

# selezione di tecnica radio-tv

# 5/6

Sped. in Abb. Postale - Gr. IV

IN QUESTO NUMERO:

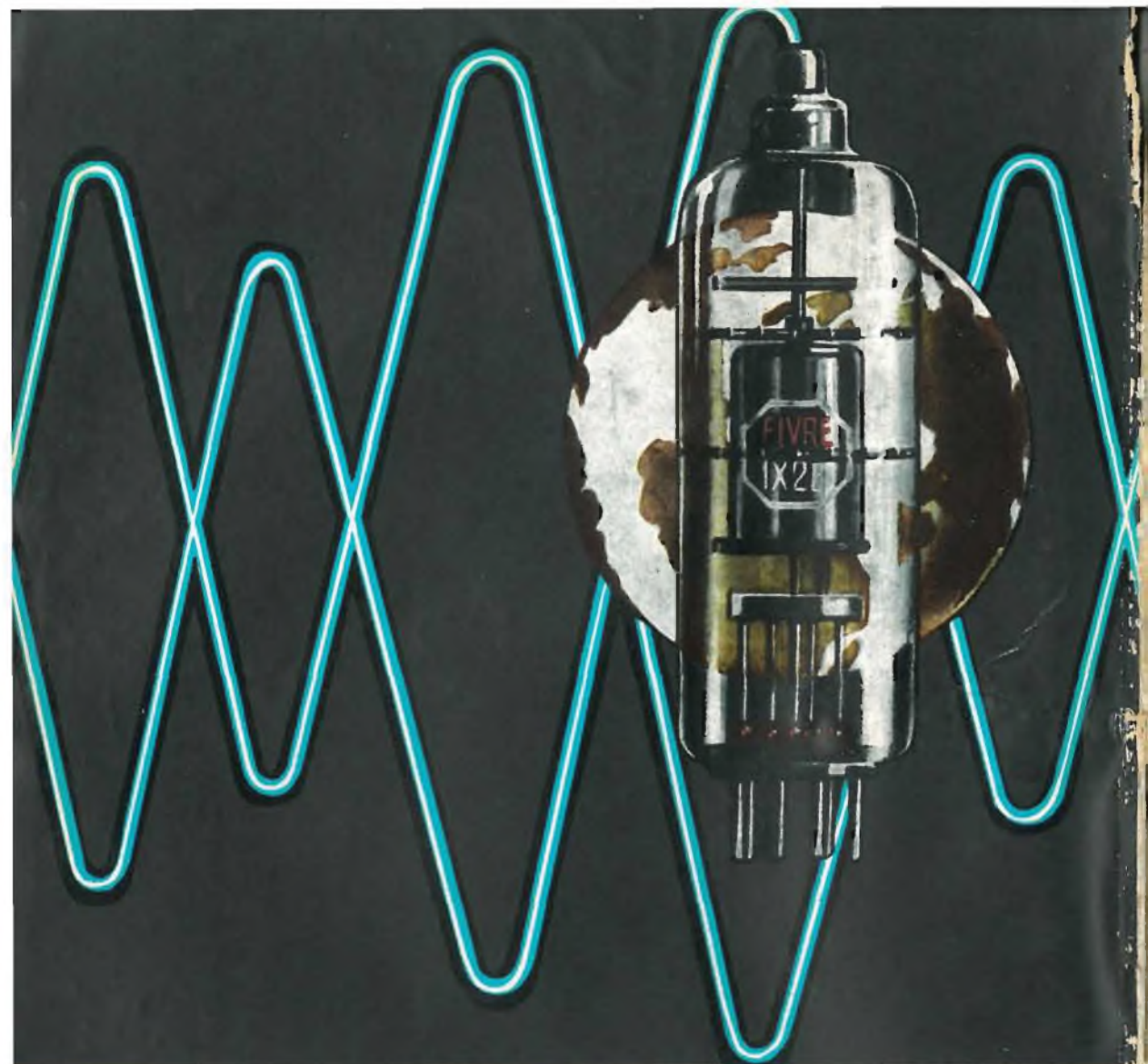
SM/1119 - Scatola di montaggio  
di un Televisore UHF-VHF 19".

