus

Abbiamo riscontrato che la serie dei veicoli miniatura « Matchbox » contiene un modellino di micro-autobus Volkswagen, che — dopo opportune modifiche — permette l'installazione all'interno di un dispositivo di comando per messa in moto ed arresto, avente le dimensioni di circa 60 mm di lunghezza, e di circa 22 mm di larghezza.

Per la sua realizzazione occorre procedere nel modo seguente: con molta delicatezza, separare i lati per liberare lo chassis, e tagliare trasversalmente il telaio, immediatamente dietro ai perni anteriori. Tagliare le estremità rivettate dell'asse posteriore, in modo da liberare le ruote posteriori, che vengono successivamente inserite a pressione sull'alberello di uscita di un motorino « Nanoperm » 2500 WG, che è già munito di un riduttore ad ingranaggi, con rapporto di 16 a 1, incorporato nell'involucro, e che può essere inserito in uno spazio di poco superiore a 25 mm di lunghezza. Due pezzettini di filo sottile possono servire per ancorare saldamente le ruote sull'asse. Il perno posteriore del motore si appoggia contro il bordo di fondo della carrozzeria, mentre la parte anteriore del motore può essere sostenuta mediante un tratto di corda da pianoforte, del diametro di 0,65 mm, sagomato a forma di staffa, ed inserito nei fori di fissaggio frontali dello chassis praticati nella carrozzeria, che corrispondono alla parte anteriore segata del telaio. Alla parte anteriore di quest'ultimo viene aggiunto un fermo, che può essere applicato anche alla carrozzeria, avente il compito di impedire che le ruote anteriori possano rientrare.

Nella parte superiore della carrozzeria è possibile inserire a pressione due pile del tipo a stilo, collegate in serie tra loro. Il motore ed i componenti del circuito elettrico vengono quindi collegati tra loro,

e devono essere asportati insieme alla parte anteriore del telaio, ogni qualvolta occorre sostituire le batterie.

Il micro-autobus così equipaggiato può servire soltanto per periodi di funzionamento assai brevi, in quanto la durata delle batterie è estremamente ridotta (circa 10 minuti). Un veicolo di dimensioni leggermente maggiori permetterebbe l'installazione di batterie con maggiore capacità, ma — in tal caso — esulerebbe dall'obbiettivo che si siamo proposto, ossia dal nostro concetto di realizzare un modellino in minatura.

Il transistor e la resistenza foto-sensibile sono rivolti verso la parte anteriore del motore, ed il foto-elemento deve essere diretto con la parte sensibile verso il parabrezza.

Sotto questo aspetto, il tipo PG 023.07 consente una maggiore comodità, in quanto l'elemento ORP 12 presenta uno spessore maggiore, per cui risulta difficile metterlo nella posizione corretta. Precisiamo però che, se viene messa in posizione orizzontale, la luce che riesce ad entrare attraverso il parabrezza, con un angolo di circa 54°, è insufficiente per consentire un funzionamento soddisfacente.

Collegamento

Il terminale positivo della batteria (da 3 volt) deve essere munito di un tratto di conduttore flessibile, ad esso saldato, della lunghezza di circa 13 mm, internamente vuoto (a tubetto). Questo collegamento deve essere tagliato al vivo alla estremità opposta, nella quale — senza saldatura — deve essere inserito il terminale del transistor facente capo all'emettitore.

Il terminale negativo della batteria deve essere invece munito di un conduttore flessibile della lunghezza approssimativa di 25 mm. L'estremità opposta deve essere denudata e stagnata, dopo di che viene piegata ad uncino, in modo da collegarla ad una delle pagliette delle spazzole del motorino, per poter servire come interruttore. Un secondo conduttore, saldato alla

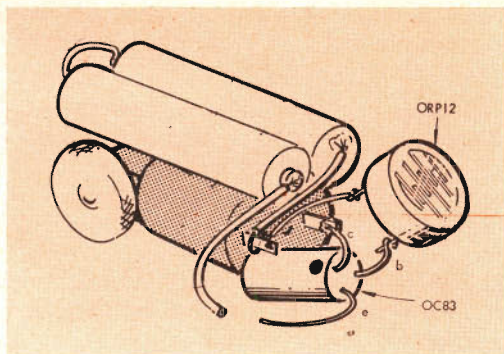


Fig. 3 - Disegno illustrativo della reciproca posizione del fotoelemento, del transistor, del motorino e delle batterie. Il terminale positivo della batteria è costituito da un conduttore internamente cavo, nel quale viene inserito il terminale del transistor facente capo all'emittitore. In tal modo si realizza un semplice interruttore.

medesima paglietta della spazzola, viene collegato mediante saldatura ad un polo della foto-resistenza ORP 12. Il secondo terminale di quest'ultima viene successivamente saldato al terminale di base del transistor, il cui collettore fa capo infine alla seconda spazzola del motorino.

Occorre fare attenzione all'esattezza di queste connessioni: il transistor può deteriorarsi se la polarità della batteria viene invertita, mentre sia il motore che la resistenza foto-sensibile possono essere collegati nel senso opposto. La **figura 3** illustra la realizzazione pratica dei collegamenti, mentre la **figura 4** illustra il metodo di adattamento del complesso al modellino.

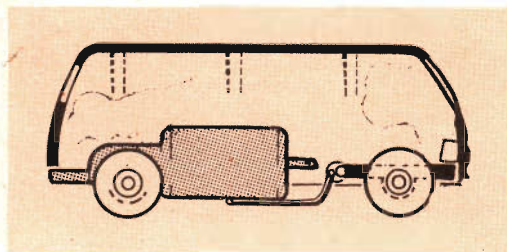


Fig. 4 - Veduta in sezione del modellino, illustrante la posizione del motorino provvisto di riduttore. Lo spazio libero all'interno può essere sfruttato per l'installazione del transistor, del fotoelemento (rivolto verso il parabrezza), e delle batterie.

Il comando

In un ambiente con buona illuminazione, il modello si mette in moto, e continua a funzionare fino al momento in cui su di esso viene a cadere una zona d'ombra, ciò che può accadere sia stendendo la mano al di sopra del modellino, sia dirigendo in altra direzione la lampadina che illumina l'ambiente.

Una lampada regolabile da tavolo costituisce un buon « trasmettitore » per comandare questo modellino, e — se quest'ultimo viene messo su di un piccolo tavolo, e se la lampadina illumina soltanto la parte centrale del suddetto tavolo, sempre che la illuminazione ambientale totale non sia troppo intensa — il modellino si fermerà automaticamente, prima di arrivare al bordo del tavolo. Questo tipo di funzionamento si presta per eseguire diversi giochetti.

Se si tiene una lampada del tipo a torcia anteriormente al modellino, e se il raggio di luce da essa prodotto viene diretto contro il parabrezza, il micro-autobus si dirigerà contro la suddetta torcia, fermandosi non appena il tetto della carrozzeria viene a trovarsi in posizione tale da intercettare il raggio.

Spostando la torcia anteriormente al modellino, si potrà notare che esso segue lentamente il raggio di luce, oppure con la sua massima velocità, a seconda dell'intensità del raggio stesso. Con ogni probabilità, il movimento avverrà a scatti, ma — tuttavia — sempre in modo proporzionale all'intensità del raggio.

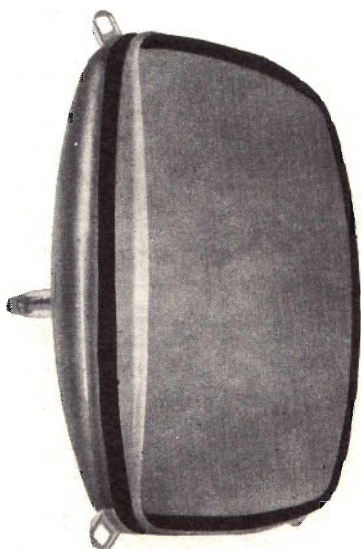
Quello ora descritto costituisce una forma primitiva di comando proporzionale, e fornisce l'impressione che il modellino venga mosso con sistema di trazione ad opera di un forte campo magnetico.

Il modellino può spostarsi soltanto in linea retta, in quanto l'applicazione di un sistema di sterzo in così piccole dimensioni appare assai difficile se non impossibile. I modelli di maggiori dimensioni possono essere invece muniti di un sistema di sterzo, o persino di un sistema di comando multiplo, basato sul medesi-

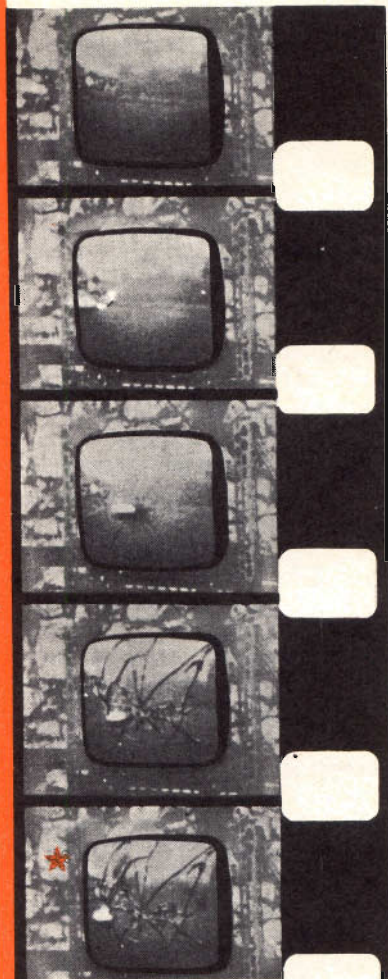
I TIPI DI CINESCOPI AUTOPROTETTI RAYTHEON-ELSI SONO STATI APPROVATI DAI PRINCIPALI ENTI MONDIALI DEL SETTORE TRA I QUALI L'UNDERWRITER LABORATORIES, IL CANADIAN STANDARDS, IL VERRAND DEUTSCHER ELEKTROTECHNIKER (VDE). OTTEMPERANO ALLE NORME SULLA SICUREZZA DEI TELEVISORI SECONDO LE PRESCRIZIONI CNR/CEI/AEI (12/11 EDIZ. VIII-63 CAP. 3° SEZ. 121

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 Ø2" 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

mo principio. Ciò in quanto — con una sola torcia o con una sorgente analoga di luce — è possibile trasmettere ordini di varia natura.

Con l'aggiunta di altri stadi di amplificazione, è possibile inserire dei filtri colorati sull'elemento foto-sensibile, munendo il « trasmettitore » di lampade colorate in modo corrispondente per ciascun canale.

In applicazione di questo genere, è possibile realizzare in pratica soltanto tre canali, in quanto la possibilità di discriminazione della luce colorata può essere paragonata a quella di una pellicola a colori: ci riferiamo al fatto che un filtro di colore giallo-verde respinge le tonalità rosse ed azzurre: un filtro di colore arancio respinge le tonalità rosse e color malva, mentre un filtro di colore viola respinge le altre due tonalità di colore.

Usando dei filtri in Polaroid (come gli occhiali da sole in plastica del tipo anti-abbagliante), è possibile far funzionare due canali. I filtri possono essere disposti ad angolo retto tra loro, in modo da consentire soltanto il passaggio di una luce di polarità corrispondente. Spostando la torcia per un angolo di 90° in direzione assiale, si otterrà il funzionamento di una foto-cellula oppure dell'altra: togliendo i filtri funzioneranno entrambe contemporaneamente, e — naturalmente — in assenza di luce emessa dalla torcia, il dispositivo verrà completamente disattivato. Per un'applicazione di questo tipo, occorre disporre di una luce di intensità assai maggiore che non nel caso precedentemente considerato.

Esistono numerose combinazioni di questi sistemi, che possono stimolare la fantasia del progettista, e che — entro determinati limiti — sono tutti di realizzazione relativamente facile. Oltre a ciò, nulla impedisce di combinare un sistema di radio-comando con un sistema di comando a raggio di luce, usando quest'ultimo soltanto come collegamento in un sistema ad onde radio. Ad esempio, l'impianto radio può far funzionare una lampadina, oppure può determinare l'accensione di un amplificatore a transistor, nel

qual caso è possibile fare in modo che un modellino raggiunga una zona illuminata da un raggio di luce, dopo di che il trasmettitore radio può essere spento, mentre il modellino continuerà a muoversi alla volta della sorgente di luce, completando automaticamente la sua manovra. In tali condizioni, l'impianto radio può essere usato come comando supplementare, e per variare a piacere la direzione del modellino.

I DIVERSI SISTEMI DI CONTROLLO

A questo punto, non è male aggiungere alcuni dettagli sui sistemi di controllo dei veicoli, e sui dispositivi necessari per il loro richiamo, basati sull'impiego di circuiti fotosensibili.

Sterzo

Se si usa un segnale ad impulsi, è possibile usare un motorino elettrico miniatura, con rapporto di riduzione pari all'incirca a 50 a 1, per ottenere l'orientamento delle ruote anteriori, predisponendo un sistema di centraggio a molla, per riportare lo sterzo in posizione neutra. In tal caso, la sorgente di luce viene azionata rapidamente ad impulsi, con una frequenza di circa 10 accensioni al secondo. Ciò può essere effettuato sia mediante un semplice multivibratore, per accendere e spegnere la lampada tramite un transistor di commutazione, oppure mediante un dispositivo ad otturatore non elettronico, che sia in grado di interrompere il raggio di luce in modo da fornire impulsi lunghi o corti, a seconda della sua posizione rispetto alla lampadina.

Questo tipo di intercettatore ad impulsi è notevolmente semplice, in quanto non implica l'impiego di contatti o di relé. Ritieniamo anzi che — in certi modelli radio-comandati — vi siano delle applicazioni di questo tipo di codificazione e di decodificazione.

La frequenza degli impulsi può essere variata per creare una ulteriore possibilità di controllo, come — ad esempio —

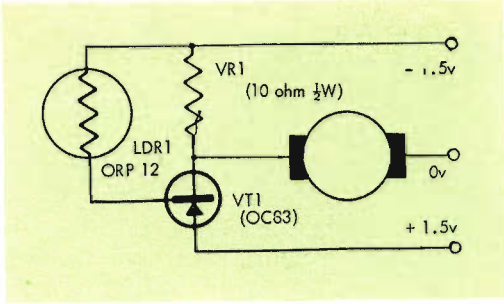


Fig. 5 - Circuito semplificato di un dispositivo per il comando dello sterzo, costituito da un motorino elettrico e da tre soli componenti. In questo caso, il motorino ruota in un dato senso quando l'elemento foto-sensibile viene illuminato, ed in senso opposto quando viene meno l'eccitazione luminosa.

una farfalla ed altri circuiti di discriminazione simili a quelli usati nei normali impianti di radio-comando a funzionamento con caratteristica proporzionale.

La **figura 5** illustra un circuito di comando dello sterzo a bassa potenza, costituito da tre soli componenti: in esso, il motore viene fatto funzionare in una direzione durante la ricezione di un segnale luminoso, ed in direzione opposta quando invece nessuna luce colpisce l'elemento foto-sensibile.

La **figura 6** rappresenta un dispositivo analogo, ma di più semplice realizzazione.

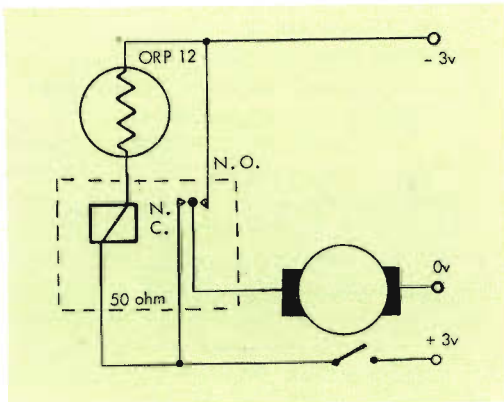


Fig. 6 - Circuito analogo al precedente, di realizzazione più facile sebbene sia lievemente più complesso. In questo caso si fa uso di un relé, avente il contatto di sinistra normalmente chiuso, e quello di destra normalmente aperto. Con questo dispositivo, occorre usare una batteria separata per il comando dello sterzo.

ne, in quanto fa uso di un relé. In questo caso, per il dispositivo di comando dello sterzo, occorre usare una batteria separata.

Un dispositivo ancora più semplice, sebbene in funzionamento non altrettanto preciso quando viene installato su di un veicolo, è quello costituito dal controllo dello sterzo in un solo senso, ottenuto mediante un motore che viene fatto funzionare in una sola direzione per la svolta a destra, mentre viene azionato da una molla di richiamo per ottenere la svolta a sinistra. Per questo tipo di comando, è possibile usare semplicemente il circuito illustrato alla figura 1, sostituendo il motore di sterzo a quello di trazione.

Un funzionamento più dolce, sebbene un po' « elastico », può essere ottenuto con un dispositivo di comando a pesi mobili. In questo caso, una serie di impulsi lunghi di luce determinano una maggiore velocità di rotazione da parte del motore, il che provoca l'apertura dei pesi mobili per forza centrifuga, con la conseguenza che le ruote vengono orientate in modo da ottenere la svolta a destra.

Per contro, gli impulsi di luce di breve durata provocano una lenta rotazione da parte del motore, per cui il dispositivo a pesi mobili si chiude; in seguito a ciò, l'accoppiamento meccanico si allunga grazie all'effetto di una molla di richiamo, e con ciò le ruote vengono orientate per la svolta a sinistra.

Usando un sistema di trasmissione a due canali, con luce polarizzata oppure mediante l'impiego di filtri colorati, o ancora usufruendo di due luci provenienti da due diverse direzioni, è possibile realizzare un sistema di comando progressivo dello sterzo. Nell'ultimo sistema citato, vengono usati due elementi foto-sensibili, per cui è possibile commutare il motorino che fa funzionare lo sterzo, in modo che possa ruotare in una delle due possibili direzioni, usando il semplice circuito illustrato alla **figura 7**.

Tenendo in funzione una sorgente di luce con intensità costante da entrambi i lati, entrambi gli elementi foto-sensibili

fornirebbero contemporaneamente una tensione di polarizzazione, il che porterebbe al deterioramento dei transistori. Di conseguenza, è necessario aggiungere un dispositivo di commutazione che possa essere azionato ad opera delle ruote motrici di un veicolo. Questo dispositivo viene sistemato in modo tale che il collegamento della polarizzazione negativa venga messo in contatto con ciascun elemento foto-sensibile solo alternativamente.

Un commutatore di questo tipo è di facile realizzazione, ed il sistema a cursore illustrato alla figura 7 può essere montato sull'asse posteriore. Assicurarsi che le spazzole siano predisposte in modo tale da evitare che gli elementi foto-sensibili possano risultare collegati contemporaneamente.

Un circuito alternativo, illustrato alla figura 8, può essere applicato in quei veicoli che sono muniti di un solo elemento foto-sensibile; si può fare in modo che questo dispositivo effettui la scansione da un lato all'altro, oppure che esso ruoti, producendo un effetto analogo.

Per dirigere il raggio di luce da un lato all'altro, verso la resistenza foto-sensibile, si può usare uno specchio, e — in tal caso — il contatto mobile provvede a collegare la base del transistor appropriato.

Dispositivo di ritorno

Un sistema di ritorno primitivo, ma che risulti ciò nondimeno assai efficace, è di facile costruzione: si tratta di fare in modo che il modellino tenda a ruotare automaticamente in una data direzione, e che lo sterzo agisca in modo da fargli cambiare direzione quando la sua direzione di moto risulta in linea con il raggio di luce emesso dalla sorgente.

In tal caso, quando il modellino perde la direzione contro la sorgente stessa, continuerà a ruotare finché la incontra di nuovo, per cui continuerà ad avanzare verso la suddetta sorgente, descrivendo una serie di archi.

Se si incorpora un dispositivo di questo tipo in un « robot » che rappresenti

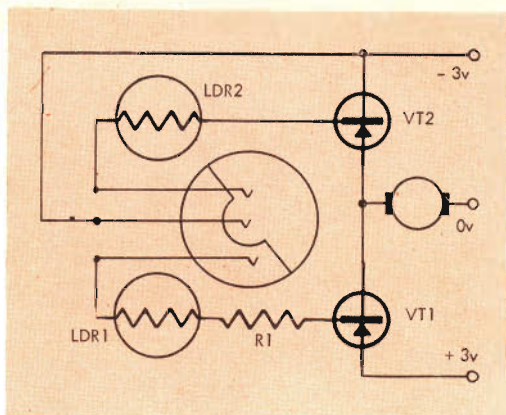


Fig. 7 - Esempio di circuito per il comando dello sterzo in modo da ottenere la possibilità di direzione nei due sensi. Si fa uso di due elementi foto-sensibili, provvisti di filtri con diversi colori. Facendo variare il colore della luce che li colpisce, si aziona uno o l'altro dei due transistori, determinando così la rotazione del motorino in uno dei due sensi. Il dispositivo a commutatore — azionato con una trasmissione meccanica dalle ruote posteriori o motrici — serve per la protezione dei transistori. R1 può avere il valore di 470 Ω , ed i due transistori sono del tipo OC83.

un pupazzo ubriaco, si otterrà un percorso di ritorno assai comico, alla volta della sorgente luminosa.

A tale scopo, si può ancora usare il circuito illustrato alla figura 1, sfruttando il medesimo sistema di sterzo descritto a proposito dello stesso circuito.

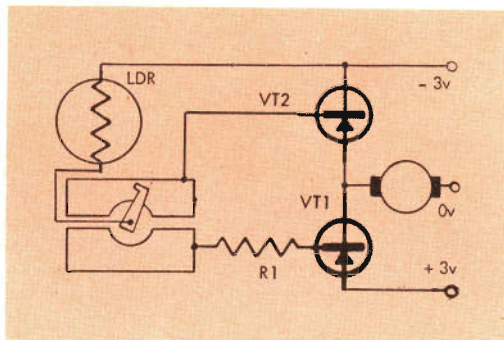


Fig. 8 - Circuito analogo a quello di figura 7, ma impiegante un solo elemento foto-sensibile. In questo caso — anziché mediante due filtri colorati, l'inversione di rotazione del motorino che comanda lo sterzo viene ottenuta commutando la foto-resistenza da un transistor all'altro, mediante un contatto mobile. I valori sono i medesimi adottati nel circuito precedente.



RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

Oscillatore ad un solo transistor modulato a 1000 Hz.

(Da « Radio Electronics »)

Nella riparazione di radiorecettori e di amplificatori di BF col metodo del « Signal-tracing » un generatore di AF e BF da iniettarsi all'entrata o da esaminare all'uscita dello stadio successivo o dello stadio finale, è di grande utilità, tenendo conto anche delle sue minuscole dimensioni, che permettono di incorporarlo all'interno di un tester o di un voltmetro elettronico, estendendone le possibilità di impiego.

Lo schema del generatore qui descritto fornisce un segnale di forma sinusoidale della frequenza di 1000 Hz. Il circuito, illustrato in fig. 1, è del tipo a rete di sfasamento, esclusivamente basato sull'impiego di resistenze e condensatori, che non comporta quindi nessun trasformatore per provocare l'oscillazione del transistor. La rete RC inserita fra collettore e base, determina uno spostamento di fase di 180° fra l'entrata e l'uscita del transistor, che entra in oscillazione. L'ampiezza del segnale risulta notevolmente abbassata per effetto della reazione RC; è perciò necessario scegliere un transistor ad alto gua-

dagno, quale è quello impiegato (2N35 tipo n-p-n, oppure OC140).

La polarizzazione della base è data da R₄, resistenza che introduce anche una contoreazione, migliorando la stabilità del

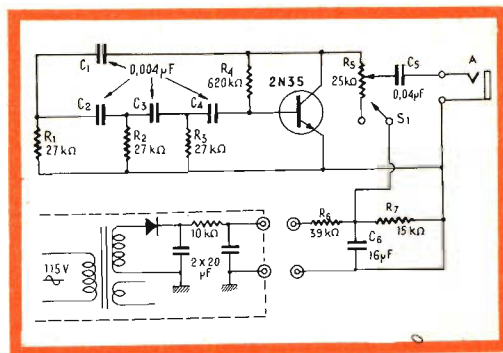


Fig. 1 - Schema del generatore ad un solo transistor; A = jack di uscita.

Componenti

- R₁, R₂, R₃ = 27 kΩ, 5%
- R₄ = 620 kΩ
- R₅ = 25 kΩ, potenziometro con interruttore
- R₆ = 39 kΩ, 10%
- R₇ = 15 kΩ, 10%
- C₁, C₂, C₃, C₄ = 0,004 µF ceramico a disco
- C₅ = 0,04 µF, miniatura
- C₆ = 16 µF 40 V elettrolitico

circuito. È anzi dal valore di questa resistenza che dipendono il livello d'uscita del segnale, l'innesto delle oscillazioni e la distorsione. Un valore di $620\text{ k}\Omega$ è stato trovato ottimo per il transistor 2N35. In questa condizione la massima tensione d'uscita ai capi di una resistenza di carico di $47\text{ k}\Omega$ è risultata di 5 V , con una distorsione di $0,3\%$, alla frequenza di oscillazione di 1075 Hz , mentre l'innesto delle oscillazioni di ampiezza costante, è istantaneo e sicuro alla chiusura del circuito di alimentazione.

Per definire in modo sicuro il valore di R_4 , si può rimpiazzare quest'ultima con un potenziometro, in modo da trovare il valore esatto richiesto dal transistor, per sostituirlo con la resistenza appropriata.

Il segnale è prelevato, tramite un condensatore da $0,04\text{ pF}$, da un potenziometro da $25\text{ k}\Omega$ (R_5) inserito nel circuito del collettore. Il generatore è stato provato con altri tipi di transistori, ma le migliori prestazioni si sono avute con il tipo n-p-n 2N35. L'alimentazione ha luogo con una batteria di pile la cui ten-

sione sia compresa fra 20 e 25 V . Il consumo è di soli $0,5\text{ mA}$ e l'interruzione della corrente ha luogo mediante l'interruttore di cui è provvisto il potenziometro attenuatore.

Frequenzimetro a lettura diretta a transistori

(Da « Radio Electronics »)

La fig. 1 mostra lo schema di un frequenzimetro a lettura diretta, per frequenze comprese fra 200 e 20.000 Hz , con una precisione dell'1%. Le tensioni alternate applicate all'entrata e delle quali si vuole conoscere la frequenza, vengono trasformate in impulsi di forma rettangolare dai condensatori C_1 e C_4 e dalla resistenza di shunt del microamperometro, dopo di che vengono raddrizzate. La tensione di carica fra le armature di C_5 è proporzionale alla frequenza degli impulsi e corrisponde a quella sotto misura. Il microamperometro segna dunque la tensione ai capi di C_5 , il cui andamento è lineare con la frequenza.

L'ampiezza del segnale di cui si vuol conoscere la frequenza deve essere contenuta al disotto di 5 V , per non saturare il transistor. L'impedenza di entrata è di $3.000\ \Omega$.

Per la taratura si inviano all'entrata segnali di frequenza nota. Commutato lo strumento sulla portata 20 kHz ed applicato un segnale di frequenza di poco inferiore a 20 kHz , si regola C_4 in modo da ottenere una lettura corrispondente alla frequenza in esame, per esempio $18\ \mu\text{A}$ per 18 kHz .

Si osserverà che per le frequenze più basse si hanno letture inferiori, non corrispondenti cioè con la deviazione dell'indice dello strumento. Si può rimediare a ciò regolando lo zero del microamperometro sulla posizione $0,25\ \mu\text{A}$. In seguito si commuta lo strumento sulla posizione 2 kHz e si applicano frequenze note comprese entro tale valore, dopo di che si opera regolando la capacità del condensatore C_2 , senza più modificare la posizione fittizia fatta assumere all'indice del microamperometro.

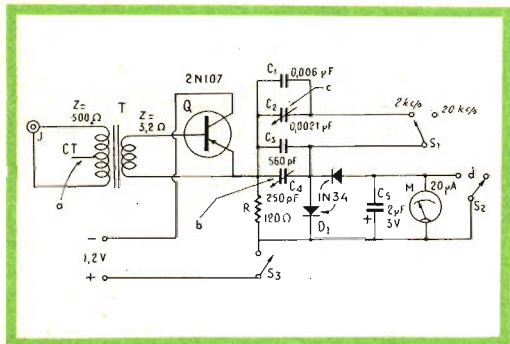


Fig. 1 - Schema del frequenzimetro a lettura diretta; a = presa non utilizzata; b = portata: 20 kHz ; c = portata: 2 kHz ; d = corto circuito.

Componenti

- $R_1 = 120\ \Omega$
- $C_1 = 6.000\text{ pF}$ a carta
- $C_2 = 2.100\text{ pF}$ trimmer a mica
- $C_3 = 560\text{ pF}$ a mica
- $C_4 = 250\text{ pF}$ trimmer a mica
- $C_5 = 2\ \mu\text{F}$, 3 V elettrolitico
- T = trasformatore d'uscita miniatura, prim. $500\ \Omega$, sec. $3,2\ \Omega$

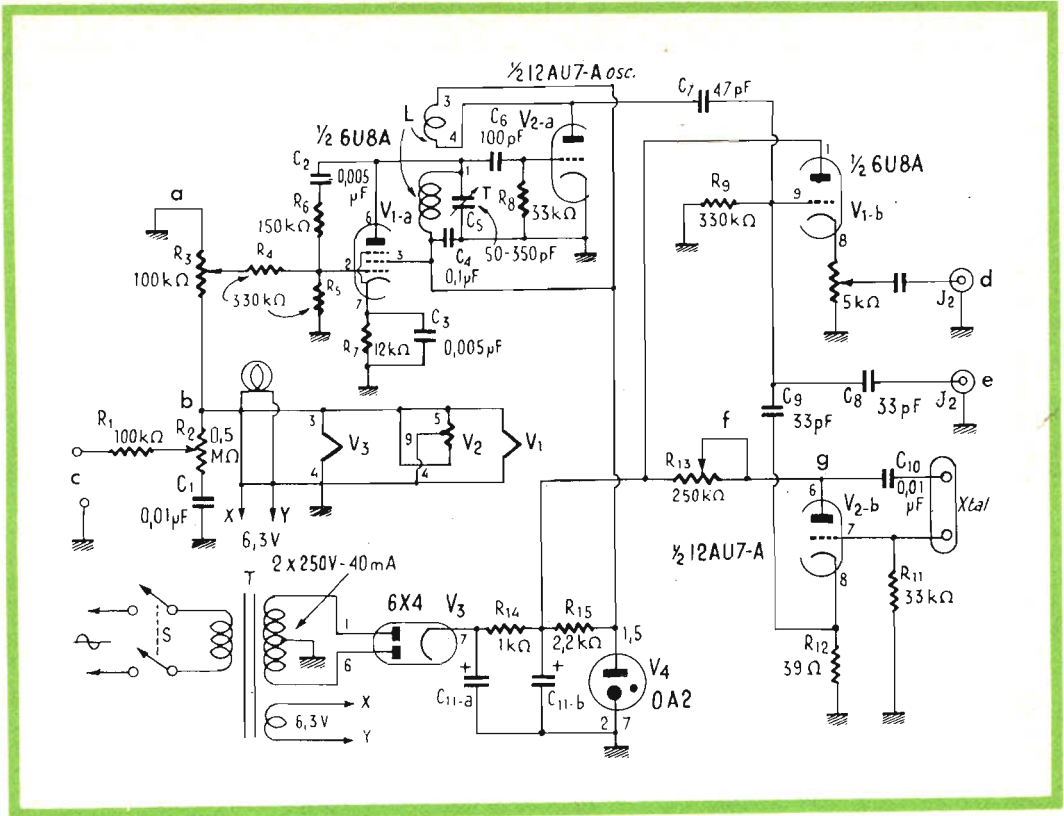


Fig. 1 - Schema elettrico del generatore wobbolato; a = larghezza dello spazzolamento; b = fase; c = uscita sincronizzazione; d = uscita RF; e = marker; f = attenuatori marker; g = oscillatore marker.

L'autore ha ottenuto letture esatte sulle posizioni 16,5 - 8,25 - 4,1 kHz per la portata 20.000 Hz e sulle posizioni 1,65 - 960 - 120 kHz per la portata 2 kHz. Il microamperometro 0 - 20 μ A è consigliabile mantenerlo in cortocircuito quando non viene usato, data la delicatezza dell'equipaggio mobile. Un buon sistema è quello di liberare il cortocircuito con un pulsante da premere al momento della lettura.

I condensatori C1 e C4 sono destinati alla taratura dell'apparecchio e la deviazione dell'indice dello strumento è tanto più grande, quanto maggiore è la loro capacità. Capacità di valore diverso possono essere necessarie per compensare una differente resistenza interna dello strumento.

Generatore di segnali wobbolati per l'allineamento di ricevitori AM

(Da « Radio Electronics »)

L'allineamento degli stadi amplificatori di media frequenza e dei tuner a modulazione di frequenza viene effettuata con un generatore wobbolatore ed un oscilloscopio, ma ben raramente vengono usati questi due apparecchi, basati sul metodo visuale, nell'allineamento di ricevitori a modulazione d'ampiezza, nonostante, oltre ad essere più preciso, risulti anche più rapido.

Il wobbolatore qui descritto è previsto per una frequenza nominale di 455 kHz, frequenza normalmente ricorrente per i circuiti a FI dei radioricevitori AM, con

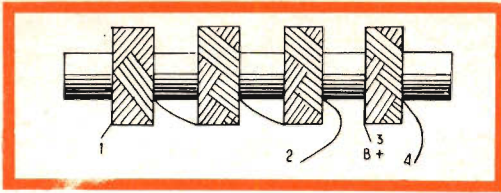


Fig. 2 - Particolare della bobina oscillatrice; 1 = griglia; 2=ritorno di griglia; 4=placca triodo 12 AU7.

una deviazione di frequenza di 30 kHz. Lo schema si vale di un triodo-pentodo tipo 608, di un doppio triodo 12AU7 e di una raddrizzatrice 6X4.

Come mostra la fig. 1, la sezione pentodo della valvola 6U8 è collegata in un circuito a reattanza con cui si ottiene la deviazione di frequenza, mentre l'unità triodo è uno stadio ad uscita catodica. La valvola 12AU7 ha un triodo funzionante come oscillatore di spazzolamento e l'altro triodo funzionante come oscillatore di marcatura a quarzo. Nel circuito di alimentazione è impiegato un tubo regolatore a gas OA2 per la stabilizzazione dell'alta tensione.

La bobina oscillatrice è stata realizzata con una normale impedenza di alta frequenza da 2,5 mH, opportunamente modificata (fig. 2). La modifica consiste nell'interruzione del collegamento fra il terzo e il quarto avvolgimento frazionario. I primi tre avvolgimenti formano il circuito di griglia e il terzo quello di reazione.

L'impiego di questo generatore abbinato all'oscilloscopio è semplice: l'entrata orizzontale dell'oscilloscopio è collegata

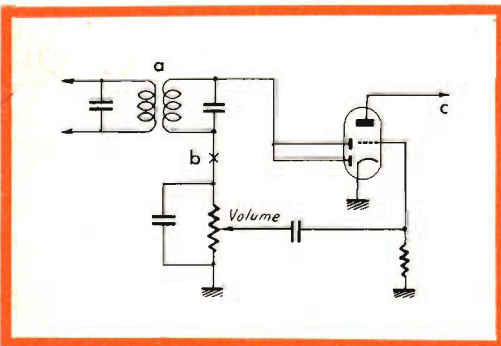


Fig. 3 - Collegamenti del generatore; a = trasformatore MF; b = ingresso verticale dell'oscilloscopio; c = rivelatore e preamplificatore BF.

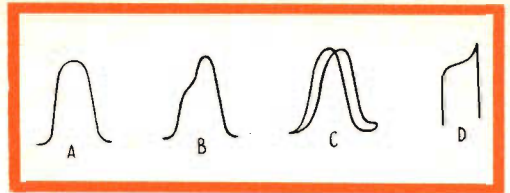


Fig. 4 - Curve di risposta corrette ed errate.

all'uscita sincronizzazione del generatore e l'entrata verticale viene connessa all'uscita del rivelatore del ricevitore sotto taratura.

I segnali ad alta frequenza del generatore wobbolato sono iniettati sulla griglia oscillatrice del convertitore di frequenza dell'apparecchio ricevente, il cui oscillatore deve essere bloccato, cortocircuitando a massa lo statore del relativo condensatore variabile d'accordo. Regolando il livello d'uscita del generatore wobbolato, si ottengono delle curve di risposta come quelle di fig. 4.

Il guadagno dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio deve essere piuttosto elevato, in modo da poter inviare sull'apparecchio in allineamento segnali di alta frequenza di ampiezza limitata e tali da non provocare la saturazione degli amplificatori e per conseguenza la distorsione della relativa curva di risposta. Il segnale del controllo automatico di guadagno della MF deve essere cortocircuitato verso massa.

La regolazione dei nuclei dei trasformatori di MF deve essere eseguita a fasi successive, in modo da ottenere una curva di risposta ideale. I due quarzi del marcatore saranno scelti rispettivamente per le frequenze di 452 kHz e di 457,5 kHz, per permettere di visualizzare i 5 kHz del limite della banda. La curva ideale dovrebbe presentare una caduta di 3 dB alle due estremità della banda, ma essendo praticamente impossibile raggiungere tale risultato, si cercherà di avvicinarsi quanto più è possibile alla curva A di fig. 4, in cui la curva B corrisponde ad un cattivo allineamento, la curva C all'inesatta regolazione del potenziometro di fase R2 e la curva D ad una insufficiente larghezza di banda.

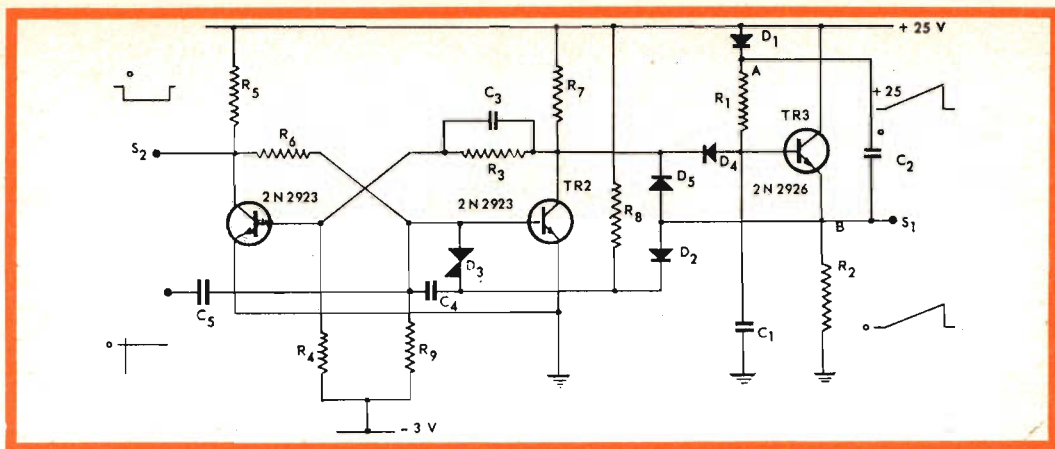


Fig. 1 - Schema di principio del generatore a denti di sega.

Componenti

$R_1 = 100 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 22 \text{ k}\Omega$
 $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_5 = 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_6 = 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_7 = 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_8 = 47 \text{ k}\Omega$

$R_9 = 10 \text{ k}\Omega$
 $C_1 = \text{da determinarsi in funzione del tempo di salita}$
 $C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F}$
 $C_3 = 10.000 \text{ pF}$
 $C_4 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$
 $C_5 = 10.000 \text{ pF}$
 $TR_1, TR_2, TR_3 = 2N2923 \text{ (Planar Epoxy)}$
 $D_1, D_2, D_4, D_5 = 1N645, \text{ oppure } 10J2$
 $D_3 = \text{Zener } 13 \text{ V (112Z4)}$

Generatore di segnali a denti di sega a tre transistori

(Da « Electronique Professionnelle »)

Nello schema di fig. 1 è compreso un circuito di spazzolamento « bootstrap », combinato con un circuito bistabile con un accoppiamento che riporta il bistabile al suo stato iniziale, quando il segnale a denti di sega presente all'uscita, raggiunge un determinato livello. Essendo possibile regolare questo livello, si ottiene una base dei tempi di ampiezza regolabile.

Il circuito « bootstrap » consta del transistor TR3, del diodo D1 e del circuito integratore R1 - C1 ed R2 - C2. La funzione del circuito consiste nel caricare il condensatore C1 (carica di corrente) e quindi nel generare una tensione lineare a denti di sega.

Inizialmente il transistor TR1 non è

conduttore e TR2 è saturato. In tali condizioni la carica di C1 è nulla, mentre C2 è caricato alla tensione di alimentazione. La tensione fra emettitore e massa di TR3 è nulla, essendo esso collegato con collettore a massa.

I transistori TR1 e TR2 costituiscono un circuito bistabile. Un impulso negativo applicato all'entrata e inviato sulla base di TR2 blocca quest'ultimo che, tramite il ponte R3, R4, satura TR1. Mantenendosi il circuito in questo stato e trovandosi polarizzato in senso inverso il diodo D4, il condensatore C1 si carica attraverso R1. Quando la tensione nel punto B diviene eguale a quella del diodo Zener D3, il diodo D2 diventa conduttore e il segnale, così trasmesso alla base di TR2, riporta il circuito bistabile al suo stato iniziale. A questo punto il potenziale del collettore di TR2 è quasi eguale a zero e il condensatore C1 si scarica attraverso D4 e TR2. Il condensatore C2 viene a trovarsi nuo-

vamente connesso all'alimentazione attraverso D1, T5 e TR2. Il condensatore C2 deve avere una capacità molto maggiore di quella di C1, affinché non abbia a scaricarsi durante l'intervallo di spazzolamento. In questa condizione C2 può considerarsi quasi come una pila.

All'uscita del circuito si ha dunque un segnale a denti di sega, sganciato dal segnale d'entrata e la cui pendenza è regolabile da R1 - C1. Dal collettore di TR1 si può prelevare un segnale ad onda quadra della stessa durata di quello a denti di sega.

Le principali caratteristiche dei segnali generati sono:

Tempo di salita, per C1 di 2000 pF = da 50 a 800 μ s (regolabile con R1); per C1 di

0,1 μ F = da 0,6 a 9 μ s (regolabile con R1).

Tempo di ritorno = 150 μ s.

Ampiezza = determinata dal diodo Zener D3.

Caratteristiche del segnale a dente di sega disponibile in S2:

Tempo di salita = 0,2 μ s.

Tempo di discesa = 0,4 μ s.

Ampiezza = determinata dal diodo Zener D3.

Sganciamento = impulsi negativi da 0,3 ad 1 V.

Larghezza = 8 μ s



SOCIETÀ
ITALIANA
COSTRUZIONI
TERMoeLETTRICHE

TUBI ELETTRONICI



Costruzione valvole termojoniche riceventi per
Radio Televisione e tipi speciali.



costruzione di un sintonizzatore fm PER MUSICA DI SOTTOFONDO

La musica di sottofondo che costituisce i programmi « SCA » (Autorizzazione sussidiaria sulle Comunicazioni), che vengono irradiati in America, sempre che venga trasmessa da una o più emittenti locali funzionanti a modulazione di frequenza, può costituire la fonte di molte ore di piacevole ascolto in casa.

Sostanzialmente, lo scopo delle trasmissioni « SCA » è del tutto analogo a quello per il quale — nel nostro Paese — viene effettuata l'irradiazione dei programmi in Filodiffusione, con la sola differenza che non viene sfruttata la rete telefonica.

In queste note, tratte da « Electronics World », viene descritta la costruzione di un semplice adattatore a transistori, da usare con i sintonizzatori a modulazione di frequenza, per consentire la ricezione in casa dei suddetti programmi. Si tratta — in sostanza — di un metodo completamente nuovo per la demoltiplicazione nei confronti dei programmi « SCA ».

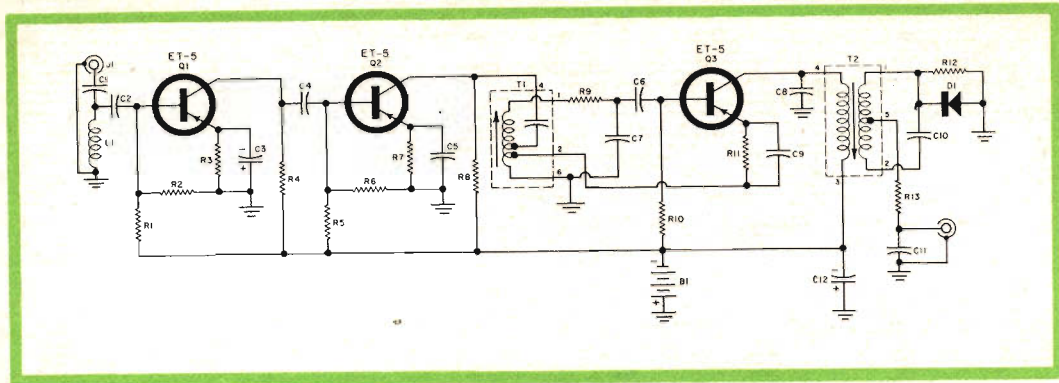
Precisiamo innanzitutto che la ricezione di questi programmi particolari deve essere circoscritta all'ambiente domestico, e che non è consentita alcuna applicazione commerciale a scopo di lucro o altro, quale può essere la diffusione di programmi musicali nei magazzini di vendita al dettaglio, negli ambienti di lavoro, ecc.

Fin dalla prima introduzione negli Stati Uniti di questo sistema di trasmissione, sono stati presentati numerosi progetti di circuiti per l'ascolto dei programmi SCA. Ciascuno di essi comprende sistemi noti per la rivelazione della modulazione di frequenza. Tali sistemi possono essere clas-

sificati in due gruppi, vale a dire l'eterodina-discriminatore, detto anche rivelatore a rapporto se realizzato con una lieve modifica di circuito, ed il rivelatore decodificatore a contatore.

Sebbene questi metodi di demodulazione funzionino tutti in modo soddisfacente, essi — tuttavia — non eliminano completamente i problemi che continuano ad infastidire l'ascoltatore. Tra i suddetti problemi, i principali sono i seguenti:

1 - La separazione di demoltiplicazione. In altri termini, l'inadeguato filtraggio del programma del canale principale.



ELENCO DEI VALORI

$R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, 0,5 W
 $R_2, R_{12} = 10 \text{ k}\Omega$, 0,5 W
 $R_3, R_7, R_9 = 1 \text{ k}\Omega$, 0,5 W
 $R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega$, 0,5 W
 $R_5 = 47 \text{ k}\Omega$, 0,5 W
 $R_6, R_{13} = 15 \text{ k}\Omega$, 0,5 W
 $R_8 = 3,3 \text{ k}\Omega$, 0,5 W
 $R_{10} = 220 \text{ k}\Omega$, 0,5 W
 $R_{11} = 3,9 \text{ k}\Omega$, 0,5 W

$C_1 = 1.500 \text{ pF}$
 $C_2, C_4, C_9 = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$
 $C_3 = 30 \text{ }\mu\text{F}$, 6 V, elettrolitico
 $C_5 = 0,05 \text{ }\mu\text{F}$
 $C_6 = 0,02 \text{ }\mu\text{F}$
 $C_7 = 820 \text{ pF}$
 $C_8 = 150 \text{ pF}$
 $C_{10} = 300 \text{ pF}$
 $C_{11} = 5.000 \text{ pF}$
 $C_{12} = 10 \text{ }\mu\text{F}$, 15 V, elettrolitico

$L_1 = 120 \text{ }\mu\text{F}$
 $T_1 = \text{Trasf. per oscillatore bloccato, per freq. di } 19 \text{ kHz}$
 $T_2 = \text{Trasf. di uscita per } 38 \text{ kHz}$
 $Q_1, Q_2, Q_3 = \text{Raytheon ET-5 } 2N190 \text{ o equiv.}$
 $D_1 = 1N43 \text{ o equivalente}$
 $B_1 = \text{Batteria da } 9 \text{ V}$

Fig. 1 - Circuito elettronico dell'adattatore. Il principio di funzionamento consiste nell'impiego di un oscillatore sincronizzato sulla frequenza di 67 kHz, e deviante in modo conforme alla modulazione.

2 - Il silenziamento inadeguato, quando la sotto-portante viene ridotta o completamente eliminata tra un brano di musica e quello successivo.

3 - La complessità di progettazione delle apparecchiature necessarie per la ricezione.

4 - La difficoltà con cui tali apparecchiature possono essere realizzate.

5 - Il costo assai elevato delle stesse.

Si potrebbe pensare che la riproduzione fedele del programma costituisca un serio problema. Ciò — tuttavia — non corrisponde a verità, e non è mai stato fonte effettiva di difficoltà nei diversi tipi di circuiti che sono stati progressivamente presentati.

Non ci occuperemo — in questa sede — dei vantaggi individuali offerti dai diversi tipi di circuiti. Al contrario, prenderemo in considerazione soltanto il principio sul quale si basa il funzionamento del circuito che viene qui descritto.

Esso consta di tre transistori, e di un diodo, come si osserva alla **figura 1**, che ne raffigura lo schema elettrico. Alla base del suo funzionamento, che è unico nel suo genere, si trovano i trasformatori T_1 e T_2 .

Per ascoltare in modo soddisfacente i programmi irradiati secondo il sistema SCA al quale ci riferiamo, occorre demodulare il segnale a 67 kHz modulato in frequenza. Il metodo più semplice per fare ciò potrebbe essere quello di filtrare il pro-

gramma principale, amplificare la sottoportante a 67 kHz, e rivelarla.

A tutta prima, ciò può sembrare un arduo problema, ma — tenendo presente il principio dell'oscillatore — e sapendo che esso può essere costretto a sincronizzarsi con un segnale appunto di sincronismo, il problema dell'amplificazione non sussiste più.

In ciò risiede per l'appunto il compito del trasformatore T1 e del transistor Q3. Questo stadio oscilla — con ampiezza sufficiente — sulla frequenza di 67 kHz, in modo tale che i residui di segnale a frequenza acustica o di musica di sottofondo del programma principale risultino insufficienti a modularlo sia in ampiezza che in frequenza. In tal modo si ottiene il solo segnale relativo alla sottoportante.

La fase successiva consiste nel pilotare l'escursione dell'oscillatore a 67 kHz, con la modulazione di frequenza del segnale SCA entrante. Allo scopo di assicurare un'escursione sufficiente, il fattore di merito « Q » del trasformatore T1 deve essere ridotto in modo da ottenere una larghezza di banda che consenta una deviazione di modulazione pari al 10% della portante SCA a 67 kHz.

R9, ossia la resistenza da 1.000 Ω collegata in serie al circuito sintonizzato, è quella che determina la riduzione del fattore di merito « Q ».

Col segnale della sottoportante a 67 kHz modulato in frequenza, nasce il problema della rivelazione. Nel circuito di fig. 1, la rivelazione viene ottenuta sfruttando la pendenza, e con limitazione negativa. Il secondario del trasformatore T2 è accordato su di una frequenza maggiore di quella di risonanza del circuito di ingresso. Di conseguenza, quando la sottoportante varia al di sopra ed al di sotto del valore di 67 kHz, l'ampiezza varia in proporzione alla variazione della frequenza, ed alla frequenza di modulazione acustica che determina la variazione.

La rivelazione viene completata limitando la parte negativa del segnale tramite il diodo D1, collegato all'estremità superiore della bobina secondaria. A com-

pletamento dello stadio rivelatore, e per migliorare la qualità della riproduzione, occorre ridurre il fattore « Q » estremamente elevato del circuito secondario. L'aggiunta della resistenza R12, il cui valore è dell'ordine di 10.000 Ω , illustrata nello schema elettrico, serve proprio per conseguire questo risultato.

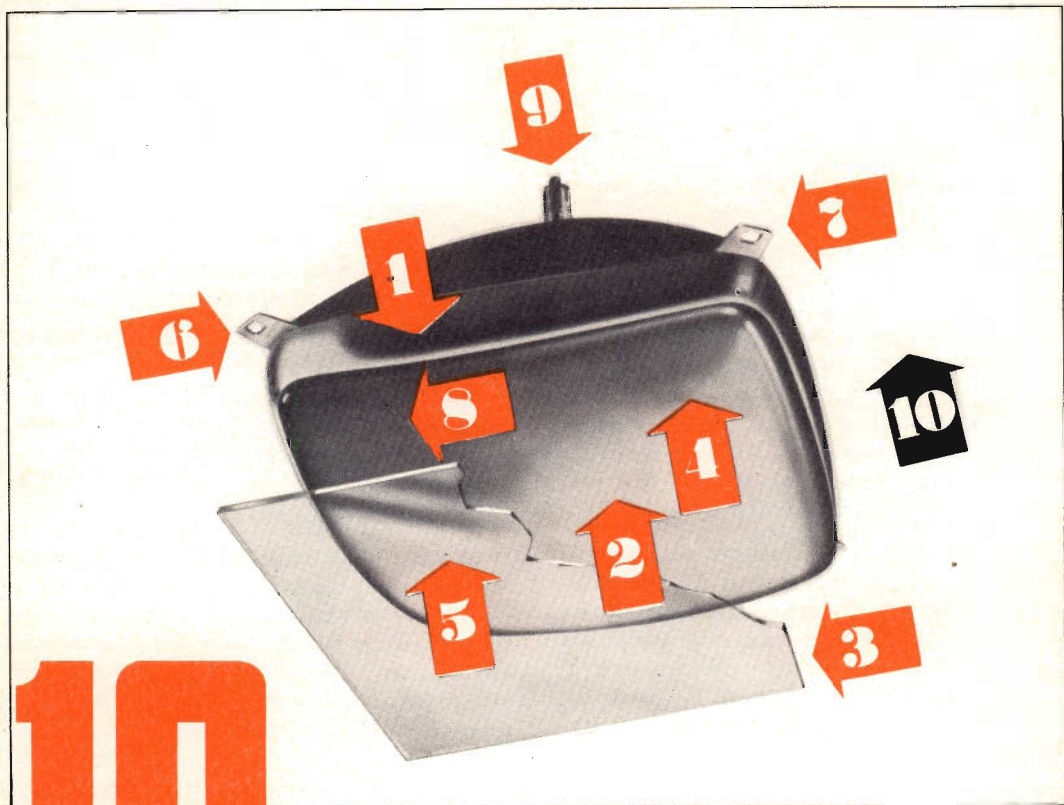
Il segnale alla frequenza di 67 kHz viene filtrato nel circuito di uscita, tramite la resistenza R13 ed il condensatore C11, lasciando così disponibile un segnale a frequenza acustica, avente un livello moderatamente elevato.

Questo livello del segnale di Bassa Frequenza è comunque più che sufficiente a pilotare l'ingresso per un segnale « fono » di qualsiasi tipo di amplificatore di Bassa Frequenza.

Senza provvedere ad un eccellente filtraggio del programma principale, non è possibile realizzare una buona conversione di frequenza del segnale, ed una buona rivelazione. Il suddetto filtraggio viene effettuato ad opera dei transistori Q1 e Q2. Il massimo dell'effetto di filtraggio — inoltre — viene sviluppato ad opera del condensatore C1 e dell'induttanza di ingresso L1.

I transistori Q1 e Q2 costituiscono due stadi di amplificazione ad alto guadagno. A tutta prima, si potrebbe supporre che un solo transistoro sia sufficiente allo scopo. Tuttavia, per avere un segnale sufficientemente ampio da sincronizzare e controllare le oscillazioni, prodotte dal transistoro Q3, la maggiore ampiezza del segnale di ingresso, che sarebbe necessaria per il funzionamento di un circuito di filtro ad un solo transistoro, darebbe adito ad una maggiore intensità del residuo di segnale del programma principale, che potrebbe modulare in ampiezza lo stadio oscillatore stesso.

Dal momento che gli stadi del tipo con emettitore a massa presentano un'impedenza di ingresso di valore relativamente basso, si presenta la necessità di aumentare il filtraggio del programma principale, nonché di aumentare l'amplificazione della sottoportante, necessaria al buon funziona-



10

SONO I VANTAGGI OFFERTI DAI

VISIONE
diretta

CINESCOPI

PHILIPS

A 47-11 W e A 59-11 W

- 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



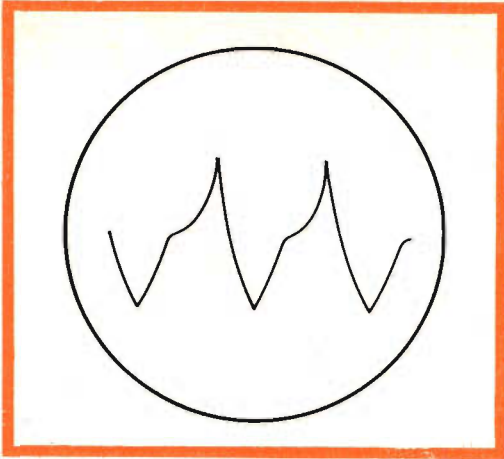


Fig. 2 - Aspetto dell'oscillogramma, che si ottiene quando il trasformatore T2 è perfettamente allineato, e quando la resistenza R12 ha il valore più opportuno.

mento, mediante un accoppiamento tra gli stadi realizzato con l'impiego di bassi valori capacitivi.

Il silenziamento non è necessario, in quanto nessun segnale può passare quando la sotto-portante è inattiva. Qualsiasi segnale può essere presente sia alla stazione trasmittente, oppure come risultato diretto di qualche ricezione multipla o di un eventuale disallineamento del sintonizzatore a modulazione di frequenza. Se il trasformatore T1 non è perfettamente allineato, può accadere che si oda un leggero fischio quando la sottoportante viene ridotta di ampiezza, o annullata.

Costruzione ed allineamento.

Per quanto riguarda la realizzazione pratica, la fotografia illustra una soluzione consigliabile. La basetta a circuito stampato è stata ricavata da una scatola di montaggio, ed è di costruzione assai facile. La sola raccomandazione opportuna è che i collegamenti facenti capo ai trasformatori T1 e T2, ed al transistor Q3, siano il più possibile brevi, e ciò in quanto dalla loro lunghezza dipende il valore che deve essere attribuito alla resistenza R12.