Alimentatori stabilizzati per Telefonia.

Trasmittitore per 114 MHz.



1962



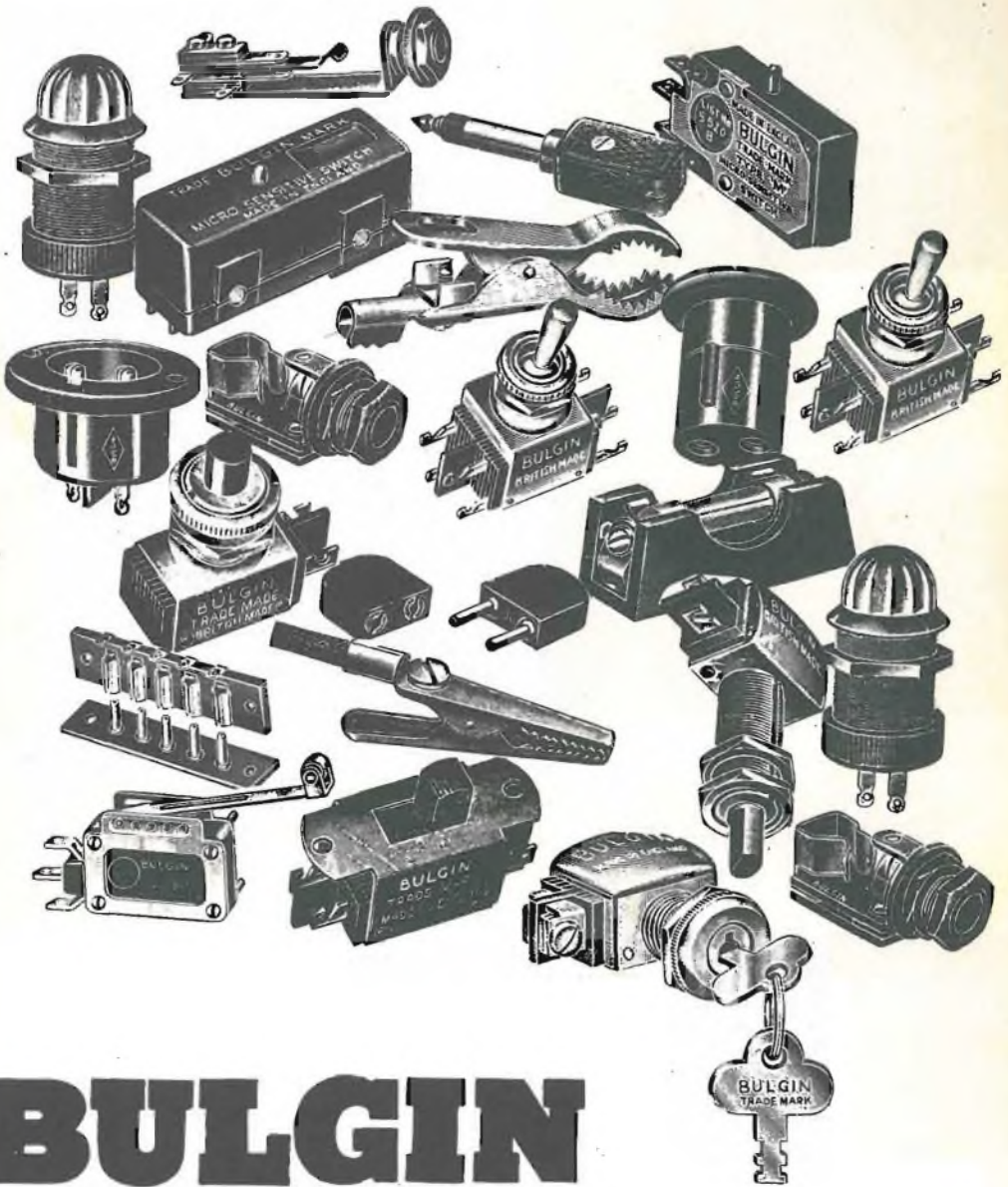
- CINESCOPI
- VALVOLE RICEVENTI PER MA/MF-TV
- VALVOLE PER USO TRASMITTENTE, INDUSTRIALE ED ELETTROMEDICALE
- DIODI AL GERMANIO E AL SILICIO
- TRANSISTOR
- TUBI PER MICROONDE
- QUARZI PIEZOELETTRICI



**FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE S.p.A.**

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

# Electronic Components

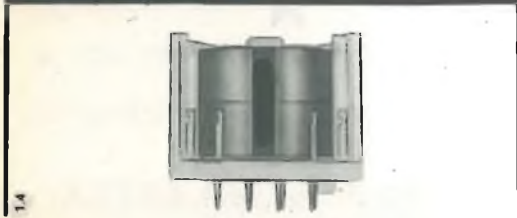


# BULGIN

A.F. BULGIN & CO. LTD BYE-PASS ROAD, BARKING, ESSEX  
COMPONENTI ELETTRICI DI ALTA QUALITÀ

  
**SIEMENS**

## Componenti Siemens massima garanzia!



Condensatori elettrolitici  
Condensatori MP ed a carta  
Condensatori in plastica FKH MKH e MKL  
Condensatori "Styroflex"  
Condensatori a mica  
Condensatori ceramici  
Condensatori di avviamento per motori  
e di rifasamento  
Resistenze a strato di carbone "Karbowid"  
Resistenze fisse e regolabili  
Materiali magnetici "Siferit" e "Sirufer"  
Trasformatori, traslatori, induttanze  
Dispositivi elimina-disturbi

SIEMENS & HALSKE A.G. - SETTORE COMPONENTI  
Rappresentanza per l'Italia:  
SIEMENS ELETTRA SOCIETÀ PER AZIONI - MILANO

# selezione di tecnica radio-tv



In copertina:  
Ambientazione di un ap-  
parecchio per la riprodu-  
zione stereofonica G.B.C.

## SOMMARIO

Forno ad alta frequenza per saldature a stagno	pag. 349
Alimentatori stabilizzati per telefonia	» 355
Appuntamento con il dilettante - Mezza dozzina di parti	» 367
Controllo del funzionamento dei radioricevitori a transistor	» 373
Teoria del ponte di Wheatstone	» 393
Un ricevitore completamente nuovo	» 397
Monotransistor miracoloso	» 401
Notizie tecniche dal mondo	» 407
I principi della emissione fotoelettrica (continuazione)	» 409
SM/1119 - Scatola di montaggio di un televisore UHF - VHF 19"	» 417
Electrolube	» 439
Impiego del triodo PC 88	» 453
Tutti collaboratori - Un trasmettitore per i 144 MHz	» 461
Alla conquista dello spazio	» 473
Le basi della moderna elettronica - parte 3 <sup>a</sup>	» 477

### Direzione Redazione:

Largo Richini, 4 - Milano.

Aut. alla Pubblicaz. Tribunale di  
Milano N. 4261 dell'1-3-57.

Grafiche IGIESSE - Milano.

Concessionario esclusivo per la  
diffusione in Italia e all'Estero:

MESSAGGERIE ITALIANE

Via P. Lomazzo, 52

MILANO - Tel. 83 20 41

Rivista bimestrale illustrata, per la divulgazione dell'elettronica, della Radio e della TV - Direttore responsabile: CESARE DALMASO - Spedizione in abbonamento Postale - Gruppo IV. - Prezzo della Rivista L. 900, numero arretrato L. 600 - Abbonamento annuo L. 1500 - per l'Estero L. 3000. I versamenti dell'importo dell'abbonamento annuo, o di numeri arretrati, vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Largo Richini, 4 - Milano.

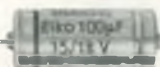
Essi possono essere effettuati mediante emissione di assegno bancario, cartolina vaglia o utilizzando il C/C postale numero 3/40678.