La fase finale dell'allestimento di que-

sto dispositivo riguarda l'allineamento. Per tale operazione, è possibile adottare due metodi diversi, a seconda degli strumenti necessari dei quali è possibile disporre. L'impiego di entrambi i metodi è però maggiormente consigliabile, in quanto consente di ottenere un allineamento assai più esatto, a tutto vantaggio del rendimento del ricevitore.

Il primo dei due metodi che prenderemo in considerazione prevede l'impiego di un generatore di segnali di Bassa Frequenza, e di un oscilloscopio. In pratica, si collega l'ingresso verticale dell'oscilloscopio, attraverso una sonda a basso valore capacitivo, al collettore del transistor Q3, ed il generatore di segnali a Bassa Frequenza all'ingresso dell'amplificatore orizzontale dell'oscilloscopio. Successivamente, si predispose il generatore in modo che fornisca un segnale della frequenza esatta di 67 kHz, dopo di che — con l'aiuto delle figure di « Lissajous » — si regola il trasformatore T1 sulla medesima frequenza di 76 kHz.

A questo punto, si collega l'ingresso dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio al terminale del trasformatore T2, ossia alla presa centrale dell'avvolgimento secondario. Regolando il trasformatore T2, occorre ottenere l'oscillogramma illustrato alla **figura 2**. Se non si riesce ad ottenere tale risultato, è necessario sostituire provvisoriamente la resistenza R12 con un potenziometro del valore di 50 o 100 k Ω , e regolare tale potenziometro unitamente al trasformatore T2, finché si riesce ad ottenere l'oscillogramma illustrato. Alla fine, una volta ottenuto il risultato voluto, è possibile misurare con un ohmetro il valore di resistenza inserito in parallelo al diodo dal potenziometro, e sostituire quest'ultimo con una resistenza, avente il medesimo valore.

Al termine del procedimento di alimentazione eseguito nel primo modo descritto, si collega il « demultiplexer » ad un sintonizzatore a modulazione di frequenza, accordato su di una emittente che trasmetta un programma musicale del tipo SCA. Indi, si provvede ad eseguire la regolazione definitiva del trasformatore T1 col me-

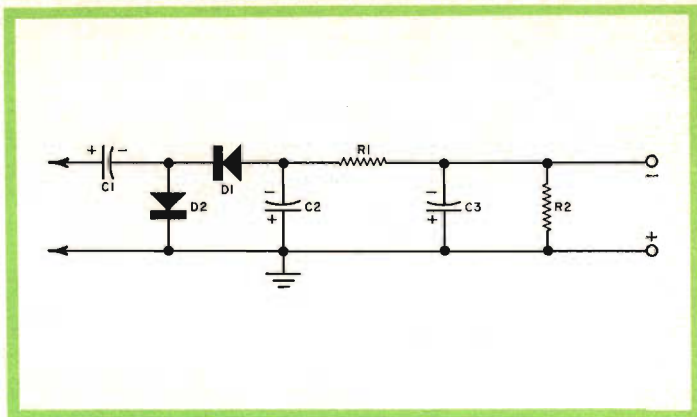
Fig. 3 - Circuito dell'alimentatore che può essere usato in sostituzione della batteria, usufruendo della tensione alternata a 6,3 V per l'accensione dei filamenti del sintonizzatore al quale l'apparecchio viene applicato.

$$R_1 = 470 \Omega, 0,5 \text{ W}$$

$$R_2 = 1 \text{ k}\Omega, 0,5 \text{ W}$$

$C_1, C_2 = 100 \mu\text{F}, 15 \text{ V}$ elettrolit.
 $C_3 = 2.000 \mu\text{F}, 15 \text{ V}$, elettrolit.

$D_1, D_2 =$ Rettificatori al silicio, tipo 1N2483 o equivalenti



todo descritto più avanti, dopo di che l'apparecchio è pronto per funzionare.

Precisiamo che questo apparecchio deve essere collegato ad una apposita uscita prevista sul sintonizzatore a modulazione di frequenza. Nel caso in cui non fosse disponibile tale mezzo di collegamento, è necessario eseguire una connessione a monte della rete di de-efasi. In mancanza di ciò, vale a dire collegandosi a valle della suddetta rete, quest'ultima attenuerebbe completamente qualsiasi segnale SCA alla frequenza di 67 kHz.

Il secondo metodo di allineamento al quale abbiamo accennato consiste nel cortocircuitare temporaneamente la resistenza R_9 , e nel regolare il trasformatore T1 fino ad ottenere la migliore riproduzione.

Quest'ultima potrà risultare insoddisfacente nel punto corrispondente alla massima sintonia, ma sarà sempre possibile trovare una posizione corrispondente alla migliore qualità di riproduzione. Tale posizione è appunto quella corrispondente all'accordo sulla sotto-portante.

Le caratteristiche scadenti del suono dipendono dal fatto che il fattore «Q» del trasformatore T1 risulta più elevato, e che la frequenza dell'oscillatore varia solo di poco, determinando così il verificarsi di una certa distorsione.

Successivamente, si elimina il cortocircuito applicato provvisoriamente ai capi della resistenza R_9 .

Dopo aver allineato il trasformatore T1,

si procede con l'allineamento del trasformatore T2, finché si riesce ad ottenere la migliore riproduzione. È probabile che si riscontri una certa distorsione agli effetti della riproduzione dei suoni, nel qual caso occorre — come nel metodo di taratura descritto per primo — sostituire provvisoriamente la resistenza R_{12} con un potenziometro, e regolare quest'ultimo, ritoccando contemporaneamente l'allineamento del trasformatore T2, fino alla scomparsa della distorsione. Successivamente, si misura il valore resistivo del potenziometro, e lo si sostituisce con una resistenza di pari valore.

L'apparecchio che abbiamo descritto può essere installato all'esterno della maggior parte dei sintonizzatori a modulazione di frequenza. Esso può essere lasciato collegato in permanenza all'uscita del sintonizzatore, finché non si richieda a quest'ultimo la ricezione di un programma stereo. Se si fa uso anche di un demoltiplicatore per la ricezione stereo, occorre aggiungere un opportuno commutatore per stabilire il tipo di funzionamento.

L'apparecchio può essere alimentato con una batteria di pile da 9 volt. La batteria presenta in tal caso una notevole durata, in quanto il consumo di corrente ammonta a soli 3 milliampère. Per questo motivo, non si è fatto uso neppure di un interruttore di alimentazione. La figura 3 illustra invece il metodo per alimentare il dispositivo, con la tensione di accensione dei filamenti, presente nel sintonizzatore.

recenti progressi nella TECNICA DEGLI ALTOPARLANTI

Gli altoparlanti costituiscono ancora oggi l'elemento più debole nella catena di trasduzione elettroacustica. I tecnici di ricerca — perciò — si adoperano instancabilmente a perfezionare sempre di più le caratteristiche degli altoparlanti. Il seguente articolo — tratto da "Praxis" — fornisce un quadro generale dei progressi realizzati più recentemente.

Se seguiamo lo sviluppo della tecnica dell'altoparlante dalle origini in avanti, si può stabilire che — da allora — nessun nuovo principio è intervenuto fondamentalmente. Come prima, predomina l'altoparlante di tipo dinamico, apparso per la prima volta nel 1924. Questo — tuttavia — negli ultimi anni, ha subito numerosi perfezionamenti, che sono determinanti agli effetti delle sue attuali caratteristiche.

Anche gli altoparlanti elettrostatici, che hanno suscitato interesse nei tempi più recenti, possono essere considerati concettualmente superati. Nel campo del loro impiego sono stati conseguiti dei perfezionamenti basati soprattutto sull'applicazione del principio della controreazione, per mezzo dei quali si è riusciti ad ottenere la riproduzione di potenze maggiori, e di frequenze più basse.

La **figura 1** illustra la struttura di un altoparlante di tipo dinamico. Esso — come si può osservare — dispone di una membrana a struttura conica (2), sospesa — in corrispondenza del bordo (1) — entro il cestello (5), che — verso il vertice — supporta la bobina mobile (6). Quest'ultima è immersa nel traferro anulare

di un magnete di forma toroidale, contrassegnato in figura col numero 7.

Il circuito magnetico viene magnetizzato da un blocco, da cui le linee di forza vengono guidate, in corrispondenza del traferro, da un lato tramite il nucleo po-

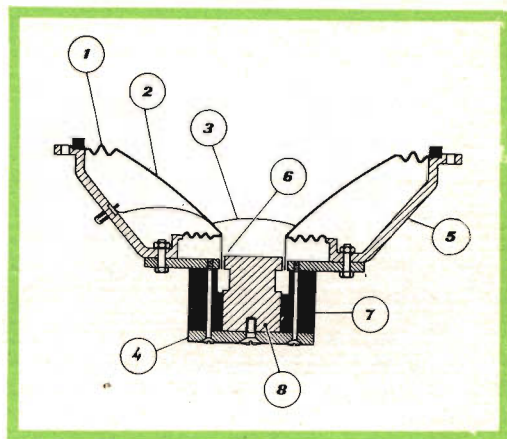


Fig. 1 - Struttura schematica di un moderno altoparlante di tipo magnetodinamico. Le diverse parti componenti sono numerate nel modo seguente:

1 = Bordo del cono; 2 = Cono propriamente detto; 3 = Calotta di protezione contro la polvere ed i corpi estranei; 4 = Giogo; 5 = Cestello; 6 = Bobina mobile; 7 = Magnete di forma toroidale; 8 = Nucleo magnetico centrale.

lare (8), e dall'altro per mezzo del giogo (4).

Una calotta di protezione (3) tiene lontane le particelle di polvere, impedendo loro di entrare nel sistema magnetico.

Il sistema magnetico, in un altoparlante dinamico di una certa qualità, costituisce l'elemento di gran lunga più costoso, e si può valutare che esso incida all'incirca per il 75% del costo totale.

Il problema consiste nell'accumulare nel traferro la maggior quantità possibile di energia magnetica, per unità di volume del blocco magnetico. L'energia può essere valutata in funzione del prodotto BH , nel quale B rappresenta l'induzione magnetica in Gauss, ed H rappresenta l'intensità del campo magnetico in Oersted.

I valori più soddisfacenti del prodotto BH possono essere ottenuti impiegando materiali del tipo **Alnico**, **Ticonal**, ed altri. Si tratta di particolari leghe, costituite da ferro, alluminio, nichel, cobalto e titanio. Attualmente, vengono costruiti di preferenza tipi di altoparlanti muniti di magneti in materiale ceramico, a base di sostanze componenti come il Bario e la Ferrite.

Questi magneti ceramici si differenziano sensibilmente dai tipi **Alnico**, **Alcomax** o **Ticonal**, sia nella struttura, sia nella tecnica di fabbricazione.

Al contrario degli altoparlanti che impiegano magneti del tipo **Alnico**, **Alcomax** o **Ticonal**, i magneti ceramici per altoparlanti sono più larghi, e — nel medesimo tempo — più piatti, per cui lo spazio disponibile nella cassa acustica per il montaggio dell'altoparlante viene utilizzato più razionalmente.

I magneti ceramici pesano inoltre assai meno dei citati magneti a base metallica, a parità del valore del flusso magnetico totale.

La **figura 2** illustra la sezione di un magnete Alcomax a), e di un magnete ceramico b), di moderna esecuzione, entrambi caratterizzati da un flusso magnetico totale pari a 175.000 Maxwell. Entrambi i magneti sono rappresentati — naturalmente — in una scala ridotta.

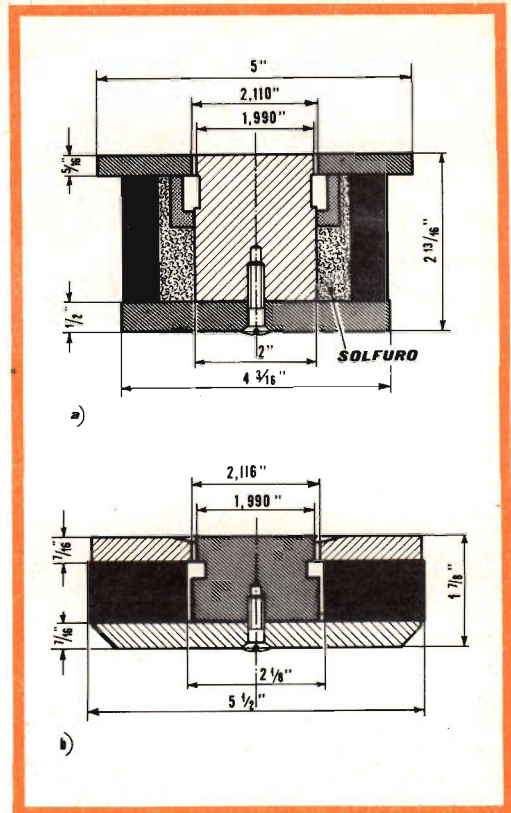


Fig. 2 - Confronto tra le dimensioni di due magneti per altoparlanti, di tipo diverso. Il tipo a) è in Alcomax, e presenta — come è facile riscontrare grazie alla medesima scala — una profondità assai maggiore di quella del tipo b), che è invece in materiale ceramico. I due tipi determinano la medesima intensità del flusso magnetico.

Per quanto riguarda la membrana dell'altoparlante, vengono ancora impiegate per lo più membrane di carta, la cui fabbricazione — per gli scopi della produzione su scala industriale — è la più semplice e la meno costosa.

SISTEMI DI FISSAGGIO DELLA MEMBRANA

Di grande importanza per un buon altoparlante adatto alla riproduzione di note basse è il fissaggio al bordo del cono

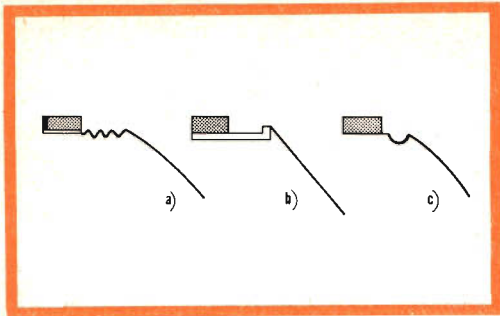


Fig. 3 - Tre diversi sistemi per il fissaggio del bordo della membrana al bordo del cestello. In a, è rappresentato il sistema convenzionale con bordo ondulato; in b, il fissaggio è ottenuto mediante un materiale simile alla schiuma di resina, ed in c è illustrato il metodo denominato « roll surround ».

diffusore, in quanto dal sistema adottato dipende l'ottenimento di una frequenza di risonanza il più possibile bassa, condizione indispensabile se si vuole ottenere una buona riproduzione delle frequenze più ridotte.

Per assicurare un fissaggio assai flessibile in corrispondenza del bordo, ed anche per garantire gli spostamenti lineari della membrana, anche in corrispondenza delle massime ampiezze di vibrazione (il che è necessario per ottenere una riproduzione esente da suoni parassiti), la tecnica di fissaggio al bordo con materiali tessili o con schiume di resina (moltopren) offre considerevoli vantaggi.

Queste schiume di resina non sono però sempre molto stabili col variare della temperatura, per cui non possono essere raccomandate per l'impiego negli altoparlanti destinati ad essere usati in climi tropicali.

Alla **figura 3** sono visibili tre differenti sistemi di fissaggio del bordo, di membrane per altoparlanti. La **figura 3a** illustra il consueto sistema di fissaggio di una membrana di carta con orlo ondulato. La **figura 3b** illustra invece un sistema di fissaggio per il bordo della membrana mediante un materiale simile alla schiuma di resina, e la **figura 3c** — infine — illustra una membrana con fissaggio mediante un sistema che gli Inglesi defini-

scono col termine di "roll surround".

Tutti questi sistemi di fissaggio, come pure queste esecuzioni di membrane, vengono impiegati per la costruzione di altoparlanti dinamici, per la riproduzione dei toni bassi. Occorre però richiamare l'attenzione sul fatto che le caratteristiche acustiche relative possono variare entro larghi limiti, a seconda del tipo di cassa acustica in cui vengono montati. Precisiamo inoltre che i fissaggi al bordo in materiale tessile o in schiuma di resina, non sono a tenuta d'aria.

Di conseguenza, le casse acustiche che prevedono l'impiego di tali unità, non sono adatte per altoparlanti con fissaggio a bordo ondulato della membrana, o — almeno — lo sono soltanto mediante l'adozione di particolari accorgimenti. Queste esigenze hanno grande importanza, se si desidera ottenere un responso alle frequenze più basse privo di distorsioni.

Alcuni costruttori di altoparlanti sono arrivati alla determinazione di impiegare — al posto delle membrane a base di carta — tipi di membrane realizzate in metallo leggero, o in materiale plastico (polistirene).

Al contrario delle membrane di carta, queste membrane presentano il vantaggio di possedere una rigidità più elevata. Oltre a ciò, esse consentono una maggiore stabilità dell'altoparlante. Questo tipo di membrana può vibrare con considerevoli ampiezze, anche se è del tipo di grandi dimensioni. Sono di particolare interesse — inoltre — per gli altoparlanti da installare nelle cassette acustiche di tipo piatto, come quelle che sono state recentemente adottate negli impianti di amplificazione sonora.

LA CASSETTA ACUSTICA

Con ciò, arriviamo al problema delle casse acustiche per altoparlanti. Con i tipi di altoparlanti sinora usati, che hanno frequenze di risonanza dell'ordine di 35 Hz o più elevate, occorre l'impiego di una

cassa chiusa, di dimensioni relativamente grandi, attorno ai 250 decimetri cubi di volume, per poter riprodurre uniformemente, ed in modo soddisfacente, le frequenze il cui valore è al di sotto del 40 Hz circa.

Sebbene la migliore qualità di riproduzione possa essere ottenuta soltanto con casse relativamente grandi, la tecnica moderna tende a raggiungere la riproduzione più soddisfacente, usando invece cassette per altoparlanti di dimensioni il più possibile ridotte.

Con lo sviluppo di tipi di altoparlanti aventi frequenze di risonanza dell'ordine di 20 Hz ed anche minori, si è riusciti a creare piccoli impianti di altoparlanti, che consentono di ottenere risultati di una certa qualità.

La necessità che nelle casse di piccole dimensioni si montino altoparlanti caratterizzati da una frequenza di risonanza particolarmente bassa è dovuta al fatto che la rigidità dell'aria esistente nella cassa stessa eleva la suddetta frequenza di risonanza, e — più precisamente — aumenta tanto più il suo valore, quanto più ridotto è il volume della cassa usata.

Utilizzando altoparlanti con frequenze di risonanza molto basse, la frequenza nel sistema acustico sale ad un valore di 40 o 60 Hz circa, per cui la frequenza di risonanza dell'intero sistema rimane ancora sufficientemente bassa. Ciò significa che le frequenze il cui valore si trova al di sotto di 30 Hz circa, (con una diminuzione della pressione sonora dell'ordine di 10 dB rispetto al campo delle frequenze medie) possono essere ancora riprodotte abbastanza bene.

Come esempi di due sistemi « HI - FI » compatti di altoparlanti, citiamo i modelli HSB 45 dell'Isophon, e l'unità « Studio L80 » di altoparlanti, prodotta dalla Max BRAUN A. G.

Il modello HSB 45 è munito di un altoparlante speciale per i bassi, avente un cestello caratterizzato da un diametro di 24,5 cm, e di due altoparlanti ellittici da 7,5 x 12 cm, installati a destra ed a sini-

stra, con una inclinazione reciproca di 15° ciascuna.

Con questa sistemazione, si è ottenuto che l'intero campo delle frequenze compreso tra 25 Hz e 20.000 Hz, viene irradiato con un angolo assai ampio.

Le dimensioni ridotte di questo riproduttore compatto, pari a 62 x 35 x 28 cm, ne permettono la sistemazione in scaffali o librerie a parete.

Questo riproduttore — grazie all'ingombro assai ridotto — offre numerosi vantaggi, in modo particolare agli effetti della riproduzione stereofonica in ambienti domestici, in quanto due unità di tale tipo possono essere installate con un minimo sacrificio di spazio.

L'unità di altoparlanti « Studio L 80 » è stata concepita per ottenere una qualità assai elevata agli effetti della riproduzione sonora. Anche per questo altoparlante, per la riproduzione delle note gravi, viene impiegata una cassa completamente chiusa (delle dimensioni di cm 42 x 85 x 32), il cui interno è fortemente smorzato e privo di risonanze dannose.

Come altoparlante per i bassi (« woofer ») è stato utilizzato un tipo di fabbricazione inglese. Per la riproduzione della gamma centrale delle frequenze acustiche (o frequenze medie) è stato impiegato un altoparlante di tipo dinamico, mentre — per la riproduzione delle frequenze più acute — si è fatto ricorso all'impiego di un altoparlante del tipo a nastro.

Con questa unità di altoparlanti, è stato possibile ottenere una qualità tale, da essere eguagliata soltanto con le combinazioni effettivamente più grandi, in particolare, con le casse acustiche per i toni bassi, aventi maggiori dimensioni.

L'ALTOPARLANTE a NASTRO

Impiegando un altoparlante del tipo a nastro per la riproduzione delle frequenze più elevate, con tempi di risposta assai ridotti, si è ottenuta una riproduzione mol-

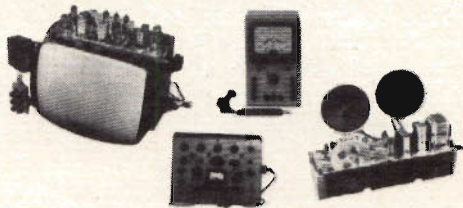
UN GIOVANE SODDISFATTO



MOLTI GIOVANI HANNO INTERROTTO GLI STUDI PER RAGIONI ECONOMICHE E PER I METODI D'INSEGNAMENTO DURI E SUPERATI.

Oggi c'è una scuola per CORRISPONDENZA che grazie ad un metodo **originale** e **DIVERLENTE**, VI SPECIALIZZA in poco tempo nei settori di lavoro **MEGLIO PAGATI** e **SICURI**: **ELETTRONICA E RADIO-TELEVISIONE**

Voi pagate in piccole rate le lezioni (eccezionale! sino a 52 rate). LA SCUOLA VI REGALA TUTTI GLI STRUMENTI PROFESSIONALI (analizzatore - provavalvole - oscillatore - **volmetro elettronico** - oscilloscopio) **UNA RADIO O UN TELEVISORE** (che montate a casa Vostra) e i raccoglitori per rilegare le dispense.



AGENZIA ORSINI

PER SAPERNE DI PIU' E VEDERE FOTOGRAFATI A COLORI TUTTI I MATERIALI PEZZO PER PEZZO, RICHIEDETE SUBITO **GRATIS** - SENZA IMPEGNO l'opuscolo "OGGI UNA PASSIONE... DOMANI UNA PROFESSIONE"

Basta inviare una cartolina postale con il Vostro Nome Cognome e indirizzo alla:

RADIO SCUOLA-TV
via Pinelli 12 - ST
Torino

ITALIANA

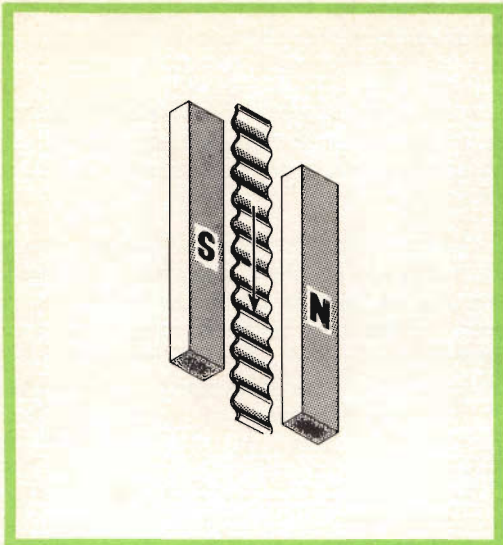


Fig. 4 - Principio schematico dell'altoparlante a nastro. Come si può osservare, esso è del tutto analogo — dal punto di vista costruttivo — a quello del microfono a nastro. La differenza risiede nella diversa struttura del nastro ondulado, e nel fatto che — in questo caso — esso viene percorso da una corrente elettrica, ed emette delle onde sonore, mentre — nel microfono — vibra per effetto delle onde sonore, e produce una corrente elettrica.

to differenziata, e perciò assai naturale, sia agli effetti delle esecuzioni musicali, sia agli effetti della semplice voce parlata.

La **figura 4** illustra il principio di funzionamento, e sintetizza la realizzazione pratica di un altoparlante a nastro, per altro assai simile a quella del corrispondente microfono, se si fa eccezione per la tecnica di funzionamento, che avviene in modo esattamente opposto. Come membrana, viene usato un nastrino ondulado di resine poliestere, rivestito con un sottilissimo foglio di alluminio.

Quando il rivestimento di alluminio viene percorso da una corrente, beninteso a frequenza acustica, esso si muove — secondo la legge che governa i fenomeni di carattere elettro-dinamico — in direzione trasversale rispetto alle linee di forza del campo magnetico fornito dai magneti permanenti. Di conseguenza, il nastrino oscilla, e diffonde dei suoni con la

medesima fase su tutta la sua superficie, trasmettendo le oscillazioni — tramite una tromba esponenziale — all'aria circostante.

La massa molto ridotta della suddetta membrana (il cui peso è di soli 8 grammi), unitamente all'energico smorzamento da parte della tromba esponenziale, agli effetti della diffusione, ed allo smorzamento dovuto alla presenza di un intenso campo magnetico, assicura da parte della membrana delle vibrazioni che si verificano — in pratica — senza inerzia apprezzabile, anche in corrispondenza delle frequenze più elevate.

La gamma delle frequenze sulle quali può funzionare questo tipo di altoparlante è compresa tra 2.500 e 25.000 Hz, con un ottimo andamento della pressione sonora nella zona delle frequenze riprodotte.

Se si combina questo tipo di altoparlante a nastro con un altro elemento adatto alla riproduzione delle note basse, occorre fare in modo che il primo risulti chiuso su di una capacità di circa 4 nF, in serie ad esso, onde evitare che le frequenze più basse abbiano la possibilità di raggiungere il nastro.

Per ottenere in tutta la gamma delle frequenze udibili una riproduzione gradevole ed uniforme, è necessario prevedere l'impiego di più altoparlanti, e che ciascun altoparlante riproduca il campo di frequenze per cui è stato scelto. Solitamente, si adottano sistemi complessi a due o tre altoparlanti, che vengono montati uno vicino all'altro sulla parte frontale della cassa acustica per le note basse.

I FILTRI

Con i filtri di frequenza, occorre provvedere affinché i singoli altoparlanti risultino collegati in modo da ricevere segnali di eccitazione entro la rispettiva gamma di frequenze. I filtri — inoltre — devono essere calcolati in modo tale da evitare i fenomeni di sovrapposizione in corrispondenza delle estremità delle sin-

gole gamme di frequenza (parziali), e da evitare che si presentino delle zone « vuote », tra una gamma e l'altra.

Assai più semplice è invece l'impiego di un altoparlante coassiale, nel quale sono racchiuse due o tre unità, una in seno all'altra.

Questo tipo di altoparlante, già noto da diversi anni, viene progettato in modo tale che le singole unità che lo compongono riproducano soltanto i campi di frequenza per i quali sono destinate a funzionare, senza che si presenti la necessità di ricorrere all'impiego di particolari filtri di frequenza (selettivi).

Alcuni esemplari tipici di altoparlanti coassiali trifonici funzionano su di una gamma di frequenze compresa tra 30 e 20.000 Hz, grazie ai diversi coni funzionanti su diverse gamme.

Per la riproduzione delle frequenze comprese tra 30 e 5.000 Hz, viene usato un doppio cono, nel quale quello di maggiore superficie diffonde le frequenze più gravi, mentre il più piccolo provvede alla riproduzione delle frequenze medie o centrali.

Per la riproduzione delle frequenze più acute — invece — è previsto un altoparlante a compressione, del tipo a tromba. Un attenuatore, collegato con un apposito cavetto all'elemento per la riproduzione delle frequenze più elevate, consente solitamente alla persona che ne fa uso di regolare in modo conforme ai suoi gusti personali il livello di riproduzione da parte dell'unità a compressione.

L'intero complesso deve essere montato in una cassa acustica adeguatamente studiata per le note basse, onde consentire anche una buona riproduzione nei confronti di queste ultime.

Con questi altoparlanti combinati, è possibile ottenere in modo relativamente semplice una riproduzione buona ed uniforme dell'intero spettro acustico, mentre l'altoparlante non richiede che il montaggio in una cassetta acustica adeguatamente dimensionata.

IL DOPPIO

PENTODO

P F L 200

La PFL200 è una valvola con caratteristiche particolari, progettata dalla Mullard (PHILIPS) per venire incontro alle esigenze dei futuri ricevitori televisivi. Una prima caratteristica particolare nel progetto di questa valvola è l'impiego di una zoccolatura a 10 piedini.

Questa nuova zoccolatura, denominata zoccolatura « decal », rende possibile l'inserzione in un solo bulbo (contenitore) di due pentodi completamente separati.

I pentodi contenuti nella PFL200 sono dissimili, ed hanno caratteristiche elettriche complementari che rendono possibile il progetto di ricevitori televisivi particolarmente economici ma con ottime prestazioni.

Particolari attenzioni sono state prese per quanto riguarda la disposizione dei piedini e la schermatura delle due sezioni della valvola in modo da consentire un funzionamento indipendente.

Caratteristiche della PFL200

Sezione finale

La sezione L della PFL200 è stata progettata per funzionare come pentodo finale

video ad alto guadagno, capace di produrre un'alta tensione in uscita su una resistenza di carico anodica di basso valore.

Per ottenere un alto guadagno, che permetta anche l'applicazione di una reazione negativa, è stata impiegata una griglia controllo a telaio, che conferisce alla valvola una pendenza di circa 21 mA/V con una corrente di 30 mA. L'alto guadagno proprio di questa sezione rende la valvola particolarmente utile nei ricevitori televisivi ibridi nei quali l'amplificatore di media frequenza è transistorizzato.

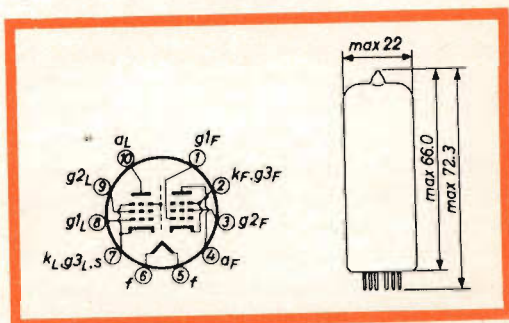


Fig. 1 - Dimensioni in mm e collegamenti allo zoccolo della valvola « Decal » PFL 200

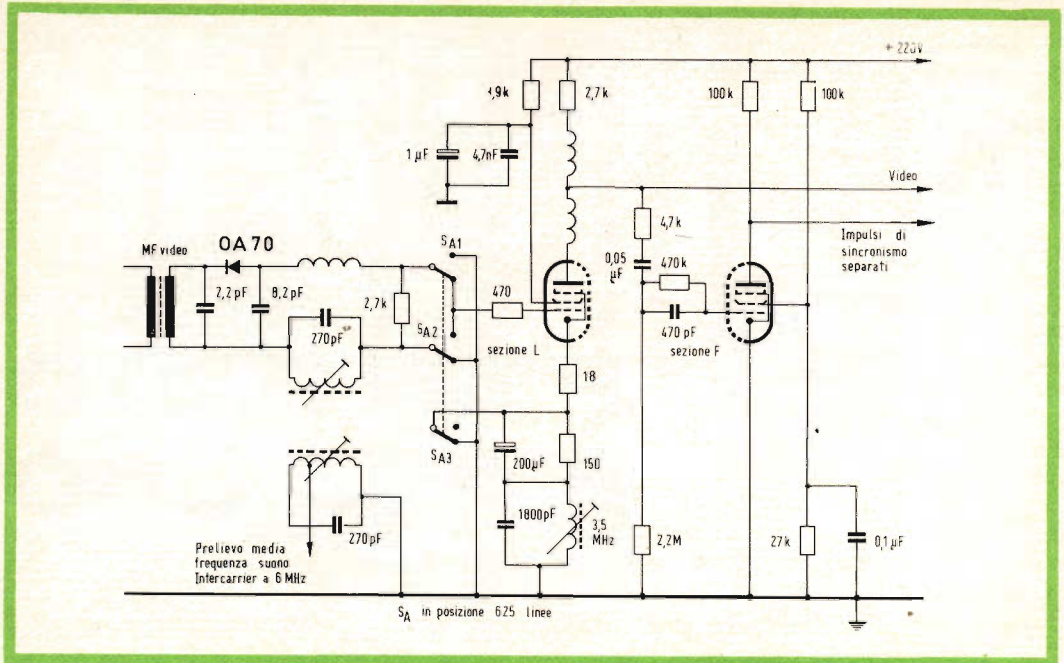


Fig. 2 - Stadio finale video e separatore degli impulsi di sincronismo.

Nel progetto della sezione L si è tenuto in considerazione, la sempre maggiore diffusione dell'impiego di circuiti del comando di contrasto ad alto livello, nei quali il potenziometro del comando di contrasto è posto nel circuito anodico della valvola finale video. Questi circuiti consentono un pilotaggio con un segnale costante del separatore e del circuito di AGC, indipendentemente dalla posizione assunta dal comando di contrasto.

La capacità distribuita che si viene ad aggiungere sull'anodo della finale video quando si adotta questa tecnica circuitale, impone l'impiego di resistenze di carico di basso valore. La PFL200 può fornire una corrente sufficiente per produrre una tensione in uscita del segnale video composto di 100 V_{pp} su di una resistenza di carico di 2 kΩ.

Una particolare attenzione è stata devoluta durante il progetto della valvola ai limiti della dissipazione di griglia schermo che deve essere in grado di sopportare del sovraccarico per brevi periodi. Questo

sovraccarico può nascere quando il selettore dei canali di un ricevitore per segnali con modulazione negativa viene portato in una posizione nella quale non è presente né segnale video, né rumore che possano fornire una certa polarizzazione per la griglia della valvola finale video.

Sezione amplificatrice

La sezione F della PFL200 è costituita da un pentodo a media pendenza, amplificatore di tensione progettato per impieghi vari. In alcuni ricevitori può essere facilmente utilizzata come separatore degli impulsi di sincronismo, dato che, la valvola è stata particolarmente progettata per fornire una corrente anodica sufficiente anche con le basse tensioni anodiche proprie di questa applicazione. In altri tipi di ricevitori nei quali la separazione dei sincronismi è solitamente effettuata mediante un circuito antidisturbo utilizzando un eptodo, la sezione F della PFL200 può essere vantaggiosamente impiegata come ampli-

ficatore ad alto guadagno dell'AGC, o come amplificatore della media frequenza intercarrier. Per facilitare queste applicazioni, sono stati presi particolari accorgimenti onde ridurre al minimo la capacità di reazione fra l'anodo della sezione F e gli altri elettrodi della doppia valvola.

Zoccolatura « Decal »

Il disegno di fig. 1 nel dare le dimensioni della nuova zoccolatura « decal » mostra che il diametro della circonferenza lungo la quale sono disposti i piedini è lo stesso della zoccolatura a 9 piedini, e che il decimo piedino è stato inserito diminuendo la spaziatura fra i piedini stessi.

La posizione della valvola nei confronti dello zoccolo risulta virtualmente immutata mentre l'ampio intervallo fra il piedino 1 e il piedino 10 è sufficientemente grande da consentire il passaggio di un collegamento stampato che attraversi il centro dello zoccolo, nel caso che esso sia montato su di un circuito stampato.

Stadio finale video e separatore di sincronismi

Lo schema di fig. 2 mostra il circuito di uno stadio finale video e quello di un separatore di sincronismi che impiegano la valvola PFL200. Il circuito è previsto per un ricevitore bistandard inglese 405/625 linee, nel quale viene impiegata la modulazione positiva durante la ricezione a 405 linee (in VHF) e la modulazione negativa durante la ricezione a 625 linee (in UHF). Per questi tipi di ricevitori, diversamente da quanto accade nei ricevitori usati nel resto d'Europa dove viene impiegata la modulazione negativa anche in VHF, non si ritiene indispensabile un circuito antidisturbo, per cui è preferibile usare un pentodo disposto vicino alla finale video come separatore di sincronismo.

La costruzione a doppio pentodo della PFL200 fornisce quindi un mezzo facile per realizzare una conveniente combinazione di uno stadio finale video e di un separatore di sincronismi.

La sezione L della PFL200, come indica la fig. 2, viene usata come stadio finale

video mentre la sezione F viene usata come separatore. La sezione F è stata progettata per dare una corrente anodica relativamente grande con una bassa tensione anodica. A motivo di ciò è stato possibile usare una impedenza anodica relativamente bassa che mantiene una buona forma degli impulsi di sincronismo.

Il voluto andamento della caratteristica di griglia per ottenere una buona separazione anche in presenza di segnali deboli è stata ottenuta mediante l'impiego di una tensione di griglia schermo di 40 V. All'entrata del separatore viene impiegata una rete a doppia costante di tempo, nella quale il circuito RC parallelo (470 pF - 470 kΩ) agisce da antidisturbo nei confronti del ronzio e dei disturbi a b.f. presenti nel segnale video.

Stadio finale video con l'impiego di un comando di contrasto ad alto livello

La fig. 3 dà lo schema di uno stadio finale video che impiega la sezione L della PFL200 con la regolazione di contrasto ad alto livello.

La sezione finale di questa valvola è stata progettata per adeguarsi all'aumento di capacità distribuita che si ha quando il comando di contrasto viene inserito nel circuito anodico. Essa è in grado di fornire una variazione della corrente anodica

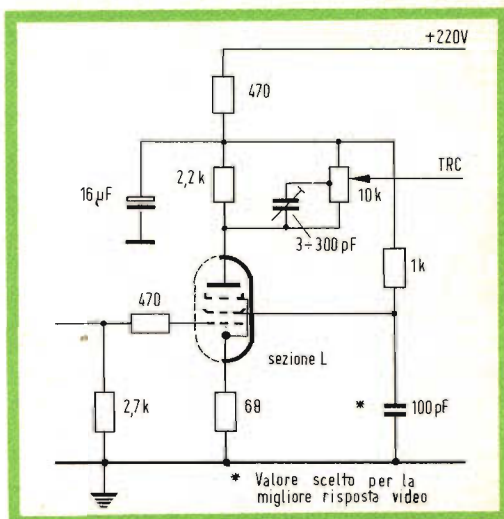


Fig. 3 - Stadio finale video che impiega un comando di contrasto ad alto livello.

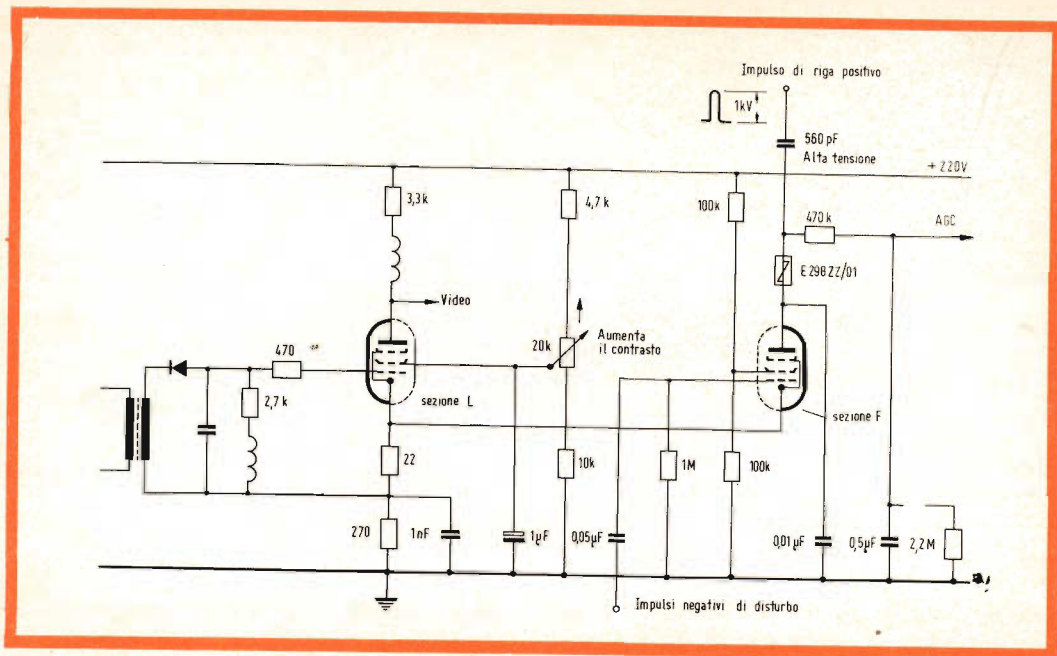


Fig. 4 - Amplificatore video e circuito dell'A.G.C. per ricevitori per modulazione negativa.

di 50 mA e quindi una tensione d'uscita di 100 V_{pp} su di un'impedenza di carico di 2 kΩ. È desiderabile inserire una certa resistenza nel circuito di catodo per evitare alla valvola il funzionamento con segnali deboli (o di picco con modulazione negativa) in condizioni troppo vicine alla regione in cui la griglia diventa positiva. In simili condizioni lo scorrimento di corrente di griglia può caricare il rivelatore video e provocare una distorsione nel segnale. L'alta conduttanza mutua di questa sezione della valvola consente di ottenere un adeguato guadagno dello stadio, con una resistenza di carico di 2 kΩ anche quando si usi la resistenza di catodo.

La resistenza catodica aiuta anche a controllare le condizioni di funzionamento della valvola in assenza di segnale e dà la possibilità di inserire una compensazione per le alte frequenze.

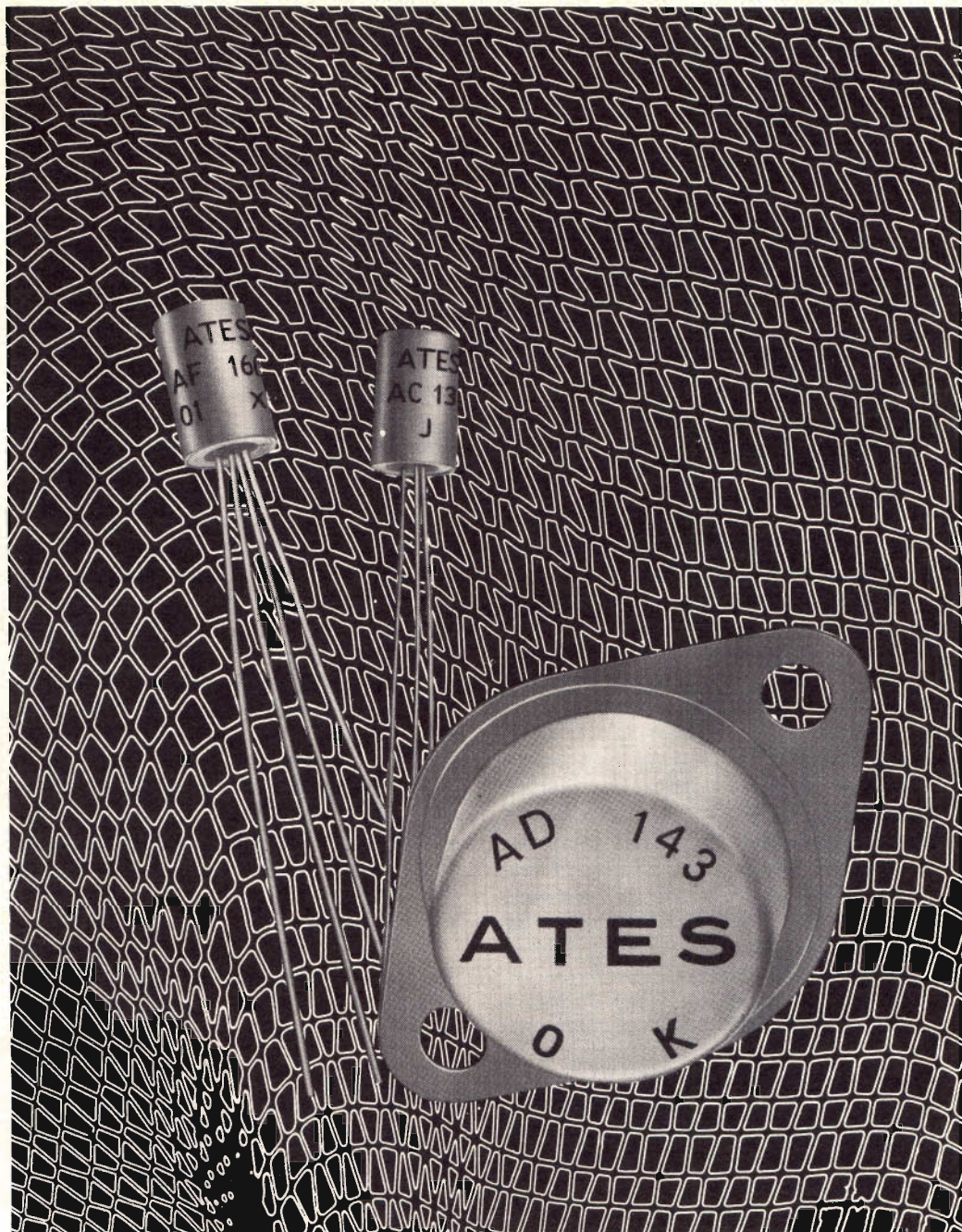
Nel circuito di griglia schermo è necessario inoltre inserire una resistenza per evitare che in mancanza di segnale la dissipazione di griglia schermo superi i limiti ammessi. Per conservare la componente

continua del segnale questa resistenza deve essere disaccoppiata, mentre il suo valore dovrà essere scelto in relazione a quello della resistenza di catodo onde ottenere il desiderato guadagno dello stadio. Nello schema di fig. 3 il valore della resistenza di catodo e di griglia schermo è stato fissato rispettivamente in 68 e 100 Ω.

Amplificatore video e circuito di A.G.C.

Nel circuito di fig. 4 la sezione « F » della PFL200 agisce come amplificatore ad alto guadagno dell'A.G.C., ed è accoppiato tramite il catodo all'amplificatore video che utilizza sempre la sezione L della valvola.

Questo circuito è stato sviluppato per ricevitori che utilizzano segnali con modulazione negativa. La valvola A.G.C. regola l'azione di reinserzione della componente continua di una VDR (resistenza variabile in funzione della tensione) alla quale vengono portati tramite condensatore degli impulsi positivi a frequenza di riga. Una caratteristica importante di questo circuito



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.

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

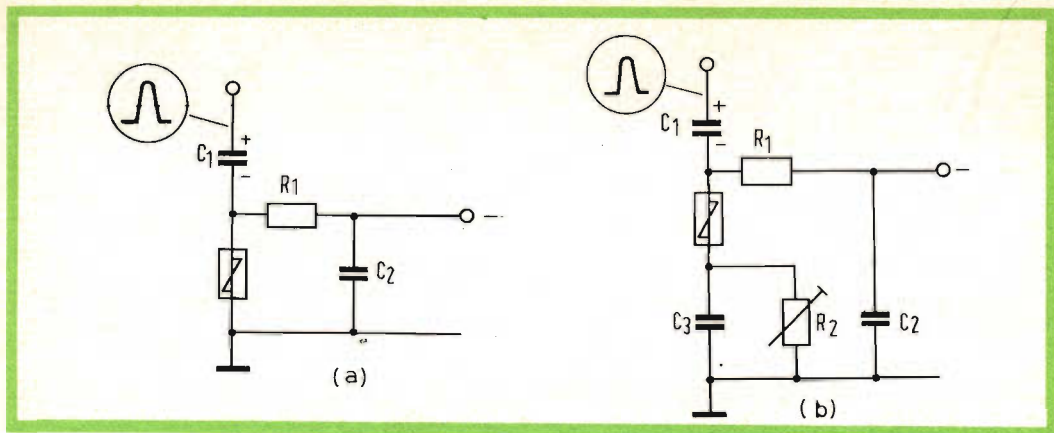


Fig. 5 - Metodi impiegati per sviluppare la tensione negativa di polarizzazione.

è l'indipendenza della tensione di A.G.C. dalla sincronizzazione della base dei tempi.

Il metodo impiegato per sviluppare la tensione negativa di polarizzazione è indicato schematicamente in fig. 5a nella quale si può osservare come un impulso positivo viene applicato ad un circuito comprendente una VDR. Questo elemento non lineare tosa gli impulsi ad andamento positivo e produce un potenziale negativo su C_1 mentre gli elementi C_2 e R_1 costituiscono un circuito di filtraggio. L'ampiezza della tensione ricavata dipende dall'ampiezza e dalla forma d'onda dell'impulso. Se si collega in serie al lato a massa della VDR un condensatore (C_3 di fig. 5b), la tensione sulla VDR risulterà sollevato rispetto a massa. Il collegamento in parallelo a C_3 di una resistenza variabile R_2

permette di variare il potenziale negativo d'uscita. Nel circuito pratico, la resistenza R_2 è sostituita dalla sezione F della PFL200, la cui conduzione è regolata dal segnale video.

La valvola è comandata dal segnale video che si sviluppa sulla resistenza di catodo comune alle due sezioni.

Anche in questo circuito analogamente a quanto solitamente si usa fare con un separatore di sincronismi ad eptodo, si possono applicare degli impulsi disturbanti ad andamento negativo alla griglia controllo per evitare che il circuito di A.G.C. risponda a questi impulsi disturbanti.

In un ricevitore completo impulsi adatti a questo scopo possono essere prelevati dalla griglia controllo della valvola separatrice.

G. Abussi

La Morganite Resistors Limited di Jarrow ha ricevuto nei giorni scorsi un nuovo ordine dall'America di 22 milioni di resistenze per un importo di \$ 175.000 circa.

Questi componenti, che verranno spediti nei prossimi 3 mesi, sono destinati all'impiego nella televisione a colori, negli apparecchi radio e in altri settori elettronici, e nell'equipaggiamento militare degli Stati Uniti.

Già nel 1964 il fatturato per l'esportazione di questa società di Jarrow in fase di rapido sviluppo, è arrivato alla cifra record di Lgs. 700.000 (1.218 milioni di lire) che rappresenta un aumento del 40% rispetto al fatturato più alto raggiunto negli anni precedenti.

i lettori ci scrivono

In questa rubrica verranno pubblicate solo risposte che a suo insindacabile giudizio, la Redazione della Rivista riterrà d'interesse generale.

Ai quesiti avanzati dai Lettori sarà comunque data pronta evasione per lettera.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di L. 500, anche in francobolli, a copertura delle spese postali e di ricerca.

a cura di P. Soati

Sig. **MANRIGO F.** - Roma

Pubblcazioni di radiotecnica

In merito alla sua richiesta le consigliamo l'acquisto del volume di N. Callegari - Radiotecnica per il laboratorio con 198 figure e 21 abachi e nel quale sono trattate organicamente le nozioni indispensabili per la progettazione ed il calcolo dei circuiti radioelettrici e degli organi relativi. Il volume, il cui costo è di lire 3.000, può essere richiesto alla editrice **IL ROSTRO**, Via Monte Generoso 6 - Milano.

Le consigliamo pure di richiedere alla stessa casa editrice ed alla **BIBLIOTECA TECNICA PHILIPS**, Piazza IV Novembre, 3 - Milano, i relativi cataloghi nei quali troverà descritte altre interessanti pubblicazioni.

Sig. **CASARINI U.** - Milano

Radoricevitore per UHF

Per quanto concerne il condensatore variabile relativo all'apparecchio VHF, si precisava, nella rubrica « I lettori ci scrivono » che in mancanza dell'originale esso poteva essere sostituito con altro aventi caratteristiche similari. Ad esempio potrebbe ricorrere all'uso della sola sezione destinata alla FM del condensatore variabile della G.B.C. avente il numero di catalogo O/172 oppure al compensatore, munito di perno, tipo O/82. L'accordo è consigliabile sia effettuato tramite un grid-dip. Per quanto concerne le impedenze che possono anche essere autoconstruite, può far uso di quelle della G.B.C. da 3 μ F, numero di catalogo O/498-8.

Geom. **PEROTTI** - Mondovì

Amplificatore di antenna

In figura 1 è riportato lo schema di un amplificatore di antenna con un guadagno dell'ordine dei 30 dB, alimentabile in corrente continua, ma che tramite uno dei convertitori descritti su **SELEZIONE TECNICA** può essere alimentato in corrente alternata. Esso è adatto per i canali C B ma può essere anche usato, modificando il valore delle bobine anche per altri canali.

I transistori usati sono due AFZ12. L'impedenza di ingresso, a 75 Ω , è regolabile mediante il variabile Cv1 mentre quella di uscita, sempre a 75 Ω , si può modificare leggermente spostando il numero delle spire della presa intermedia.

Il valore dei componenti è il seguente:

Cv1 = 35 pF variabile; Cv2 = 35 pF variabile; C1 = 56 pF; C2 = 35 pF; C3 = 35 pF; C4 = 56 pF.

R1 = 680 Ω ; R2 = 3900 Ω ; R3 = 10.000 Ω ; R4 = 680 Ω ; R5 = 3900 Ω ; R6 = 10.000 Ω ;

L1 = 2 spire e 1/2; filo di rame da un millimetro avvolte su un diametro di 8 millimetri. L2 = 25 spire di filo di rame da 5/10 avvolte su un diametro di 7 millimetri con presa alla 10 presa e nucleo di rame.

L3 = 25 spire di filo di rame da 5/10 av-

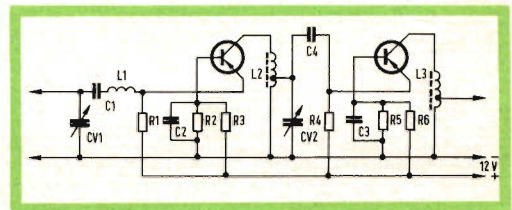


Fig. 1 - Schema elettrico di un amplificatore d'antenna.

volte su un diametro di 7 millimetri con presa alla 9 presa e nucleo di rame.
Il valore esatto delle prese intermedie occorre trovarlo sperimentalmente.

Sig. MAROTTA S. - Roma

Adattatore per ricezione dei programmi stereofonici FM

La G.B.C. dispone di alcune scatole di montaggio relative ai SINTONIZZATORI EICO, adatti per la ricezione stereofonica FM. La descrizione completa delle caratteristiche è contenuta nel catalogo generale.

In figura 1 è riportato lo schema di un adattatore a transistori, detto anche decodificatore, realizzato secondo le norme della FCC, la cui entrata deve essere collegata all'uscita del discriminatore del sintonizzatore FM normale, allo scopo di consentire la ricezione delle emissioni stereofoniche.

Il primo transistor funge da amplificatore di tensione a 19 kHz per la frequenza pilota, emettitore comune, e come emettitore « follower » per il segnale « multiplex ».

La frequenza di 19 kHz serve a sincronizzare lo stadio duplicatore di frequenza nel quale, come per il primo stadio, si fa uso di un transistor SFT3 16B o di tipo simile (AF116 - AF117). Quello stadio assolve pure alle funzioni di limitatore mescolatore.

Il segnale stereo composto può essere controllato, senza includere la frequenza pilota di 19 kHz con un campionamento alternato dei canali a bassa frequenza di sinistra e di destra, sulla frequenza di 38 kHz. La componente dei segnali originali si ottiene general-

mente tramite un campionamento sincrono del segnale composto con l'aiuto di due commutatori l'uno che lavora in fase con il segnale campione del canale di destra dell'emettitore e l'altro con quello di sinistra. I quattro diodi, nel complesso originale del tipo SFD115, ed ai quali viene applicata la tensione di 38 kHz hanno il compito di sostituire tale commutatore. La tensione di entrata è prelevata sulla base del primo transistor e applicata al punto di mezzo del secondario del trasformatore a 38 kHz tramite una resistenza in serie di 47.000 Ω.

Le uscite dei due canali di destra e di sinistra sono applicate, dopo un accurato filtraggio ottenuto con due cellule a pi greco da 47.000 Ω, 2.000 pF e 1.000 pF ai due transistori SFT353 (AC125) con collettore comune.

$R1 = 3300 \Omega$; $R2 = 47.000 \Omega$; $R3 = 470.000 \Omega$; $R4 = 3300 \Omega$; $R5 = 10.000 \Omega$; $R6 = 100.000 \Omega$; $R7 = 100 \Omega$; $R8 = 39 \Omega$; $R10 = 56.000 \Omega$; $R11 = 56.000 \Omega$; $R12 = 47.000 \Omega$; $R13 = 47.000 \Omega$; $R14-R15 = 10.000 \Omega$;
 $C1 = 0,001 \mu F$; $C2-C4-C7-C12-C13 = 10 \mu F$;
 $C3-C11-C10 = 0,001 \mu F$; $C5-C6 = 0,004 \mu F$;
 $C8-C9 = 0,002 \mu F$.

Sig. Cap. LONGO I. - Verona

Ricevitore a transistori per OC

Come le avevo promesso le invio lo schema di un radiorecettore a transistori di ottime prestazioni completo dei dati costruttivi, e che è stato studiato per scopi semi-professionali.

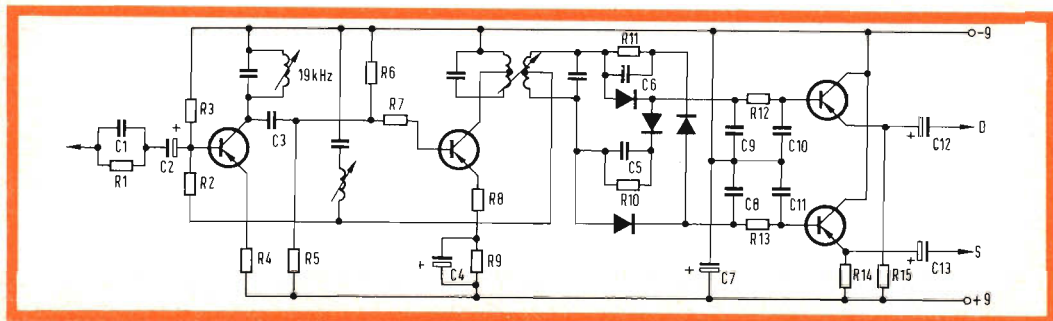


Fig. 1 - Schema elettrico di un adattatore a transistori.

Molti dei componenti sono rintracciabili in commercio.