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

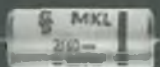
Tutti i diritti di riproduzione o traduzione degli articoli pubblicati, sono riservati a termini di Legge.



## Componenti Siemens massima garanzia!



Condensatori elettrolitici



Condensatori MP ed a carta

Condensatori in plastica FKH MKH e MKL

Condensatori "Styroflex"

Condensatori a mica

Condensatori ceramici



Condensatori di avviamento per motori  
e di rifasamento

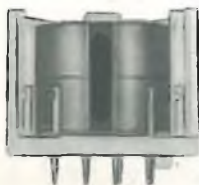
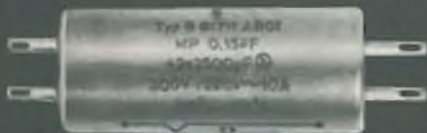
Resistenze a strato di carbone "Karbowid"

Resistenze fisse e regolabili

Materiali magnetici "Siferrit" e "Sirufer"

Trasformatori, traslatori, induttanze

Dispositivi elimina-disturbi



SIEMENS & HALSKE A.G. - SETTORE COMPONENTI  
Rappresentanza per l'Italia:  
SIEMENS ELETTRA SOCIETÀ PER AZIONI - MILANO

# selezione di tecnica radio-tv



In copertina:  
Ambientazione di un ap-  
parecchio per la riprodu-  
zione stereofonica G.B.C.

## SOMMARIO

Forno ad alta frequenza per saldature a stagno	pag. 349
Alimentatori stabilizzati per telefonia	» 355
Appuntamento con il dilettante - Mezza dozzina di parti	» 367
Controllo del funzionamento dei radioricevitori a transistor	» 373
Teoria del ponte di Wheatstone	» 393
Un ricevitore completamente nuovo	» 397
Monotransistor miracoloso	» 401
Notizie tecniche dal mondo	» 407
I principi della emissione fotoelettrica (continuazione)	» 409
SM/1119 - Scatola di montaggio di un televisore UHF - VHF 19"	» 417
Electrolube	» 439
Impiego del triodo PC 88	» 453
Tutti collaboratori - Un trasmettitore per i 144 MHz	» 461
Alla conquista dello spazio	» 473
Le basi della moderna elettronica - parte 3 <sup>a</sup>	» 477

Direzione Redazione:

Largo Richini, 4 - Milano.

Aut. alla Pubblicaz. Tribunale di  
Milano N. 4261 dell'1-3-57.

Grafiche IGIESSE - Milano.

Concessionario esclusivo per la  
diffusione in Italia e all'Estero:

MESSAGGERIE ITALIANE

Via P. Lomazzo, 52

MILANO - Tel. 83 20 41

Rivista bimestrale illustrata, per la divulgazione dell'elettronica, della Radio e della TV - Direttore responsabile: CESARE DALMASO - Spedizione in abbonamento Postale - Gruppo IV. - Prezzo della Rivista L. 300, numero arretrato L. 600 - Abbonamento annuo L. 1500 - per l'Estero L. 3000. I versamenti dell'importo dell'abbonamento annuo, o di numeri arretrati, vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Largo Richini, 4 - Milano.

Essi possono essere effettuati mediante emissione di assegno bancario. cartolina vaglia o utilizzando il C/C postale numero 3/40678.