Ho avuto occasione di riesaminare i suoi articoli pubblicati sull'ANTENNA nell'anno 1939, relativi alle applicazioni di elettrologia. Si tratta in effetti di un argomento che certamente lei avrebbe potuto sfruttare commercialmente e che infatti è stato ripreso successivamente dagli Stati Uniti.

Circa l'apparecchio che ha realizzato recentemente, e del quale mi ha spedito la fotografia, se vorrà inviarmene una chiara descrizione, possibilmente accompagnata da fotografie e schemi, farò il possibile per fargliela pubblicare su SELEZIONE TECNICA RADIO TV. Colgo l'occasione per inviarle un articolo relativo a « Electronics in Neurophysiology » con relativa bibliografia il quale potrà essere senz'altro di suo interesse.

Fig. SAVIGNANI E. - Genova

Controllo di tono per l'apparecchio SM/3

L'apparecchio da lei realizzato con ottimi risultati, è stato studiato in modo da consentire una piacevole riproduzione tanto della parola quanto della musica impiegando il minimo possibile di materiale.

Il circuito di controreazione da lei proposto è senz'altro applicabile anche a tale apparecchio: il ronzio che ha notato può essere dovuto ad un cattivo schermaggio dei conduttori che fanno capo al potenziometro od anche ad una saldatura imperfetta delle relative prese di massa. Probabilmente riducendo leggermente il valore della resistenza che lei ha collegato a massa, il ronzio diminuirà sensibilmente, sempre che non sia imputabile alle cause suddette. Però, nel suo caso, preferiremmo fare ricorso ad un circuito di rinforzo dei toni bassi, che viene usato in tali casi per variare il guadagno degli stadi di amplificazione in funzione del variare della frequenza.

Il circuito di figura 1 illustra la parte finale dello stadio amplificatore di BF dell'apparecchio SM/3. Come vede allo stesso sono stati aggiunti una resistenza R1 dell'ordine di 1 M Ω ed il condensatore C1 di 400/500 pF. La resistenza del condensatore C1 è molto elevata per le frequenze inferiori ai 200 Hz mentre

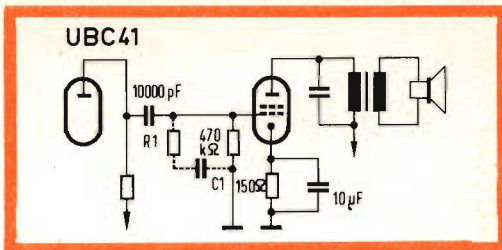


Fig. 1 - Schema elettrico della parte finale dello stadio amplificatore di BF dell'apparecchio SM/3

è molto bassa per le frequenze superiori ai 4000 Hz. Di conseguenza il condensatore, che si comporta come una resistenza variabile, viene a trovarsi in parallelo alla resistenza di griglia della valvola finale e ciò provoca un aumento della resistenza totale del circuito in presenza delle frequenze basse ed una diminuzione in presenza delle frequenze alte. Lo stadio perciò dà la massima amplificazione in presenza delle frequenze basse e minima in presenza delle frequenze alte.

Il valore complessivo della potenza di uscita è praticamente trascurabile.

Migliori risultati potranno essere conseguiti trovando il valore optimum della resistenza R1 e del condensatore C1 sperimentalmente.

Fig. P. I. Bruschi S. - Milano

Tracciate di curve di cui al N° 8/1963

La descrizione in questione si riferisce ad una realizzazione avente carattere industriale della quale abbiamo pubblicato tutti i dati che ci sono stati forniti.

Analizzando attentamente lo schema originale abbiamo rilevato che nello stesso infatti vi è un errore per quanto si riferisce al valore della resistenza catodica della V2 che anziché di 2 M Ω deve essere di 10 k Ω . Siamo certi che in queste condizioni la forma d'onda del multivibratore assumerà le caratteristiche richieste. Tenga presente che i risultati migliori è opportuno conseguirli sperimentalmente assegnando a tale resistenza valori compresi fra 1 e 10 k Ω .

All'altro quesito risponderemo più presto possibile.

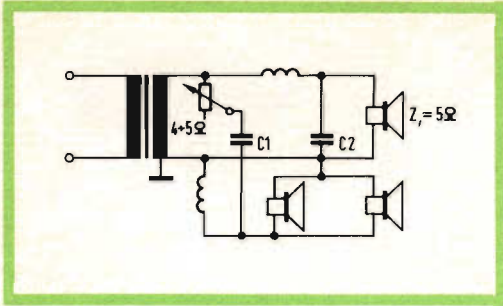


Fig. 1 - Schema elettrico del filtro cross-over.

Sig. GUERRA T. - Venezia

Altoparlanti

Le caratteristiche dell'altoparlante della PHILIPS AD4800M sono le seguenti: Potenza 6 W; rendimento a 400 Hz 10%; impedenza a 1000 Hz, 5 Ω; frequenza di risonanza 60 Hz. In figura 1 riportiamo lo schema del filtro cross-over adatto al suo caso. Frequenza di taglio $f = 3000$ Hz, pendenza 12 dB/ottava. $L1-L2 = 0.374$ mH; $C1-C2 = 7,5$ μF a carta. R = potenziometro da 3 Ω, 6 W regolato in modo che in serie a C1 risulti 1 Ω.

Altoparlanti usabili oltre a quello in suo possesso, due del tipo desiderato aventi impedenza di 8 Ω.

Per realizzare la bobina dovrà procedere come segue: Su un mandrino circolare di 3 cm di diametro, con flange esterne di 5,5 cm, avvolgere 9 strati di 10 spire ciascuno di filo di rame da 10/10 ed uno strato di sole sei spire per un totale di 96 spire. Ricoprire lo strato con un lateroide di 0,3 mm di spessore (fig. 2).

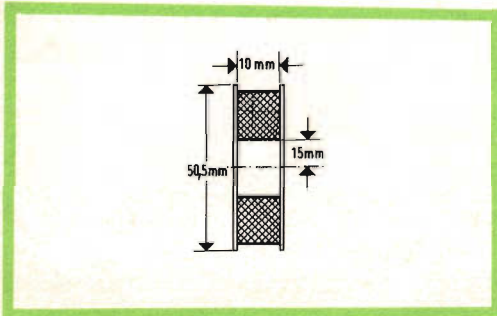


Fig. 2 - Dimensioni d'ingombro della bobina.

Sig. SLONGO A. - Treviso

Gruppo ad inserzione Z/155-1 e Z/155-8

Alla sua lettera precedente è stato regolarmente risposto a suo tempo. Sui gruppi ad inserzione Z/155-1 e Z/155-8 molto è già stato scritto sulla rivista. I relativi schemi sono stati pubblicati nel n° 5-1963 di SELEZIONE RADIO TV.

Per avere notizie più particolareggiate sull'argomento le consigliamo di rileggere l'articolo sull'AMPLIFICATORE INSERIBILE Z/155-1 nel quale è fornito anche un esempio di apparecchiatura completa funzionante a relé.

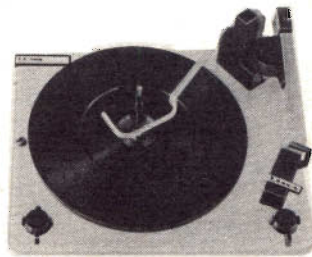
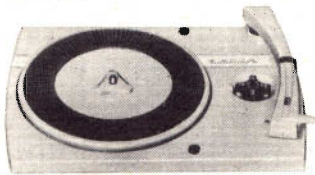
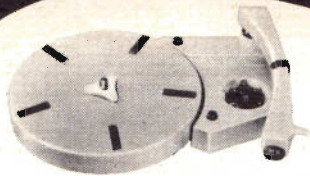
Nel suo caso può fare uso di un relé G/1485, che può richiedere direttamente alla G.B.C., avente le seguenti caratteristiche: contatti di scambio per carico ohmico, portata 5 A a 220 V. Contatti in argento puro, fessaggio conduttori a vite. Resistenza 67 Ω. Eccitazione con corrente continua a 6-8 V. Potenza dissipata circa 0.6 W. Tensione di isolamento dei contatti e dell'avvolgimento verso massa: 1000 Vcc.

Sig. Ing. RODINO' A. - Calabria

Capacimetro

Il capacimetro descritto a suo tempo su SELEZIONE RADIO TV si riferisce ad una realizzazione commerciale che noi abbiamo ritenuto opportuno pubblicare potendo interessare in modo particolare i costruttori che desiderino realizzare qualcosa di simile. Per la ragione suddetta non tutti i particolari ci sono stati forniti; però, consultando lo schema elettrico e quello pratico, si riescono ad ottenere quasi tutte le informazioni indispensabili. Le valvole da impiegare sono rispettivamente le ECC85, ECF80 ed ECL82. I commutatori dovranno essere montati come indicato nello schema di montaggio. Per quanto si riferisce al rotore da mettere a massa si tratta evidentemente del rotore di C11, sebbene nel manoscritto originale sia riportato erroneamente C14. La resistenza R33 è visibile tanto sullo schema elettrico, fig. 3, quanto in quello di montaggio, fig. 5, in prossimità del trasformatore T2.

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

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 - scrivetece 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

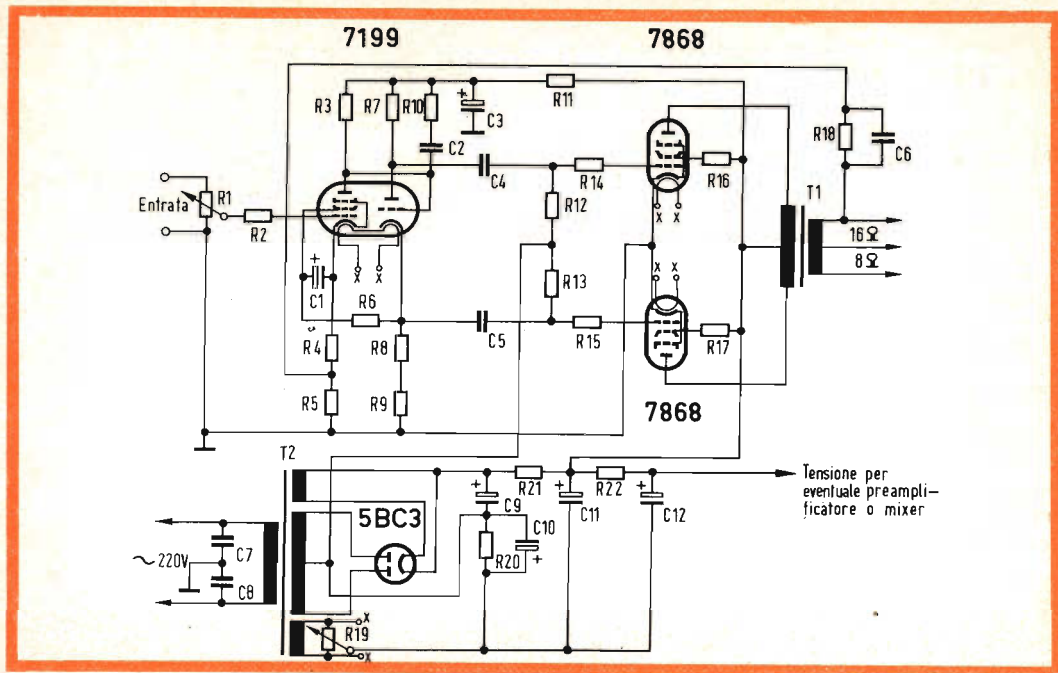


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore Hi - Fi da 30 W.

Per quanto concerne le singole portate, che sono più che sufficienti, i relativi dati sono riportati a pagina 596, mentre le operazioni di messa a punto sono illustrate a pagina 598. C1 deve avere una tolleranza di $\pm 5\%$. Gli altri componenti possono essere del tipo a $\pm 10\%$.

Pensiamo però che lei possa risolvere nel migliore dei modi il suo problema montando il capacimetro EICO modello 955 il quale consente la misura di ogni tipo di condensatore, anche se collegato in circuito e che si basa anch'esso sul classico circuito di Wien e con puntale unico di misura, di tipo coassiale per ogni forma di rivelazione.

Tale strumento consente di effettuare misura di capacità da 0,1 a 50 μF alla frequenza di 50 Hz; prove di corto circuito, alla frequenza di 50 Hz, con possibilità di misurare resistenze minime di 1 Ω , prove di continuità impiegando una frequenza di 19 MHz, minima capacità misurabile 5 pF.

La descrizione completa, schema compreso, del grid dip EICO mod. 710 è stata effettuata sul n° 11/12-1962 di SELEZIONE

RADIO TV, che può richiedere dietro invio della somma prescritta alla nostra amministrazione. Attualmente non sono disponibili le parti ricambio che molto probabilmente la G.B.C. sarà in grado di fornirle in seguito.

Sig. CATANIA G. - Siracusa

Amplificatore 30 W con valvole americane

In figura 1 riportiamo lo schema di un interessante amplificatore ad ALTA FEDELTA' in Classe AB₁, avente una potenza di uscita di 30 W e realizzato con valvole di tipo americano. Esso è stato progettato dalla RCA. La prima valvola che funge da preamplificatrice è una 7199 mentre per le due finali, anche se è possibile l'uso di due 6L6, è consigliabile ricorrere a due valvole 7868, che sono state usate anche nel progetto originale. Mentre non esiste il trasformatore per l'inversione di fase, il trasformatore di uscita T₁ deve avere una impedenza di 6600 Ω placca a placca e una potenza di 50 W. Come ab-

biamo già detto altra volta, in questa rubrica e tanto meno per via privata, non ci è possibile eseguire i calcoli relativi alla costruzione dei vari elementi, ad ogni modo per realizzare detto complesso può valersi dei trasformatori di uscita del tipo PARTRIDGE, che sono adatti per apparecchiature ad alta fedeltà e che rispondono ai quesiti richiesti più sopra come ad esempio quelli forniti dalla G.B.C. con la sigla di catalogo H/250 e H/255.

Il valore dei vari componenti è il seguente: R1 = 1 M Ω potenziometro controllo volume; R2 = 10.000 Ω , 1/2 W; R3 = 220.000 Ω , 1/2 W; R4 = 820 Ω , 1/2 W; R5 = 10 Ω , 1/2 W; R6 180.000 Ω , 1/2 W; R7 = 15.000 $\Omega \pm 5\%$, 2 W; R8 = 15.000 $\Omega \pm 5\%$, 1/2 W; R9 = 1000 Ω , 1/2 W; R10 = 22.000 Ω , 1/2 W; R11 = 2000 Ω , 2 W; R12-R13 = 100.000 Ω , 1/2 W; R14-R15 = 1000 Ω , 1/2 W; R16-R17 = 56 Ω , 1/2 W; R18 = 270 Ω , 1/2 W; R19 = 100 Ω , 1/2 W potenziometro per la regolazione dell'hum. R20=120 Ω , 10 W; R21=50 Ω , 10 W; R22=10.000 Ω , 2 W.

C1 = 25 μ F, 50 V elettrolitico; C2 = 22 pF, 600 V ceramico o mica; C3 = 80 μ F, 450 V elettrolitico; C4-C5 = 0,25 μ F, 600 V carta; C6=0,01 μ F, 600 V carta; C7-C8=0,05 μ F, 600 V carta; C9 = 40 μ F, 500 V elettrolitico; C10 = 100 μ F, 50 V elettrolitico; C11 = 40 μ F, 500 V elettrolitico; C12 = 20 μ F, 450 V elettrolitico.

Trasformatore di alimentazione T2 = 375-0-375 V_{eff} 160 mA; 6,3 V, 5 A; 5 V, 3 A.

Sig. LISANDRELLI A. - Roma

Gruppo per la ricezione del II programma

Come abbiamo già pubblicato in questa stessa rubrica non ci è possibile fornire gli schemi relativi agli apparecchi del commercio i quali devono essere richiesti direttamente alla casa costruttrice o che sono quasi sempre rintracciabili tra i tanti schemari messi in circolazione da alcune case editrici.

La ditta RAYMOND può fornirle il gruppo da inserire nel televisore in suo possesso e

il quale è già predisposto in modo da facilitarne l'impianto.

Tenga presente che presso la sede romana della G.B.C. potrà trovare una serie di gruppi sintonizzatori o di gruppi convertitori alcuni dei quali si adattano senz'altro per essere installati nel televisore in questione. Detti gruppi sono illustrati da pagina 501 a pagina 510 del CATALOGO GENERALE G.B.C., del quale può richiedere la spedizione contro assegno, e che è consultabile presso la suddetta sede.

Sig. LOMOI R. - Trieste

Alimentatore per apparecchio del surplus

Ho tardato a rispondere alla sua richiesta dato che speravo di poterle procurare lo schema originale dell'alimentatore per l'apparecchio del surplus, in suo possesso ma purtroppo lo schema che mi è stato inviato si riferiva ad altro complesso.

Molto probabilmente l'alimentatore originale potrà rintracciarlo presso il CIRQUE RADIO, 24 Boulevard des Filles du Calvaire, Paris XI, al quale può rivolgersi direttamente, trattandosi di una delle più grandi ditte francesi che si occupano di materiale del surplus.

In figura 1 è rappresentato lo schema di un alimentatore il quale, magari modificando leggermente il valore delle resistenze specialmente quelle relative alla tensione di polarizzazione, può consentirle di alimentare senza inconvenienti l'apparecchio in questione. Il trasformatore di alimentazione sarà scelto con il primario per tensioni universali o a 125 V, come preferisce. Il secondario dovrà fornire una tensione di circa 200 + 200 V a 50 o 40 mA. Come raddrizzatrice può essere usata una valvola 5Y3 od altra similare in suo possesso, lo stesso dicasi per l'impe-

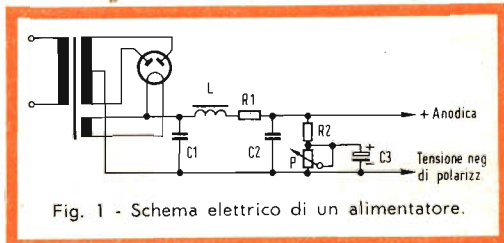


Fig. 1 - Schema elettrico di un alimentatore.

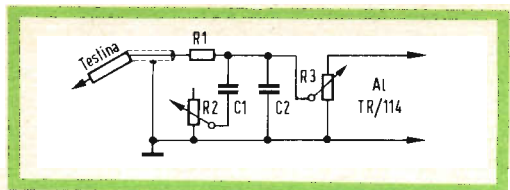


Fig. 1 - Schema dei collegamenti fra il pick-up e l'amplificatore TR/114.

denza L che dovrà avere un valore prossimo ai 12 H 70/80 mA.

$R1 = 1.200 \Omega$, 1 W; $R2 = 7.000 \Omega$, 8 W;

$P = 1.500/2.000 \Omega$, 2 W.

$C1-C2 = 8 \mu F$, 500 V; $C3 = 50 \mu F$, 50 V.

Sig. **BECATTINI N.** - Firenze

Amplificatore TR/114 per valigia giradischi

Può senz'altro usare il giradischi in suo possesso per realizzare un complesso giradischi portatile.

In figura 1 è riportato lo schema dei collegamenti da effettuare fra il pick-up ed il telaio dell'amplificatore TR/114 (Z154), completo di controllo di tono e di volume.

Il condensatore di ingresso dell'amplificatore deve essere sostituito con altro, sempre del tipo elettrolitico, da 50 μF .

Il valore dei vari componenti è il seguente:

$R1 = 1 M\Omega$; $R2 = 50.000 \Omega$, potenziometro di tono;

$R3 = 10.000 \Omega$, potenziometro di volume;

$C1 = 40 \text{ kpF}$; $C2 = 10 \text{ kpF}$.

Sig. **BERTINI G.** - Spoleto

Scatola di montaggio SM 2208

Attualmente la scatola di montaggio SM/2008 è prevista esclusivamente per il montaggio di un televisore da 23". Essa naturalmente non può essere adattata per realizzare un televisore da 19" dato che il mobile, in tal caso, deve essere concepito in modo diverso.

Molto probabilmente in seguito verrà messa in commercio una scatola di montaggio si-

mile alla suddetta ma destinata a televisori da 19": ad ogni modo le consigliamo di montare la SM/2008 la quale oltre a consentirle di ottenere degli ottimi risultati commercialmente ha un valore nettamente superiore rispetto ad una scatola di montaggio da 19".

Sig. **CALDERONI T.** - Milano

Amplificatori a transistori

L'alimentazione dell'amplificatore da 4 W con OC26 finale può essere effettuata a 9 V, con un certo miglioramento della resa totale. L'altoparlante deve avere una impedenza, non rigorosa, di circa 4 Ω .

L'impedenza da 0,90 H (60 Ω) se non le è possibile rintracciarla può sostituirla con il primario di un trasformatore per transistori aventi caratteristiche similari.

La potenza di uscita dell'amplificatore è dell'ordine dei 2,5 W, l'altoparlante deve avere una impedenza, non rigorosa, di circa 30 Ω .

La nascita della televisione in Italia

Dott. Ing. **Banfi A.** - Milano

Il ch.mo Ing. Banfi, riferendosi al nostro articolo pubblicato nel n° 12/1964 ci comunica alcune notizie interessanti sotto il profilo storico della TV italiana.

Egli ci riferisce di essere lui stesso l'inventore e il presentatore del sistema di televisione elaborato nel 1925 presso il laboratorio della « Radio per tutti ».

Inoltre, ci rende noto che tutte le dimostrazioni sperimentali effettuate dall'EIAR, citate nell'articolo in questione, vennero realizzate e dirette da lui, compresi i primi impianti di TV di Milano e Roma nel 1939, con la collaborazione dei tecnici elencati sempre nello stesso articolo.

Siamo grati all'ing. Banfi delle notizie, e lieti di portarle a conoscenza dei nostri lettori, per doveroso completamento di ciò che abbiamo pubblicato sull'argomento.

ALTOPARLANTI

SERIE MUSICAL

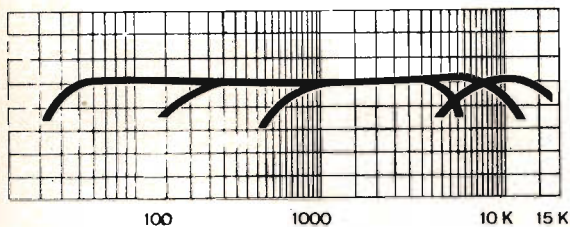
IREL

sigla dell'altoparlante IREL

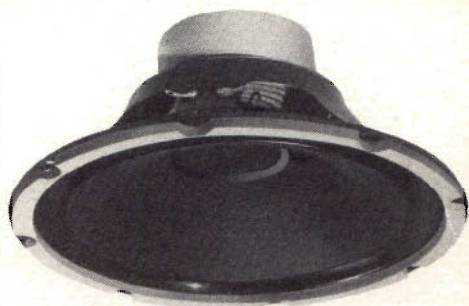
una lettera indica la serie e individua così il tipo di curva di risposta;

uno o due numeri indicano in centimetri il diametro dell'altoparlante circolare oppure i diametri dell'altoparlante ellittico;

l'ultimo numero indica l'energia magnetica in mWs.



La serie Musical comprende altoparlanti per complessi « alta fedeltà », e precisamente:
Tweeter (MT) per la riproduzione delle frequenze alte;
Woofer (MW) per la riproduzione delle frequenze basse;
Extended Range (ME), gamma estesa.



MW/20/215X

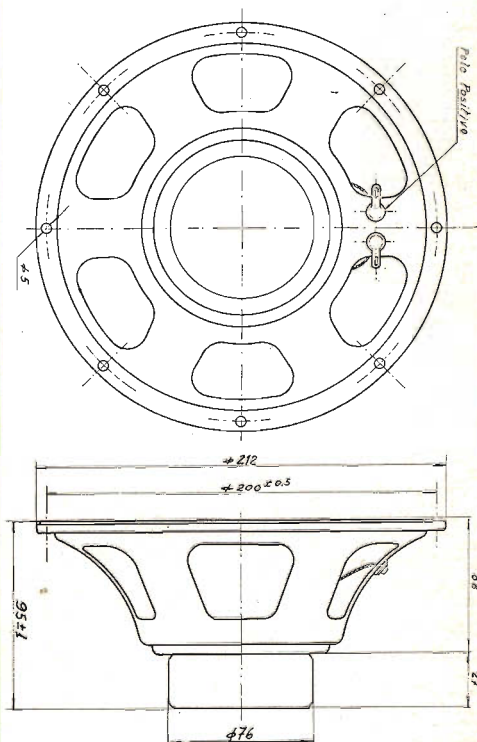
Potenza 9 W

Impedenza 5,6 Ω

Induzione 10.500

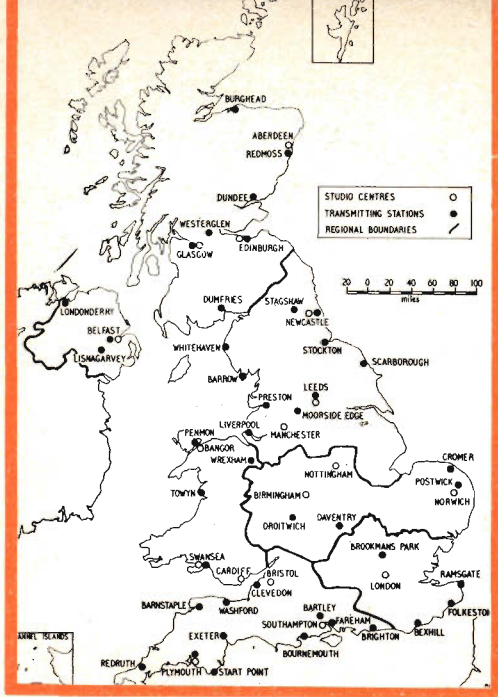
Frequenza di risonanza 30 Hz

Gamma utile 30 ÷ 7000



IREL

Industrie radio elettriche liguri: via leopardi 27 - milano (italia)
telefoni: 897.660 - 898.361 - 867.058 - indirizzo telegrafico: IRELUC



PAN RAD

INGHILTERRA

Amministrazione: The British Broadcasting Corporation, Broadc. House, London, W1.

NOTIZIARI IN LINGUA ITALIANA: ore **1830 - 1945:** 9510 - 11945 kHz; ore **2300 - 2330:** 1295, 3952,5, 5975 11945 kHz.

English by Radio (per imparare la lingua inglese): frequenze in kHz: **0630-0645:** 3975, 7230, 5990, 7260; **0745-0800:** 1295, 3952,5, 6150, 7230, 5990, 9625, 6150, 7210; **1330-1400:** 11820, 7150, 15230; 9755, 11820, 11780, 15180, 17695, **1800-1815:** 1295, 3952,5, 5975, 6110, 5975, 7185, 9770; **1930-1945:** 7230, 9510, 9690; **2030-2100:** 1295, 3975; 5975, 7110, 7185; **2130-2200:** 7230, 9770; **2345-2400:** 1295, 3975, 5975, 6180, 7325 (pubblicazione ENGLISH BY RADIO for students of english abbonamento annuale 15 scellini).

ONDE MEDIE (kHz) Home service: Moor-side, Whitehaven, Cromer: 692; Burghead, Redmoss, Westerglen, Dumfries: 809; Penmon, Towyn, Washford, Wreham: 881; Brookmans Park: 908; Start Point, Barnstaple: 1052; Droitwich, Postwick: 1088; Stagshaw, Scarborough: 1151; Lisnagarvey, Londonderry: 1340; Bartley, Brighton, Clevedon, Folkestone, Bexhill, Redruth: 1457; Barrow, Ramsgate: 1484.

AUSILIARI (Programma leggero): Brookmans P., Burghead, Lisnagarvey, Londonderry, Morrside E., Newcastel, Plymouth, Redmoss, Redruth, Westerglen: 1214; Onde lunghe Droitwich: 200. Terzo programma: Daventry, Edinburgh, Glasgow, Newcastle T., Redmoss: 647; Belfast, Bournemouth, Brighton, Dundee, Exeter, Fareham, Leeds, Liverpool, Preston, Plymouth, Redruth. Stockton T.; Swansea: 1546.

STAZIONI FM (in MHz in ordine le frequenze dell'home, light, e terzo programma) Divis: 94.5, -90.1, 92.3; Thrums-ter: 94.5, 90.1, 92.3; Llandridod W: 93.5, 89.1, 91.3; Redruth: 94.1, 89.7; 91.9; Llanddona: 94.0, 89.6, 91.8; Holme Moss: 93.7, 89.3, 91,5; North Hessary T.: 92.5, 88.1, 90.3; Rosemarkie: 94.0, 89.6, 91.8; Londonderry: 92.7, 88.3, 90.5; Dover: 94.4, 90.0, 92.4; Oxford (Becley): 95.85, 89.5, 91.7; (Midland 93.9); Kirk O' S: 94.3, 89.9, 92.1; Rowridge: 92.9, 88.5, 90.7; Tacol-neston: 94.1, 89.7, 91.9; Blaen-plwyf: 93.1, 88.7, 90,9; Sutton Coldfield: 92.7, 88.3, 90.5; Sandale: 92,5 (94,7 North), 88.1, 90,3; Meldrum: 93.1, 88.7, 90.9; Les Platons: 97.1, 91.1, 94.75; Wenvoe: 94.3, 89.95, 96.8; Pontop Pike: 92.9, 88.5, 90.7; Douglas IOM: 92.8, 88.4, 90.6; Okney: 93.7, 89.3, 91.5; Peterborough: 94.5, 90.1, 92.3; Fort William: 93.7, 89.3,

ORAMA IOFONICO

91.5; Wrotam: 93.5, 89.1, 91.3; Llangollen: 93.3, 88.9, 91.1; **Stazioni in costruzione a:** Ashkirk, Barnstaple, Barrow, Bath, Berwick T., Brecon, Cambridge, Carmanham, Cheltenham, Lincs, Enniskillen, Forfar, Grantown S., Haverfordwest, Hereford, Kendal, Kinlochleven, Larne, Lewis, Machynleth, Newry, Northampton, Oban, Okehampton, Perth, Pitlochry, Rothesay, Scharborough, Shetland, Skye, SW Scotland.

TELEVISIONE: (canali: 1 = 45.00/41,50; 2 = 51,75/48,25; 3 = 56,75/53,25; 4 = 61,75/58,25; 5 = 66,75/63,25).

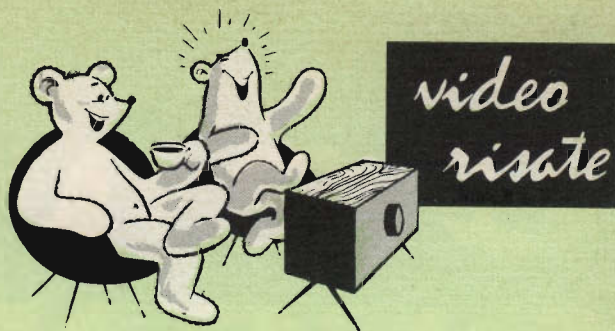
Molte stazioni televisive inglesi durante i mesi estivi sono ricevibili in Italia.

Crystal Palace, Divis, Thrumster, Sheffield, Llandrindod W, Redruth, Llanddona, **canale 1;** Brighton, North Hessary T, Rosemarkie, Holme Moss, London Derry, Dover, Oxford (Beckley), **canale 2;** Kirk O' Scott, Rowridge, Tacolneston, Blaenplwyf, Morecambe Bay, Swindon, **canale 3;** Sutton Coldfield, Sandale, Meldrum, Leh Platons, Folkestone, Hastings, Mannigtree, **canale 4;** Pontop Pike, Douglas IOM, Orkney, Peterborough, Fort William, **canale 5.** Altre stazioni sono in costruzione nelle località indicate per le stazioni FM.

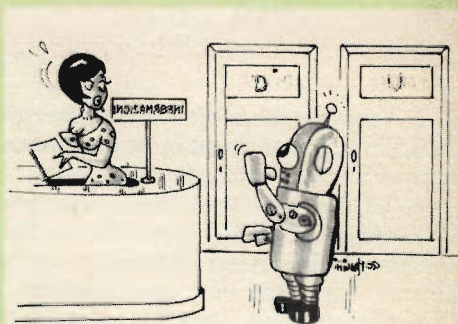
STAZIONI A ONDA CORTA (in kHz): 3952.5, 3975, 5965, 5975, 5990, 6010,

6035, 6050, 6070, 6080, 6110, 6120,
6125, 6150, 6165, 6170, 6180, 6195,
7110, 7120, 7130, 7135, 7140, 7150,
7185, 7200, 7210, 7220, 7230, 7240,
7260, 7280, 7320, 7325, 9410, 9510,
9525, 9555, 9580, 9600, 9610, 9615,
9625, 9640, 9645, 9650, 9660, 9675,
9690, 9700, 9705, 9710, 9725, 9735,
9740, 9750, 9755, 9760, 9765, 9770,
9825, 9915, 11705, 11710, € 11720,
11750, 11770, 11780, 11790, 11810,
11820, 11840, 11860, 11880, 11890,
11905, 11910, 11920, 11930, 11945,
11955, 12040, 12095, 15070, 15105,
15110, 15140, 15180, 15190, 15200,
15210, 15230, 15235, 15245, 15260,
15285, 15300, 15310, 15360, 15375,
15390, 15420, 15435, 15445, 17695,
17705, 17715, 17730, 17740, 17745,
17755, 17790, 17810, 17860, 17870,
17880, 17890, 18080, 21455, 21470,
21490, 21530, 21550, 21595, 21600,
21610, 21615, 21630, 21640, 21660,
21675, 21680, 21710, 21740, 25650,
25670, 25720, 25750, 25840, 25850,
25920, 26040, 26080.

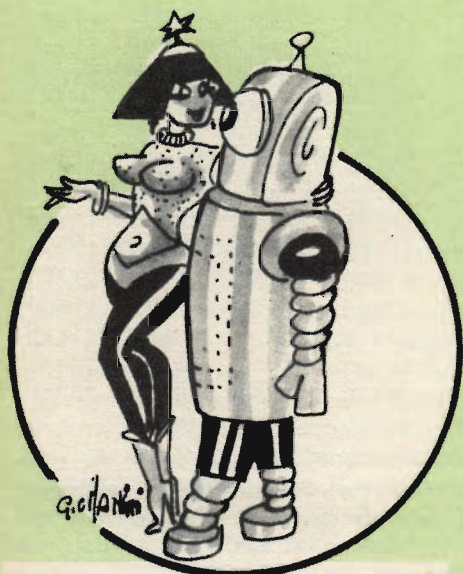
Queste frequenze sono usate in relazione alle ore del giorno e delle stazioni secondo gli orari che possono essere richiesti alla BBC all'indirizzo da noi indicato.



« La concorrente N. 17, cari telespettatori, è una ex-ballerina della Scala... »



« Per favore, cosa sono io signorina? »



« Non preoccuparti, piacerai moltissimo anche a papà, tesoro: va pazzo per le macchine... »



« Ho portato il destro ancora troppo lungo, Luigi!... »



PRO PAGA ZIONE

DELLE ONDE METRICHE

La trasmissione a distanza delle immagini televisive e relativi segnali audio viene effettuata, come ben noto, mediante modulazione in frequenza e in ampiezza di onde portanti nei «canali di trasmissione» prestabiliti, cioè con onde portanti di frequenza determinata.

Il comportamento delle onde elettromagnetiche alle frequenze normalmente uscite nelle trasmissioni televisive è un comportamento «quasi ottico»; questo significa che nella propagazione (dal trasmettitore al ricevitore) queste onde sono soggette a limitazioni che potremmo dire «ambientali», simili alle limitazioni alle quali è sottoposta la propagazione di un segnale luminoso. Per esempio, la diffrazione è piccola (in pratica cioè la ca-

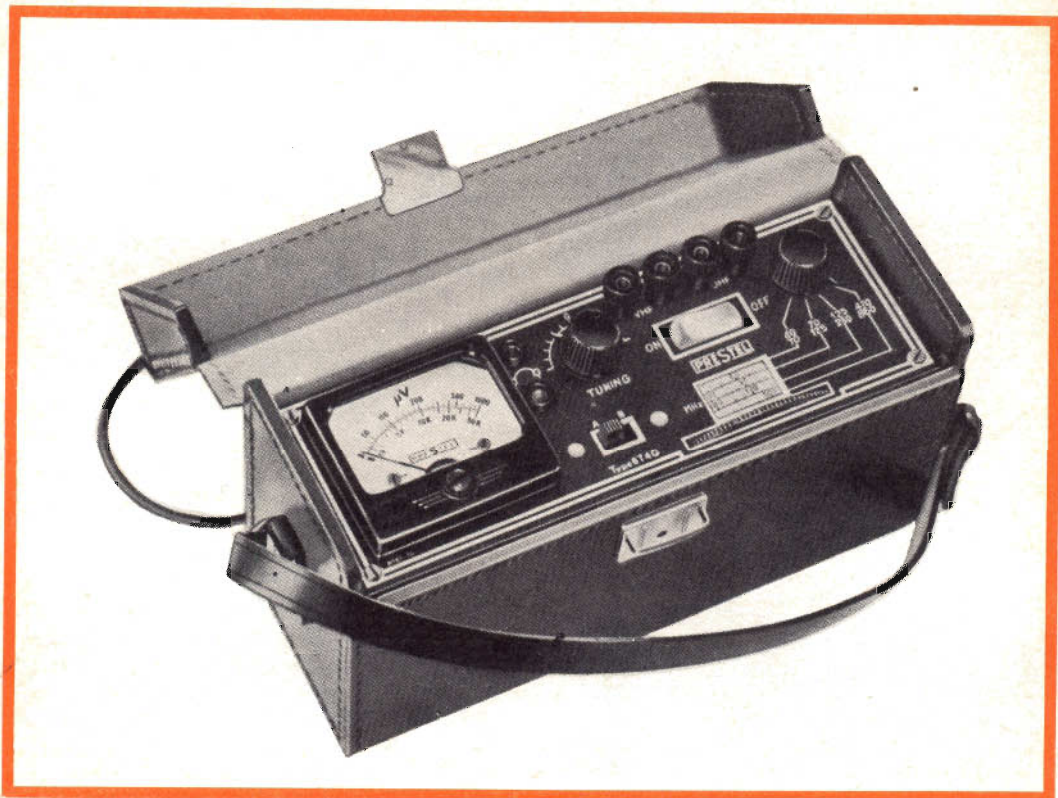
pacità di aggirare gli ostacoli è limitata). Si possono aggiungere poi altri inconvenienti, come la riflessione non desiderata su ostacoli materiali, la possibilità di sovrapposizioni, in ricezione, di segnali sfasati, dovuti a differenze di percorso fra onda diretta e onda riflessa. Oltre naturalmente ad interferenze di segnali disturbanti dovute alle più svariate sorgenti.

In alcune condizioni, ed in alcune zone, il rapporto segnale-disturbo può non essere soddisfacente, e in questi casi occorre un lavoro accurato di ricerca delle condizioni migliori per ottenere un risultato finale accettabile.

I fattori su cui possiamo agire quando il segnale in arrivo non è molto forte si riducono praticamente a: 1) miglioramen-

to dell'efficienza dell'antenna come caratteristiche costruttive della stessa (diametro dei conduttori, riflettori, basse perdite etc.); 2) buon orientamento dell'antenna, includendo in questo concetto di orientamento anche la ricerca, entro un raggio ovviamente limitato dalle possibilità ambientali, della migliore ubicazione.

Mole volte questa ricerca dell'optimum non è immediata. Per fenomeni di diffrazione e riflessione si possono avere, per esempio, delle stratificazioni dell'intensità del segnale con passo anche relativamente breve, tanto in senso verticale che orizzontale. In tal caso l'ubicazione della antenna può essere buona o notevolmente meno buona per spostamenti anche di lieve entità.



Questa ricerca delle condizioni migliori, oltre naturalmente alla scelta dei migliori costituenti l'impianto è assai agevolata dalla possibilità di misura immediata, sic et simpliciter, dell'intensità del campo mediante uno strumento auto-

mo di facile uso.

La Ditta PRESTEL ha recentemente messo sul mercato un praticissimo Misuratore di Intensità di Campo totalmente a transistori, di cui riportiamo più sotto le caratteristiche. Esso è particolarmente

indicato sia per il controllo dei componenti, sia per la scelta della migliore ubicazione e orientamento dell'antenna di ricezione.

Di prezzo modesto, versatile, semplicissimo nell'uso, esso costituisce un valido e remunerativo alleato per tutti gli installatori di radio e televisione.

CARATTERISTICHE GENERALI

Interamente a transistori (6 transistori + 4 diodi)

Alimentaz. incorporata con pila 4,5 V

Autonomia 100 ore circa

1 Gamma UHF (470-860 MHz)

3 Gamme VHF (40-230 MHz)

2 Sensibilità (1000 μ V f.s. e 50.000 μ V f.s.)

Massima sensibilità 20 μ V

Precisione di Misura:

± 3 dB in VHF ± 6 dB in UHF

Sintonia rapida e fine indipendenti

Presa per cuffia di controllo

Piccolo - leggero - maneggevole

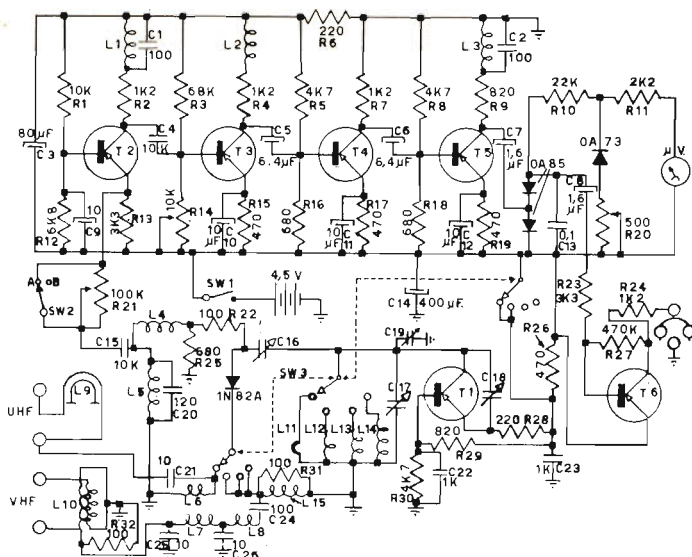
Facilità e semplicità di manovra

Cofanetto interamente metallico

Elegante e robusta custodia in cuoio

Dimensioni mm 205 x 75 x 120

Peso kg 1,100.



ROMA



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



NOTIZIE TECNICHE DAL MONDO

Il recente annuncio della società di telecomunicazioni Pye, che essa è ora in grado di fornire apparecchiature radio mobili, aventi una distanza di canali di soli 12,5 kHz, segna l'ultimo notevole passo nella storia dello sviluppo delle telecomunicazioni britanniche. Dal 1950 è stata possibile una graduale e progressiva riduzione nella distanza tra i canali, ed ogni passo ha comportato il sorgere di problemi riguardanti la selettività e la modulazione incrociata, che una volta si credeva di impossibile soluzione. La disponibilità di apparecchiature da 12,5 kHz dovrebbe ora alleggerire la congestione di canali esistente specialmente nell'area di Londra.

INFORMIAMO

**IL CATALOGO
GENERALE
COMPONENTI
ELETTRONICI**

G.B.C.
italiana

**VERRÀ
SPEDITO
ENTRO
IL CORRENTE
MESE**

Nel momento attuale il "Mobile Radio Committee" sta considerando il miglioramento portato dalle apparecchiature a 2,5 kHz, e si aspetta che ben presto lo "Specification Committee" introduca le nuove norme in merito. In altre parole, è ora aperta la strada per l'introduzione del sistema a 12,5 kHz, sebbene finora fossero stati permessi — da parte del G.P.O. di questo Paese — soltanto trasmissioni distanti 25 kHz.

A opera della TV, i ragazzi inglesi stanno forse diventando la generazione meglio informata del mondo. Lo ha dichiarato L. J. Lawler, direttore del centro di televisione educativa per l'estero, in occasione di una riunione presso la "Royal Society of Arts", di Londra. Parlando della funzione educativa della TV nello sviluppo del Commonwealth, egli ha sottolineato che la natura particolare della televisione ha reso difficile la determinazione del suo uso più produttivo. "Certamente quando si sente di ragazzi che in media guardano la televisione per 17 ore la settimana è logico convincersi che ciò deve avere un notevole effetto sulla società. I nostri ragazzi possono essere 'ragazzi televisivi', appostati davanti al teleschermo per parecchie ore ogni giorno, questo sì, ma stanno anche diventando la generazione meglio informata che il mondo abbia avuto".

Stando a una notizia compilata dalla American Research Bureau e pubblicata dal settimanale "Broadcasting", non sono i cittadini più ricchi né quelli che vivono nei grandi centri urbani i più appassionati della TV a colori: la maggiore percentuale di televisori a colori si trova infatti nelle zone relativamente abitate e appartengono alle famiglie meno abbienti. Rispetto allo scorso anno, continua la rivelazione statistica, la vendita dei televisori a colori è salita del 10-25%; ed anche la RCA ha dichiarato che le vendite in fabbrica sono aumentate del 25% rispetto all'anno passato. Il settimanale informa inoltre che i possessori di un televisore a colori spendono nell'ascolto un tempo maggiore di quello speso da chi possiede il solo apparecchio in bianco e nero.

**E
N
E
R
G
O
I
T
A
L
I
A
N
A**

TUTTI I PRODOTTI

PER SALDATURA

TUTTI I

PRODOTTI

TI PER

SALDATURA TUTTI

PRODOTTI

PER SALDATURA

TUTTI I PRODOTTI

PER SALDATURA

TUTTI I PRODOTTI

PER SALDATURA

TUTTI I

PRODOTTI

PER SALDATURA



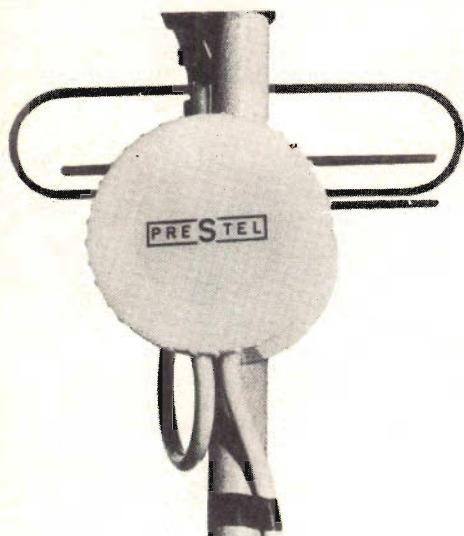
FILI AUTOSALDANTI IN LEGHE DI STAGNO AD UNA E A TRE ANIME DI RESINA PER RADIO-TV ELETTRONICA - FILI PIENI IN TUTTE LE LEGHE - POLVERI E PASTE AUTOSALDANTI - FLUSSI DE-OSSIDANTI LIQUIDI E PASTOSI - CROGIUOLI PER FILI E PER CIRCUITI STAMPATI

S.p.A. MILANO

VIA CARNIA, 30 - TELEF. 28.71.66

PRESTEL

AMPLIFICATORE D'ANTENNA UHF a 2 TRANSISTORI - mod. TR2



AMPLIFICATORE

FACILE MESSA IN OPERA
LO STESSO CAVO DI DISCESA SERVE
AD ALIMENTARE I TRANSISTORI



ALIMENTATORE

CARATTERISTICHE TECNICHE

2 transistori	
Guadagno	20 dB (10 volte)
Fattore di rumore	4 ÷ 6 KTo
Banda passante	14 V 6 μ A. c.c.
Alimentazione	8 MHz
Impedenza entrata	75 Ω
Impedenza uscita	75 Ω
Monocanale	Bande IV e V

ALIMENTATORE

Alimentazione	220 V 1,5 W
Uscita (a onda intera)	14 V c.c. 6 μ A
Impedenza entrata	75 Ω
Impedenza uscita	75 - 300 Ω

PUO' FUNZIONARE CON QUALSIASI STABILIZZATORE O DIRETTAMENTE SULLA RETE

APPLICAZIONI

RISOLVE FACILMENTE IL PROBLEMA DELLA RICEZIONE DEI SEGNALI UHF IN ZONE D'OMBRA E MARGINALI

- AMPLIFICA 10 volte il segnale (20 dB)
- ELIMINA l'effetto neve o sabbia
- PERMETTE di trasportare il segnale a distanza
- MIGLIORA il rapporto SEGNALE - DISTURBO
- CONSUMA pochissimo
- CONSENTE l'uso del cavo coassiale 75 Ω (compensandone le perdite) e permettendo così di ottenere un impianto razionale, comodo ed estetico.

Nelle ordinazioni citare sempre il numero del canale.

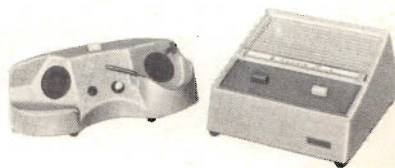
TRASFERITORE TELEFONICO

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:

- inserire a fondo il tasto bianco
- manovrare la conversazione col tasto verde premendolo per parlare e rilasciandolo per ascoltare
- a conversazione finita premere di nuovo a fondo il tasto bianco per disinserirlo.

2. Operando dal trasferitore:

- nessuna manovra è necessaria se si viene chiamati

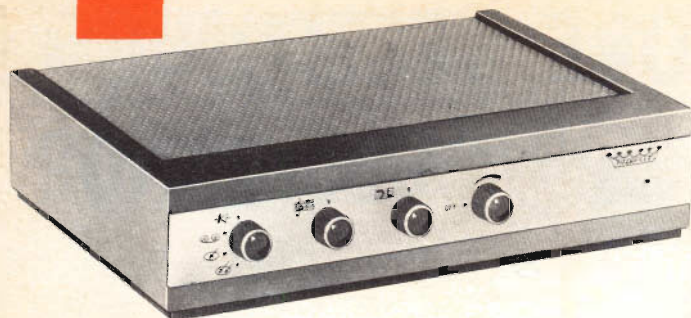
- per effettuare la chiamata, premere il pulsante bianco rotondo (vicino alla lampada rossa) chiamando contemporaneamente a voce la persona desiderata
- nessun'altra manovra è necessaria per continuare la conversazione.

3. Per smistare la conversazione telefonica al principale si dovrà:

- chiamare il principale
- 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
- premere (fino ad agganciarlo) il tasto avorio
- 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 interfono normale.

Dal principale, sia che l'apparato venga usato come trasferitore telefonico sia come interfono normale, le manovre sono identiche.

c.i.s.e.m.



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: $8 \mu\text{V}$
Sensibilità AM: $560 \mu\text{V/m}$
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



“ALFA” ZEUS

APPARECCHIO DI CHIAMATA



L'apparecchio consta di un trasformatore riduttore, avente il secondario collegato ad un raddrizzatore a ponte, e ad una spia di segnalazione di rete.

L'uscita CC del raddrizzatore è collegata a due diodi al silicio, o Zener, aventi la funzione di stabilizzare la tensione entro limiti molto ristretti, al variare della tensione di rete.

Il polo positivo stabilizzato è collegato a quello degli accumulatori, di tipo ermetico al piombo, mediante un altro diodo trice, atto a condurre una corrente di carica agli accumulatori, la più prossima possibile alla loro corrente di autoscarica Zener, in serie ad una resistenza limitando quando sono completamente carichi, e la più elevata possibile quando, per conseguenti richieste di allarme, gli accumulatori sono in parte o totalmente scarichi.

Poichè la f.e.m. degli accumulatori carichi è di 17,6 V (2,2 per elemento, collegati in serie in numero di otto), lo stato di carica dell'intera batteria è esaltata

otto volte rispetto ad ogni elemento.

È quindi sufficiente una variazione di 0,2 V per ogni elemento, perchè lo Zener conduca assai di più, proprio come se la sua resistenza interna fosse diminuita.

Tale caratteristica, propria dei cristalli, riduce sensibilmente il tempo di ricarica quando gli accumulatori fossero chiamati ad erogare corrente.

Raggiunta la f.e.m. corrispondente agli accumulatori completamente carichi, la corrente di carica si limita ad un valore molto ridotto, denominato corrente di mantenimento che può essere protratta per un tempo indeterminato.

L'involucro degli accumulatori è in materiale elastico; tale prerogativa ne permette un aumento del loro volume quando, raggiunta la carica totale, l'elettrolita gasifica.

Nel circuito di carico è inserito un microinterruttore, comandato dallo spostamento di una slitta portante gli accumulatori, che apre il circuito dopo una pre-stabilita corsa.

In tal modo si interrompe la carica qualora si raggiungesse il grado di saturazione elettrochimica dell'elettrolita.

Mediante un voltmetro a bassa resistenza interna è possibile il controllo della tensione a carico degli accumulatori.

Il circuito di chiamata è congegnato in modo da permettere la selezione visiva fino a 3 numeri, corrispondenti a relativi ascensori.

Pur essendo le chiamate per intervento ad impulso del pulsante di allarme, la contemporanea segnalazione acustica, effettuata da una o più suonerie, è continua.

Ciò equivale ad avere un periodo di tempo di chiamata acustica dal primo istante di intervento di uno o più pulsanti

di allarme, sino all'istante di annullamento della stessa, mediante un apposito pulsante di cancellazione disposto sull'apparecchio.

Mediante la selezione dei numeri di chiamata di allarme, è possibile l'individuazione immediata dell'ascensore o degli ascensori, che richiedono l'intervento di soccorso, a tutto beneficio della sua tempestività.

In virtù delle caratteristiche elettriche, in particolar modo della selezione di chiamata di soccorso e del suono continuo delle suonerie, l'apparecchio è idoneo ad essere impiegato in una vasta gamma di applicazioni, affini fra tutti i dispositivi di allarme e di sicurezza.

DA INFORMAZIONI DELLE OFFICINE ELETTROMECCANICHE RAPIZZI DI PARABIAGO

LESA



POTENZIOMETRI • POTENTIOMETERS • POTENTIOMETER
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

AMPLIFIER 8W

STEREO

model UB 31



CARATTERISTICHE TECNICHE:

- Distorsione armonica per uscita $\frac{1}{2}$ W: inferiore a 1% da 100 a 20.000 Hz; 1% a 50 Hz, 2% a 30 Hz
per uscita 4W: inferiore a 3% da 100 a 10.000 Hz; 5% a 50 Hz
per uscita 8W: inferiore a 8% da 200 a 50.000 Hz
- Distorsione d'intermodulazione:
5% per uscita 8W
2,2% per uscita 4W
0,6% per uscita 0,5W
- Risposta di frequenza (con toni in posizione lineare): 3 db da 30 a 18.000 Hz (per uscita 8W)
- Margine di stabilità: 5 db
- Controreazione: 15 db
- Controllo toni bassi: + 11 db e — 12 db a 100 Hz
- Controllo toni alti: + 6 db e — 14 db a 10 kHz
- Sensibilità (per uscita 8W):
pick-up stereo a cristallo o ceram.: 280 mV
pick-up e registratore monoaurali: 280 mV

- sintonizzatore AM-FM stereo: 40 mV
- Impedenza d'ingresso:
pick-up stereo a cristallo o cer.: 0,3 Mohm
pick-up e registrat. monoaurali: 0,2 Mohm
sintonizzatore AM-FM stereo: 60 kohm
- Rapporto segnale/disturbo: 76 db per piena potenza d'uscita
- Impedenza d'uscita: 4 ohm
- Semiconduttori impiegati: 2 x AC126 - 2 x AC135 - 2 x AC138 - 4 x AD145 - 4 x BY114
- Commutatore ingressi (4 posizioni):
pick-up stereo
pick-up monoaurale
registratore monoaurale
sintonizzatore AM-FM stereo
- Controllo di volume: a caratteristica lineare, con interruttore d'alimentazione.
- Assorbimento: 0,28 A a 15 V cc (per $P_u = 0$) 1,2 A a 15 V cc (per $P_u = 8W$)
- Alimentazione: 110 ÷ 220 V ca - 50 Hz
- Fusibile di protezione: 0,7 A (ritardato)
- Dimensioni: 332 x 223 x 77 mm
- Peso: 4,7 kg

GENERALITÀ

L'amplificatore HIGH-KIT ad alta fedeltà per riproduzioni stereo mod. UB31, si avvale della moderna tecnica dei semiconduttori, e si presenta in una esecuzione meccanica di nuova concezione che gli conferisce un tono di particolare eleganza.

La sua linea s'armonizza con il sintonizzatore AM-FM modello UL40: circuitualmente poi i due apparecchi s'integrano perfettamente, consentono un ascolto piacevole, ed esente da disturbi di qualsiasi genere, dei programmi radio-diffusi, sia in modulazione d'ampiezza che in modulazione di frequenza.

L'amplificatore HIGH-KIT UB31 vuole essere stilisticamente una parola nuova nel campo dell'alta fedeltà: alla sua perfezione hanno collaborato i tecnici più qualificati, i materiali impiegati sono stati scelti dopo innumerevoli prove di qualità, eseguite su quanto di meglio poteva offrire il mercato; la sua linea è moderna e decisamente piacevole.

Le dimensioni sono state contenute nei limiti dell'indispensabile; a questo proposito l'HIGH-KIT può vantare un amplificatore veramente « compatto », per usare un termine in voga.

La « carrozzeria » è stata disegnata da « uno stilista del ramo, che ha voluto venisse realizzata esclusivamente con materiali di pregio: il telaio è in lamiera robusta con ossidazione in profondità, la griglia di protezione è doppiamente verniciata e cotta in forno ad elevata temperatura, il mobile è interamente in palisandro, la mascherina frontale è in alluminio ossidato color oro e pantografato a mano in profondità.

I comandi sono stati ridotti al minimo indispensabile, ed uniscono una perfetta funzionalità ad una accessibilità completa.

L'UB31, pur essendo di linea decisamente moderna e particolarmente indicato ad essere inserito nei mobili scaffalati di tipo svedese, per la sua purezza di linea può essere unito, e costituire parte integrante, anche di un mobilio classico.

Palesi poi sono le ragioni che hanno spinto i progettisti ad impiegare nel circuito esclusivamente i semiconduttori: sicurezza assoluta di funzionamento, durata illimitata di tutti i componenti che lavorano a tensioni di gran lunga inferiori a quelle nominali; nessuna irradiazione di calore, nessun rumore di fondo nella riproduzione, un ascolto sempre perfetto e limpido.

Sensazioni musicali come solo può destare l'ascolto degli strumenti musicali nella loro sede naturale, fra le pareti di un teatro o di una sala di registrazione.

Le prestazioni elettroacustiche dell'amplificatore stereofonico UB31 sono tali da fornire 8 Watt ad alta fedeltà.

Tale potenza è sufficiente ad eccitare qualsiasi sistema riproduttore stereofonico di media grandezza; la distorsione armonica è particolarmente bassa e la linearità di frequenza si estende con uniformità su tutta la gamma dei toni musicali.

Tra le particolarità più salienti vanno rilevate:

- Regolazione fisiologica del volume.
- Selettore d'ingresso a 4 posizioni per la commutazione automatica dei segnali stereofonici e monoaurali, a basso, a medio, ad alto livello; a bassa ed alta impedenza.
- Regolazione separata di tonalità con circuiti di compensazione ad enfasi e deenfasi, posizione di zero centrale per una riproduzione lineare dei suoni.
- Alimentazione universale in corrente alternata 110 ÷ 220 V; circuito elettrico funzionante a bassa tensione, 15 V corrente continua.
- Interruttore sulla linea di alimentazione, indicatore di acceso-spento, fusibile di protezione.

Come precedentemente accennato, l'amplificatore HIGH-KIT UB31 si presta ad essere usato in unione al sintonizzatore AM-FM UL40 e alle casse acustiche UR50 di tipo Bass-Reflex; comunque qualsiasi sorgente sonora può essere collegata ai suoi ingressi e qualsiasi riproduttore elettroacustico può essere collegato ai suoi morsetti d'uscita: una versatilità completa quindi, e nessuna limitazione d'impiego.

Stanti le elevate caratteristiche dell'amplificatore, è consigliabile l'adozione di un complesso fonografico di ottima qualità: il rivelatore fonografico potrà essere indifferentemente di tipo piezoelettrico o ceramico o altro, comunque sempre del tipo ad alta impedenza e con almeno 280 mV di segnale; perchè l'amplificatore possa essere pilotato alla sua massima potenza d'uscita.

Una particolare cura dovrà essere destinata al collegamento testina-amplificatore, collegamento da effettuarsi esclusivamente con cavo schermato a basse perdite, di capacità non superiore ai 100 pF/m, e di lunghezza comunque non superiore ai 3-4 m.

È bene poi, affinché non si verifichino indesiderabili fenomeni di diafonia, che i due segnali stereo facciano capo e giungano all'amplificatore con 2 collegamenti separati: di corredo vengono fornite le apposite spine tipo americano RCA per effettuare i vari allacciamenti.

Per quanto concerne le casse acustiche queste potranno essere scelte fra i diversi tipi



presenti sul mercato ad una o più vie di altoparlanti non sia impiegato un « crossover » di tipo induttivo; ciò al fine di evitare la formazione, con le costanti capacitive dello stadio d'uscita dell'amplificatore, di circuiti risonanti serie che altererebbero la risposta di frequenza del complesso.

Quindi saranno accettabili anche sistemi a più vie, ma sempre con divisione di frequenza di tipo resistivo o capacitivo; l'impedenza nominale delle casse acustiche a 1000 Hz deve corrispondere a 4 ohm: in pratica il funzionamento non sarà sensibilmente influenzato anche adottando valori d'impedenza diversi, a patto però che l'impedenza più bassa corrisponda sempre alla sorgente di alimentazione, nel nostro caso l'amplificatore.

Saranno quindi accettabili riproduttori acustici con impedenza anche di 6-8 ohm, data l'impedenza d'uscita dell'ampl. di 4 ohm.

COMANDI

Come già accennato, sul pannello frontale sono presenti 4 manopole, le quali riassumono il funzionamento dei circuiti elettrici presenti nell'amplificatore.

A sinistra troviamo il selettore d'ingresso: è a 4 posizioni, ognuna con una propria simbologia che, secondo lo stile americano, riassume meglio di qualsiasi descrizione la funzione selezionata.

Il 1° simbolo, considerando il movimento orario della manopola, raffigura un piatto giradischi con 2 frecce: il progettista ha voluto così esprimere la posizione fono o PICK-UP STEREOFONICO.

Due distinti segnali pervengono all'amplificatore, vengono amplificati separatamente dai due canali d'amplificazione, escono attraverso i morsetti d'uscita e vengono diffusi dagli altoparlanti.

In questa prima posizione la massima potenza d'uscita viene raggiunta per un segnale d'ingresso pari a 280 mV; l'impedenza, eguale per i 2 canali, è 0,3 Mohm.

Con la seconda posizione si prevede il funzionamento di un giradischi di tipo monoaurale: ingresso quindi PICK-UP MONOAURALE, sensibilità 280 mV, impedenza 0,2 Mohm.

Il simbolo relativo alla terza posizione sta ad indicare un registratore a nastro magnetico: ingresso quindi per REGISTRATORE MAGNETICO MONOAURALE.

Come per la posizione precedente, i due canali d'amplificazione vengono automaticamente collegati in parallelo, e pilotati dallo stesso segnale di ingresso; i riproduttori acustici difonderanno quindi il medesimo segnale.

La quarta e ultima posizione è predisposta per l'uscita di un SINTONIZZATORE RADIO MONOAUROALE o STEREOFONICO; l'impedenza d'ingresso è stata volutamente portata a 60 kohm, e la sensibilità aumentata considerevolmente, attraverso una appropriata commutazione delle controeazioni, in modo da ottenere sempre la potenza d'uscita di 8 W con soli 40 mV di segnale d'ingresso.

La seconda manopola consente il controllo dei TONI ALTI; questo comando logicamente viene a interessare entrambi i canali di amplificazione attraverso un potenziometro doppio a comando unico.

Come precedentemente accennato, il controllo di tonalità non esegue semplicemente un taglio di frequenza, ma una vera e propria esaltazione o attenuazione dello spettro di frequenze adiacenti alla frequenza centrale di 10 kHz.

Quando l'indice della manopola si trova in corrispondenza della tacca incisa sul pannello, la risposta dell'amplificatore deve intendersi lineare: girando la manopola in senso antiorario, cioè completamente a sinistra, si introduce un'attenuazione progressiva sino a un massimo di 14 dB.

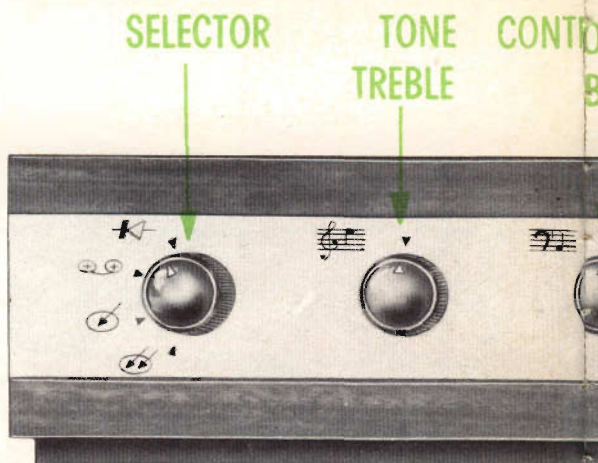
Il contrario avviene girando la manopola in senso orario, cioè completamente a destra; si ottiene in questo caso un'esaltazione massima di 6 dB.

Come precedentemente accennato, questi valori sono riferiti alla frequenza centrale di 10 kHz: più avanti comunque è riportato un grafico che mostra l'andamento progressivo delle curve d'attenuazione e esaltazione al variare della frequenza.

Il comando successivo, la terza manopola, è quello relativo al controllo dei TONI BASSI.

La simbologia per i toni alti è il rigo musicale con la chiave di violino, per i toni bassi invece è indicato il rigo musicale con la chiave di « basso ». Mentre il principio di funzionamento rimane sostanzialmente lo stesso dei toni alti, la frequenza interessata in questo caso invece è di 100 Hz; la massima attenuazione è eguale a 12 dB e la massima esaltazione 11 dB.

Il componente interessato è sempre un potenziometro doppio a comando unico che influenza entrambi i canali d'amplificazione. Questi potenziometri doppi, normali per quanto riguarda il valore e la variazione (che in questo caso è lineare), impiegati in stereofonia rientrano in una categoria particolare: in-



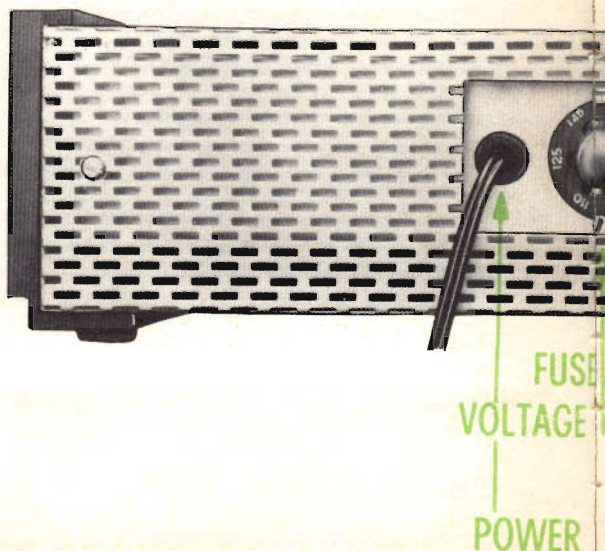
fatti l'andamento delle due curve, per i diversi angoli di rotazione del perno di comando, deve risultare estremamente eguale: è ammesso uno scarto massimo di variazione fra le due curve di ± 1 dB.

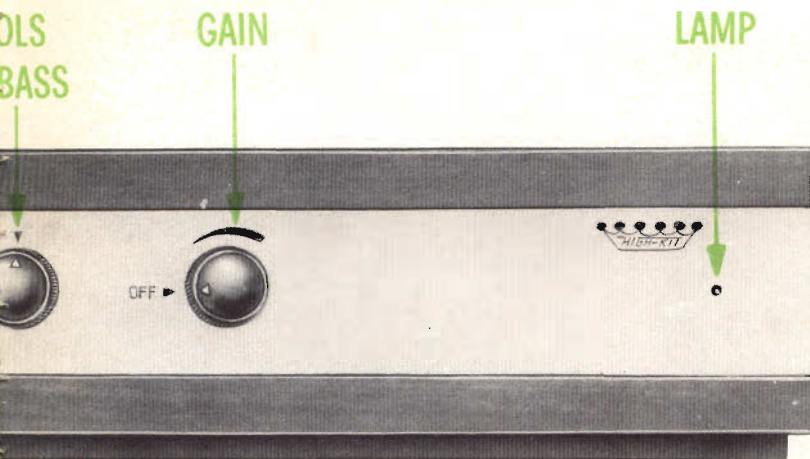
L'ultimo comando è quello relativo al controllo di guadagno, o più semplicemente al VOLUME dell'amplificatore.

Come per i controlli di tono, questo comando interessa entrambi i canali d'amplificazione.

A questo potenziometro doppio è associato l'interruttore d'alimentazione dell'apparecchio: girando quindi la manopola in senso orario, il primo tratto di corsa fa scattare l'interruttore che assicura l'alimentazione a tutti gli stadi.

Quando l'indice della manopola è in corri-





spondenza della tacca incisa sul pannello frontale (OFF = disinserito) l'apparecchio deve considerarsi spento. Per la peculiare caratteristica dei semiconduttori di funzionare a temperatura ambiente, una volta scattato l'interruttore d'alimentazione l'amplificatore entrerà immediatamente in funzione.

Dopo 2 o 3 secondi, necessari ai condensatori di elevatissima capacità, collegati nel circuito d'alimentazione, per portarsi alla tensione di lavoro, l'amplificatore consentirà un ascolto perfetto anche alla massima potenza. Rispetto quindi agli amplificatori tradizionali con tubi elettronici, nessun lungo periodo d'attesa per portare le valvole alla temperatura di regime, e un consumo praticamente irrilevante.

Vi è però un particolare che per l'amplificatore a transistori riveste un carattere di estrema importanza: non bisogna accendere il complesso prima di aver collegato i morsetti d'uscita ai rispettivi altoparlanti, o comunque a un carico qualsiasi.

È sufficiente un breve periodo di funzionamento senza carico, perchè i transistori finali di potenza risultino irrimediabilmente danneggiati.

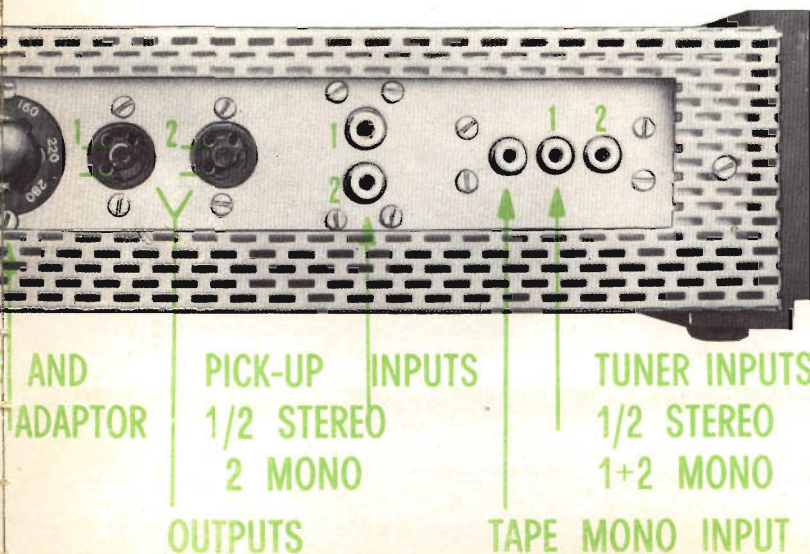
Questa condizione vale anche per i circuiti a valvole, benchè questi ultimi siano in grado di tollerare per un tempo maggiore l'assenza di carico.

Sull'estrema destra infine troviamo la SPIA d'accensione che, derivata dal secondario del trasformatore, attesta l'avvenuto collegamento dei vari componenti circuitali all'alimentatore.

Al fine di prolungare la vita della lampadina, e garantire quindi all'amplificatore un funzionamento ininterrotto per ore e ore, alla spia è applicata una tensione inferiore a quella nominale di funzionamento.

Pur fornendo la necessaria intensità luminosa, il filamento rimane quindi sotto-acceso, e praticamente insensibile ad urti o vibrazioni qualsiasi.

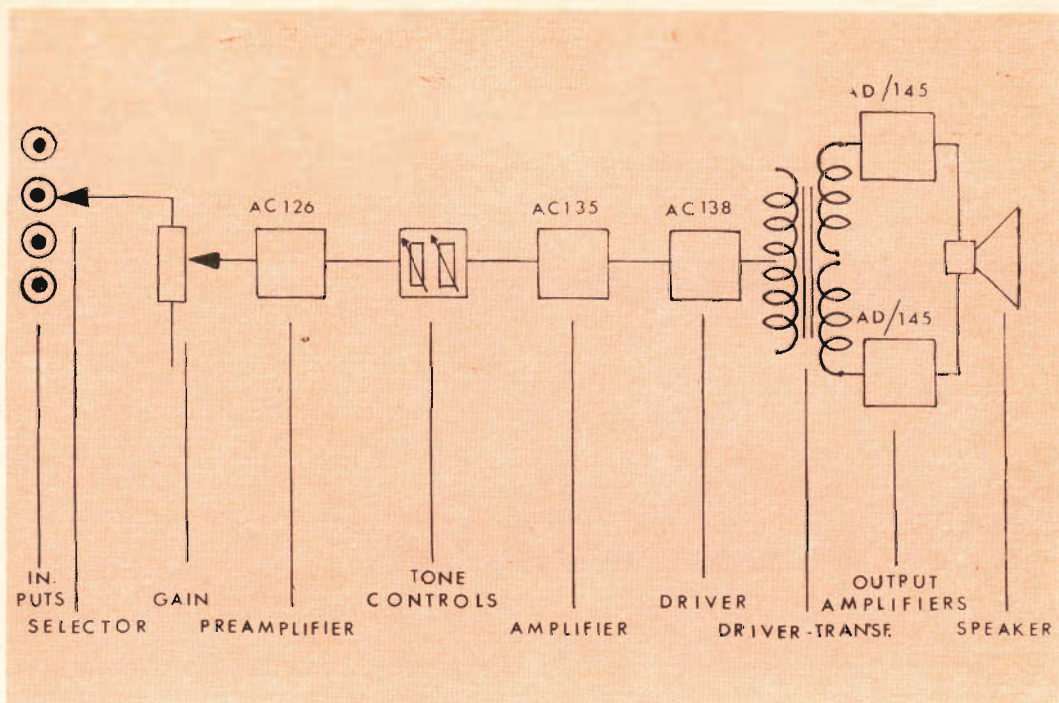
Come allacciarsi alle varie prese d'ingresso e uscita dell'amplificatore, è indicato dalla fig. 3.



Sempre esaminando il pannello da sinistra verso destra, si nota l'uscita del CAVO DI ALIMENTAZIONE munito di presa di tipo europeo, e il CAMBIA-TENSIONI che consente l'allacciamento dell'amplificatore a qualsiasi rete a 50 periodi; il cambia-tensioni è completo di porta fusibile.

Il FUSIBILE impiegato è di tipo europeo, il classico 5 x 20 mm: il suo valore è di 0,7 A, preferibilmente scelto nella gamma dei fusibili ritardati.

Ciò consente all'amplificatore di richiedere alla



linea d'alimentazione anche picchi di corrente elevati, e al fusibile d'interrompersi solo quando questi valori di corrente assumono un carattere continuativo, come può avvenire in conseguenza di corto circuiti interni o alterazioni sulla linea d'alimentazione. Le due prese successive sono quelle relative alle USCITE dell'amplificatore: sono a tre contatti dei quali uno risulta inutilizzato.

Gli altoparlanti, attraverso apposita spina di corredo all'apparecchio, devono quindi far capo ai due contatti restanti: l'impedenza d'uscita è di circa 4 ohm. Come precedentemente accennato, questo valore non deve essere inteso in modo assoluto, inquantochè sarà possibile il collegamento di altoparlanti o sistemi acustici anche d'impedenza leggermente superiori.

Dopo le prese d'uscita, vi sono i due ingressi per pick-up, disposti verticalmente.

Disponendo di un giradischi stereofonico i due fili schermati provenienti dalla testina andranno collegati ai due ingressi 1 e 2; nel caso invece di un giradischi monoaurale il segnale dovrà far capo alla sola presa 2.

Il selettore disposto sul pannello frontale, nel primo caso predisporrà i circuiti perchè i due segnali risultino amplificati separatamente, nel secondo caso, cioè per pick-up monoaurale, effettuerà automaticamente il parallelo dei due

amplificatori che risulteranno pilotati dalla presa 2.

Alle prese pick-up potrà far capo qualsiasi trasduttore con impedenza compresa tra 0,2 e 1 Mohm, per un livello d'uscita massimo di circa 300 mV.

Le tre prese disposte in senso orizzontale consentono, nell'ordine, il collegamento di un REGISTRATORE MONO-AURALE e di un SINTONIZZATORE STEREOFONICO o MONO-AURALE.

Per quanto riguarda l'ingresso registratore, il selettore frontale esegue automaticamente il parallelo dei due amplificatori.

Nella posizione SINTONIZZATORE invece, l'amplificatore è predisposto per una riproduzione stereofonica; disponendo di un sintonizzatore monoaurale occorre cortocircuitare esternamente le due prese.

Come precedentemente accennato, gli ingressi ad alta impedenza sono a bassa sensibilità (0,2 Mohm - 300 mV); le prese a media impedenza sono invece ad alta sensibilità (60 kohm - 40 mV).

A queste prese, calcolate appositamente per i sintonizzatori « HIGH-KIT » AM-FM monoau-

rale UL 40 e FM stereofonico UL 42, potrà far capo qualsiasi segnale con le caratteristiche su indicate.

Comunque non esiste alcun pericolo di saturare gli stadi d'ingresso, inquantochè tutte le prese sono collegate, attraverso il commutatore a 4 posizioni posto sul pannello frontale, al potenziometro doppio del VOLUME che regola preventivamente l'ampiezza dei segnali.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Escluse alcune varianti apportate per ottenere accorgimenti particolari, e interessanti la commutazione degli ingressi, l'adattamento d'impedenza e i controlli lineari di tono, il circuito risulta di tipo prettamente tradizionale. In figura 4 è indicato lo schema a blocchi dell'amplificatore, e ciò per agevolare la comprensione del funzionamento dei vari circuiti.

Il primo transistor è un AC 126, ad alto guadagno di corrente; a questo stadio è affidato il compito di adattare l'alta impedenza del rivelatore fonografico alla bassa impedenza d'ingresso dell'amplificatore, peculiare caratteristica dei circuiti a transistori.

Nel caso quindi che all'ingresso sia presente un segnale ad alta impedenza, particolari commutazioni predispongono questo stadio perchè trasformi semplicemente l'impedenza senza introdurre alcuna amplificazione.

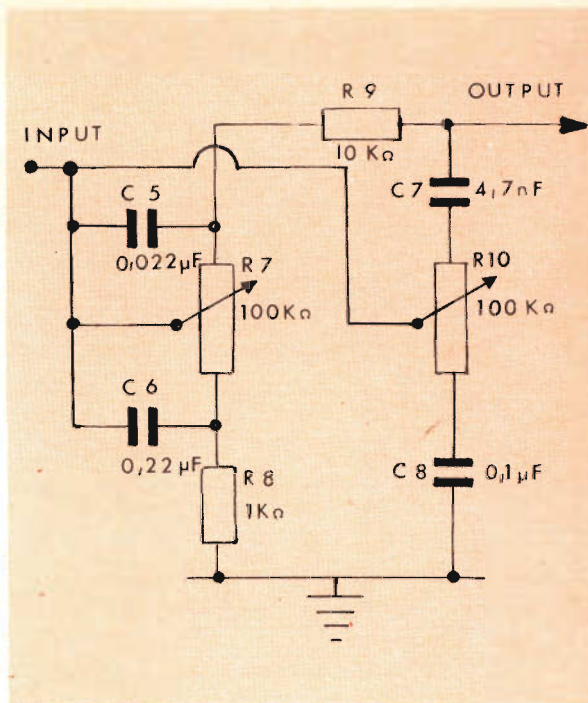
In pratica ciò si ottiene controreazionando l'AC 126 sia in tensione che in corrente.

Per una determinata posizione del commutatore d'ingresso, e precisamente la 4a (ingresso SINTONIZZATORE), si è prevista una entrata a media impedenza e a basso livello. In questa posizione quindi l'AC 126 introduce una certa amplificazione, e in modo che gli stadi successivi possano essere pilotati sempre con il medesimo livello di segnale.

Esaminando il circuito dettagliatamente, osserviamo come il commutatore d'ingresso S 1, tramite le sezioni A e B, effettui la ricerca dei 4 ingressi e automaticamente predisponga i due amplificatori per una riproduzione monoaurale o stereofonica.

Tramite le sezioni C 1 e C 2 vengono effettuate le commutazioni sul preamplificatore: per aumentare il coefficiente d'amplificazione dell'AC 126, l'emitter di quest'ultimo è bypassato con un condensatore di elevata capacità.

Tra il commutatore S 1 e l'ingresso del pre-



amplificatore è disposto il controllo di volume, realizzato con un potenziometro doppio da 1 Mohm che agisce su ambedue i canali.

Il controllo di volume a monte dell'amplificatore consente di limitare il segnale d'ingresso, e quindi evitare che si saturi il primo transistor.

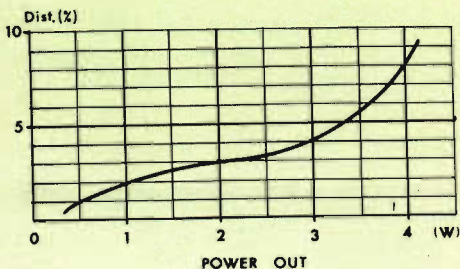
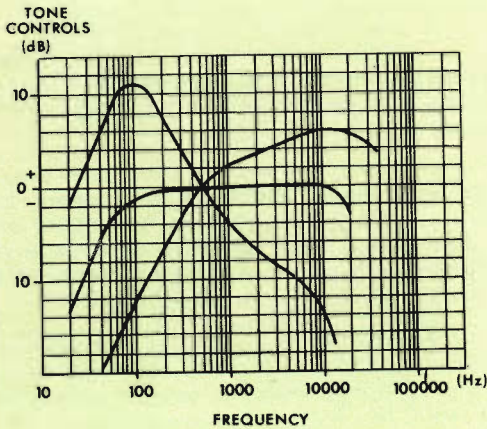
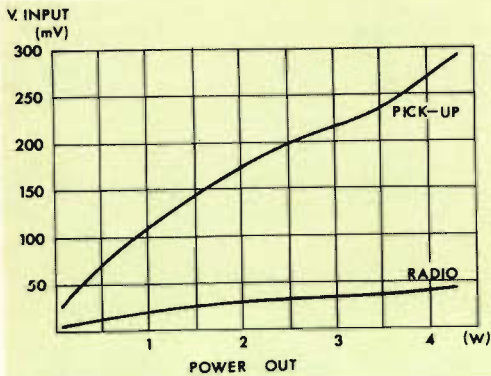
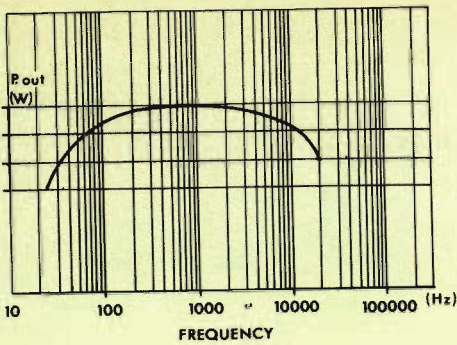
Tra il primo e il secondo stadio sono disposti i controlli di tono, basati sul controllo ad enfasi e deenfasi; le frequenze interessate per i toni bassi e i toni alti sono rispettivamente 100 Hz e 10 kHz: la massima attenuazione è 14 dB, e la massima esaltazione 11 dB.

Il secondo stadio impiega un transistor a medio guadagno di corrente tipo AC 135; risulta controreazionato in tensione attraverso la rete C 15 - R 21 che fa capo allo stadio finale di potenza.

Il transistor pilota è l'AC 138, di media potenza; dal trasformatore pilota due distinti secondari pilotano i transistori finali di potenza, gli AD 145.

Il circuito finale è del tipo « single-ended », senza trasformatore d'uscita: l'altoparlante, attraverso un condensatore di elevata capacità, è derivato direttamente sui transistori finali.

L'amplificatore funziona con una tensione d'alimentazione pari a 15 V: in assenza di se-



gnale l'assorbimento totale è di circa 280 mA, e a piena potenza d'uscita 1,2 A.

La corrente d'alimentazione è fornita da un ponte di diodi al silicio, con circuito pigreco di spianamento costituito da un'impedenza di induttanza elevata e bassissima resistenza, e da due condensatori di alta capacità, 4000 μ F. Il trasformatore d'alimentazione è con primario universale: l'amplificatore UB 31 può essere quindi derivato su qualsiasi rete a 50 periodi, con tensione compresa fra 110 e 220 V.

Sul circuito primario è previsto anche un fusibile di protezione da 0,7 A, da scegliersi preferibilmente fra i tipi semiritardati.

L'alimentazione è in comune per i due circuiti d'amplificazione: questi sono uguali e risultano perfettamente bilanciati per ottenere, durante la riproduzione stereofonica, gli effetti musicali più reali.

MECCANICA DELL'AMPLIFICATORE UB 31

Per la realizzazione di questo amplificatore la HIGH-KIT si è avvalsa in larga misura della tecnica costruttiva dei circuiti stampati.

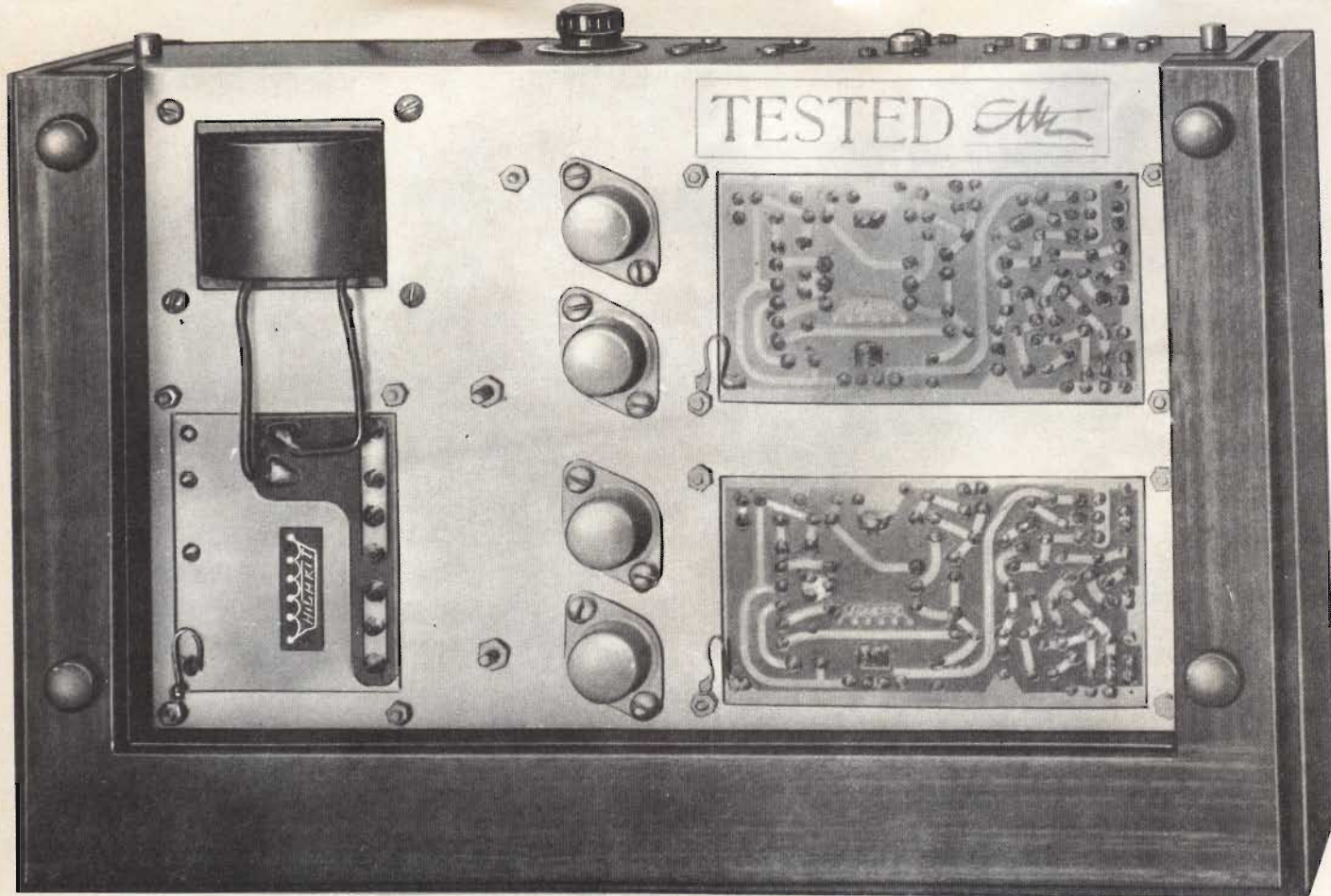
I due amplificatori sono infatti realizzati secondo questa tecnologia: tutti i componenti trovano posto su due piastrine di cm. 13 x 7; l'alimentatore è realizzato a parte, su un proprio circuito in modo da rendere agevole l'eventuale sostituzione di un determinato componente, o dell'intero circuito stampato.

I tre circuiti a loro volta sono fissati su un telaio metallico, trattato elettroliticamente in modo da garantire un'ottima conducibilità elettrica.

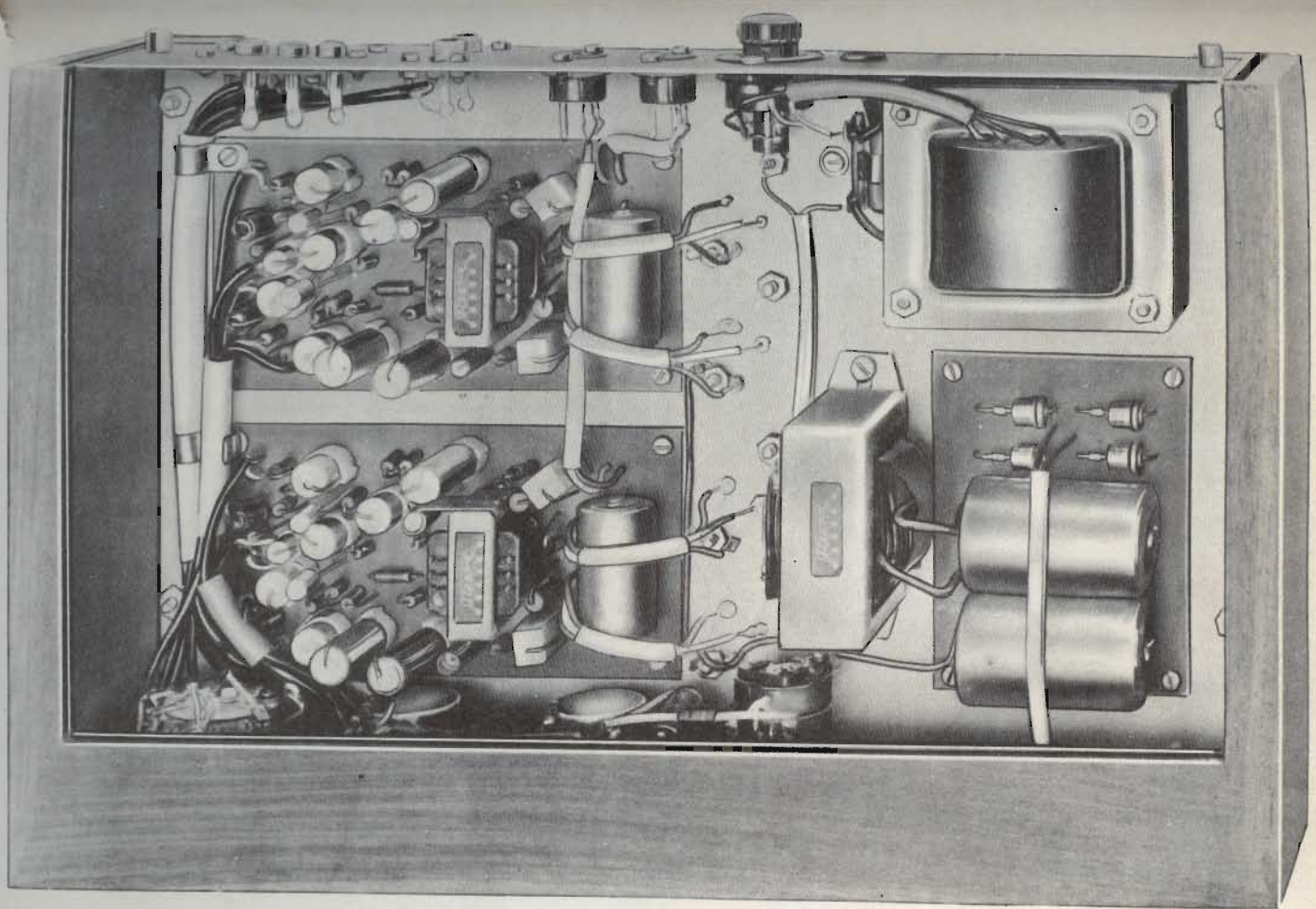
I transistori finali di potenza sono fissati direttamente sul telaio per consentire una migliore dispersione del calore: sempre sul telaio trovano posto il trasformatore d'alimentazione, l'impedenza di filtro, il commutatore e i controlli potenziometrici, e tutte le prese d'ingresso e d'uscita dell'amplificatore.

In figura 5 è riportata la parte del circuito elettrico generale relativa ai controlli di tono; la figura 6 mostra l'andamento delle curve in funzione della sensibilità, risposta di frequenza, azione dei controlli di tono, distorsione, e potenza d'uscita dell'amplificatore: in figura 8 infine è visibile l'interno dell'amplificatore, in questo caso visto senza la griglia di protezione.

Segue lo schema elettrico dell'amplificatore UB 31 completo di tutti i dati relativi ai valori e alle sigle dei componenti impiegati.



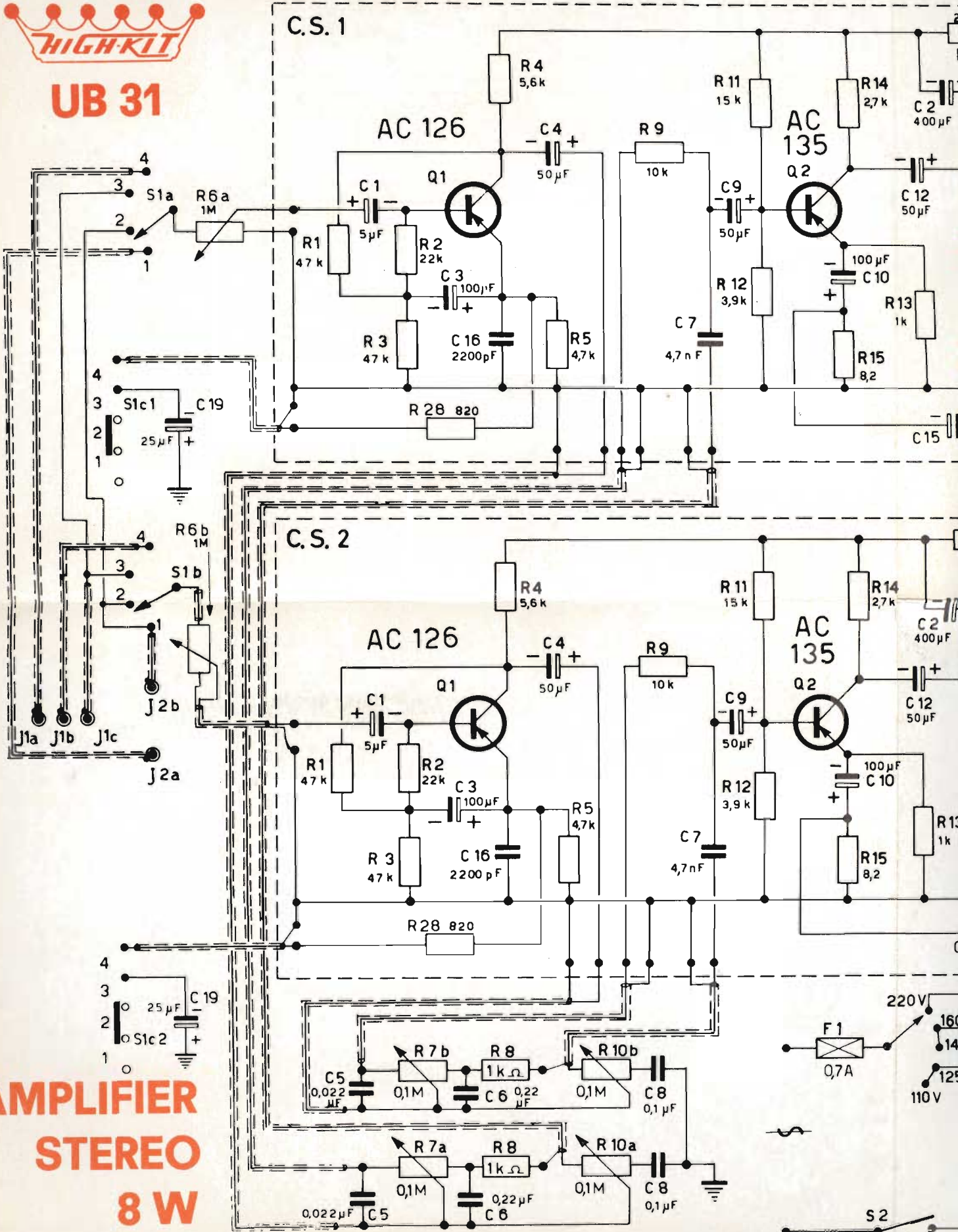
Stock	Sym.	Description	N.	Stock	Sym.	Description
AC 126	Q1	Transistore AC126	2	HK/208	C8	Cond. in poli
AC 135	Q2	Transistore AC135	2	HK/210	C11 - C13	Cond. elett. (
AC 138	Q3	Transistore AC138	2	HK/211	C14	Cond. elett. (
AD 145	Q4 - Q5	Transistore AD145	4	HK/203	C15	Cond. elett. (
BY 114	D1 - D2 - D3 - D4	Diodi al silicio	4	HK/212	C16	Cond. a carta
D/31	R1 - 3	Resistenza 47 kohm 1/2 W 5%	4	HK/213	C17 - C18	Cond. elett. (
D/31	R2	Resistenza 22 kohm 1/2 W 5%	2	HK/214	C19	Cond. elett.
D/31	R4	Resistenza 5,6 kohm 1/2 W 5%	2	HK/404	CS1 - CS2	Circuito stan
D/31	R5	Resistenza 4,7 kohm 1/2 W 5%	2	HK/405	CS3	Circuito stan
HK/101	R6 + S2	Potenziometro 2 x 1 Mohm lineare + interruttore	1	G/2118	CT	Cambia tens
HK/102	R7 - 10	Potenziometro 2 x 100 kohm lineare	2	G/1901-8	F1	Fusibile (5 x
D/31	R8 - 13	Resistenza 1 kohm 1/2 W 5%	4	HK/406	S1	Commutator
D/31	R9	Resistenza 10 kohm 1/2 W 5%	2	G/2583-1	J1	Pres a 3 po
D/31	R11	Resistenza 15 kohm 1/2 W 5%	2	G/2583	J2	Pres a 2 po
D/31	R12 - 21	Resistenza 3,9 kohm 1/2 W 5%	4	G/2430	J3 - J4	Pres a d'usc
D/31	R14 - 17	Resistenza 2,7 kohm 1/2 W 5%	4	G/2582-1	J5	Spina jack p
D/68	R15	Resistenza 8,2 ohm 1/2 W 5%	2	G/1760	M1	Lampada 12
D/31	R16 - 20	Resistenza 220 ohm 1/2 W 5%	4	G/477-1	TB1	Ancoraggio
D/31	R18	Resistenza 1,5 kohm 1/2 W 5%	2	G/517	TB2	Ancoraggio
D/31	R19	Resistenza 39 ohm 1/2 W 5%	2	G/102	—	Terminale c
D/41	R22 - 24	Resistenza 150 ohm 1 W 5%	4	HK/506	—	Telaio
D/68	R23 - 25	Resistenza 4,7 ohm 1/2 W 5%	4	HK/602	—	Dadi 3 MA
D/98-1	R26 - 27	Resistenza 1 ohm 5 W 5%	4	HK/603	—	Dadi 4 MA
D/31	R28	Resistenza 820 ohm 1/2 W 5%	2	G/21	—	Viti 3 MA x
D/42	R29	Resistenza 47 ohm 1 W 10%	2	G/22	—	Viti 3 MA x
HK/207	C1	Cond. elett. (cs) 5 µF 15V	2	HK/608	—	Viti 3 MA x
HK/201	C2	Cond. elett. (cs) 400 µF 15V	2	HK/610	—	Viti 4 MA x
HK/206	C3 - C10	Cond. elett. (cs) 100 µF 15V	4	HK/611	—	Viti 4 MA x
HK/202	C4 - C9 - C19	Cond. elett. (cs) 50 µF 15V	6	HK/607	—	Viti 4 MA x
HK/209	C5	Cond. in poliestere (A) 0,022 µF 125V	2	G/236	—	Gommino pa
HK/204	C6	Cond. a carta (A) 0,22 µF 125V	2	G/237	—	Gommino pa
HK/205	C7	Cond. in polist. (cs) 4,7 nF 125V	2	G/161	—	Ferma cordo



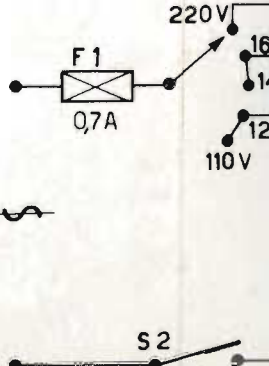
Designation	N.	Stock	Sym.	Description	N.
Condensatore in poliestere (A) 0,1 μ F 125V	2	G/162	—	Ferma cordone largo	2
Condensatore elett. (cs) 250 μ F 15V	4	HK/609	—	Ranella 4 mm	12
Condensatore elett. (A) 1000 μ F 15V	2	HK/614	—	Ranella a denti 4 mm	8
Condensatore elett. (cs) 0,5 μ F 15V	2	HK/612	—	Isolatori in plastica	8
Condensatore a carta (A) 2200 pF 125V	2	HK/615	—	Isolatori in mica	4
Condensatore elett. (A) 4000 μ F 15V	2	HK/613	—	Terminale a 2 contatti	4
Condensatore elett. (A) 25 μ F 15V	2	G/165	—	Dissipatori per transistori AC138	2
Placchetta stampata (amplificat.) 130 x 70 mm	2	HK/304	T1	Trasformatore pilota	2
Placchetta stampata (alimentaz.) 95 x 70 mm	1	HK/305	T2	Impedenza	1
Placchetta per la tensione	1	HK/306	T3	Trasformatore d'alimentazione	1
Spina mobile (5 x 20) 0,7 A	1	C/225	—	Cordone con spina	1
Interruttore a 4 vie 4 posizioni	1	C/106	—	Filo schermato	3510 mm
Jack a 3 posti	1	C/351	—	Tubetto sterlingato \varnothing 0,5 mm	480 mm
Jack a 2 posti	1	C/352	—	Tubetto sterlingato \varnothing 1 mm	120 mm
Jack d'uscita + spine a 3 poli	2	C/306	—	Tubetto in vipla \varnothing 4 mm	410 mm
Jack per J1 e J2	5	C/307	—	Tubetto in vipla \varnothing 5 mm	90 mm
Adattatore a 12V 100 mA	1	C/308	—	Tubetto in vipla \varnothing 6 mm	45 mm
Adattatore a 2 + 1 massa	1	C/310	—	Tubetto in vipla \varnothing 8 mm	170 mm
Adattatore a 3 + 1 massa	1	C/194	—	Trecciola (nero) 0,32 mm ²	370 mm
Adattatore finale di massa	3	C/194	—	Trecciola (blu) 0,35 mm ²	320 mm
Adattatore 3 MA	1	C/194	—	Trecciola (bianco) 0,35 mm ²	360 mm
Adattatore 4 MA	28	C/194	—	Trecciola (rosso) 0,35 mm ²	540 mm
Adattatore 3 MA x 6	16	C/194	—	Trecciola (giallo) 0,35 mm ²	190 mm
Adattatore 3 MA x 8	26	C/194	—	Trecciola (verde) 0,35 mm ²	610 mm
Adattatore 3 MA x 8	2	C/152	—	Filo rame stagnato \varnothing 0,8 mm	145 mm
Adattatore 3 MA x 5 (brunite)	2	HK/707	K1	Mobile	1
Adattatore 4 MA x 8	2	HK/702	K2	Griglia	1
Adattatore 4 MA x 12	8	HK/708	K3	Mascherina frontale	1
Adattatore 4 MA x 15	4	F/59	K4	Manopole	4
Adattatore termino passa cordone \varnothing 10 mm.	2	HK/705	K5	Piedini di gomma	4
Adattatore termino passa cordone \varnothing 14 mm	1	HK/709	K6	Gemma	1
Adattatore per cordone stretto	1	—	—	Imballo	1
	1	—	—	Manuale Istruzioni	1

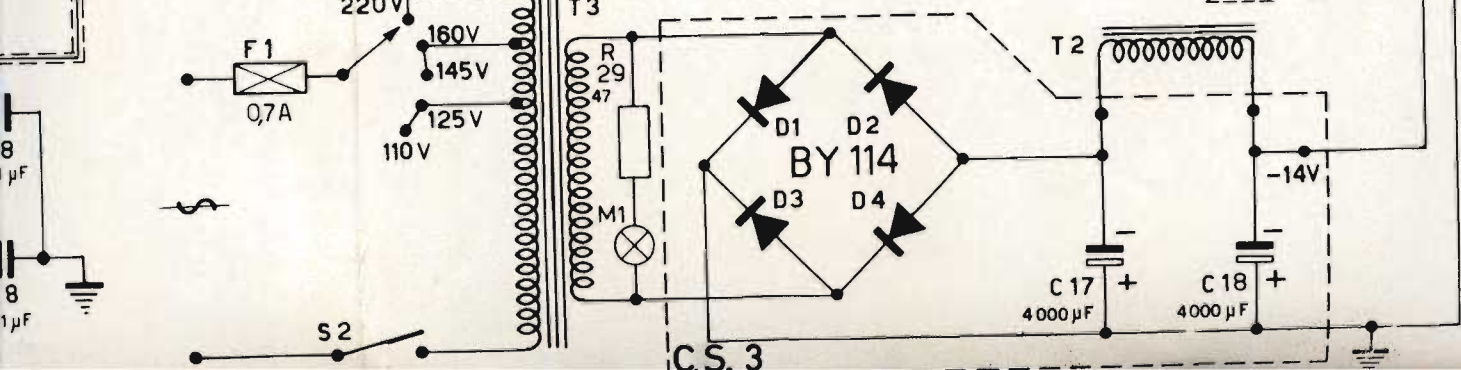
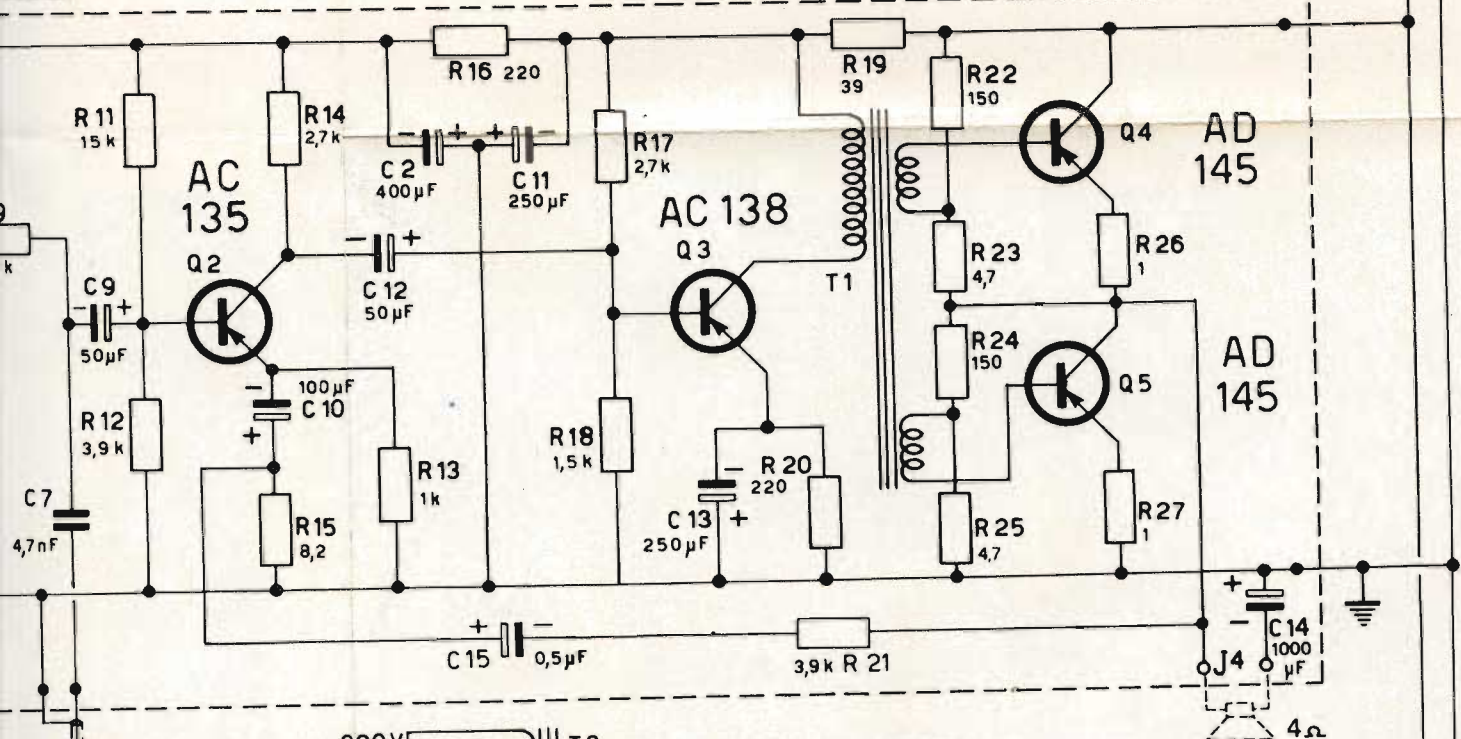
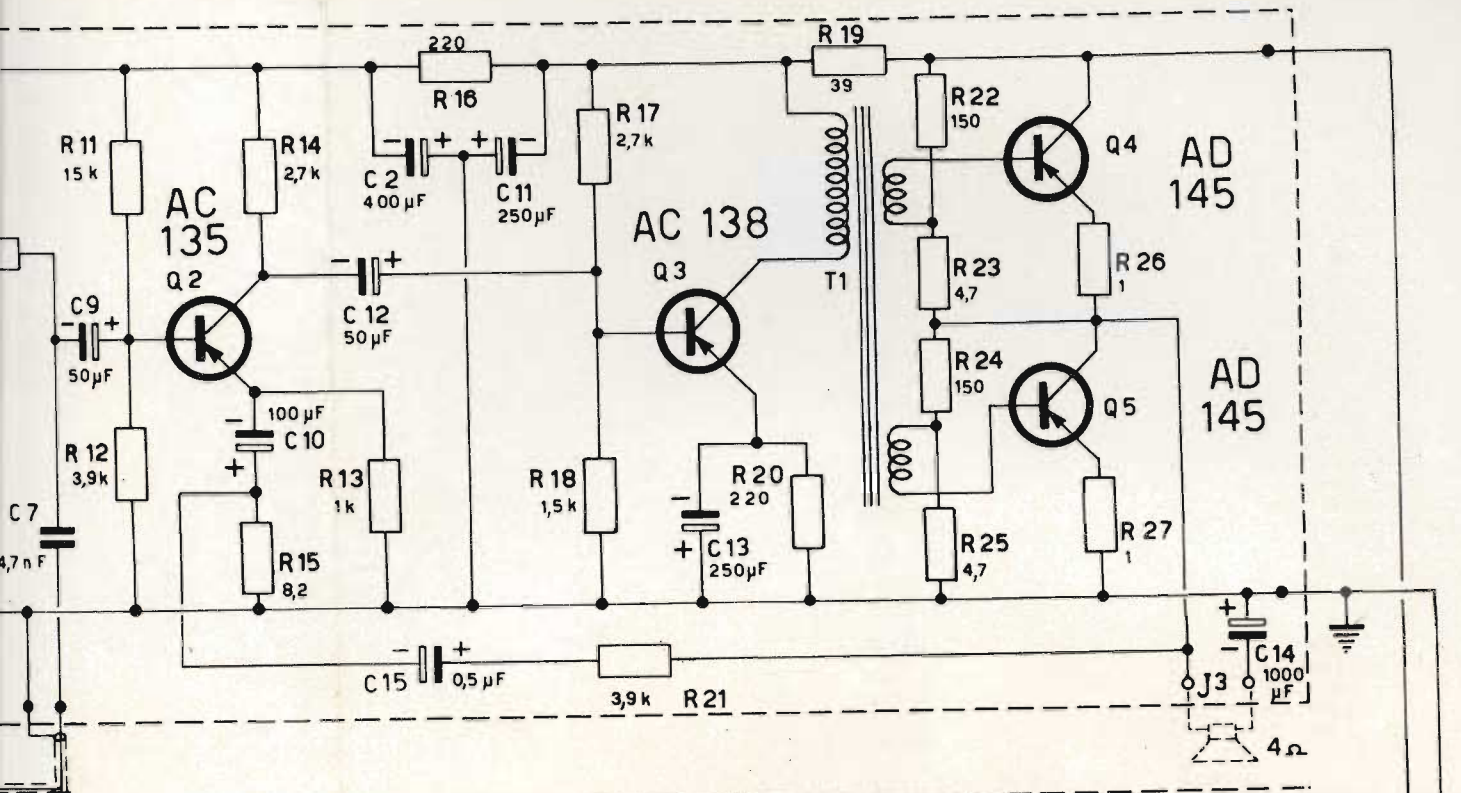


UB 31



**AMPLIFIER
STEREO
8 W**





A cartoon illustration of a man in a suit and tie, smiling and pointing with his right hand towards the word 'ecco'. He is standing behind a stack of books. The top book is open, showing technical diagrams of electronic components. A large, stylized '65' is superimposed over the open book. The word 'ecco' is written in a bold, black, sans-serif font and is circled in red. The background features a large red shape on the left and a blue rectangle on the right containing the publisher's name.

ecco

PER VOI

LA NUOVA
EDIZIONE
DELL'**ENCICLOPEDIA**
DEI COMPONENTI
ELETTRONICI

EDITA DALLA

G.B.C.
italiana

CON OLTRE 1000 PAGINE RICCAMENTE ILLUSTRATE

FATE OGGI STESSO LA PRENOTAZIONE VERSANDO LIRE 3000
SUL C.C. POSTALE 3/47471 INTESTATO ALLA G.B.C. ITALIANA
VIALE MATTEOTTI, 66 - CINISELLO BALSAMO - MILANO



CHE COSA POTRETE SENTIRE ?

La voce dei vostri cari, dei vostri amici. Dialetti di diversi Paesi. Un concerto, oppure il commento alle vostre diapositive filmate. Impressioni "ambientali", reportages, lezioni, conferenze e molte altre cose ancora. Voci e suoni utili, interessanti e divertenti, immutati e fedeli, udibili una, dieci, cento volte, quando volete

REGISTRATI SU



È un prodotto della

BADISCHE ANILIN & SODA - FABRIK AG - 67 LUDWIGSHAFEN AM RHEIN

fabbricato su "poliestere" e su "Luvitherm"® il "supporto" che alle doti di eccezionale resistenza, unisce una insuperata duttilità requisito importante nella tecnica della registrazione magnetica, particolarmente a 4 piste.

SASEA - Reparto Nastri Magnetici

MILANO - Via Vincenzo da Seregno, 40/48 - Telefono: 64.55.751