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

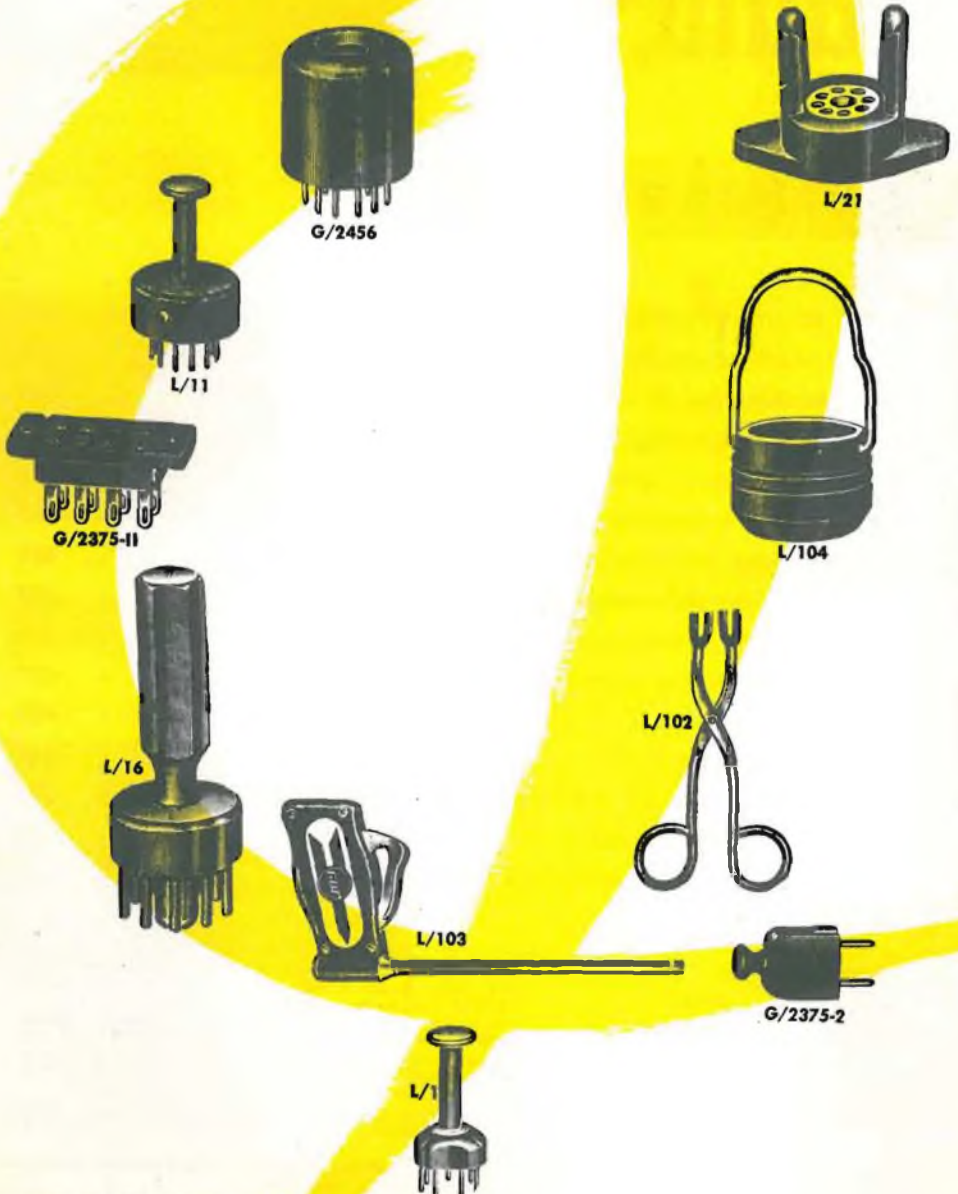
Tutti i diritti di riproduzione o traduzione degli articoli pubblicati, sono riservati a termini di Legge.

0034/62

PUBLISET

# LA SPEAR

AL SERVIZIO DELL'ELETTRONICA



SPEAR ENGINEERING CO. LTD., Warlingham, Surrey. Upper Warlingham 2774



# FORNO AD ALTA FREQUENZA PER SALDATURE A STAGNO



La saldatura mediante l'alta frequenza di piccole parti metalliche, interessa oggi anche le minori aziende artigiane, soprattutto quando sono specializzate nella produzione di articoli da fornire in grande quantità ad aziende maggiori.

Il trattamento termico ad alta frequenza, sull'esempio della generale evoluzione dei metodi produttivi, può oggi considerarsi di orientamento comune, sia dal punto di vista quantitativo che da quello qualitativo.

Il termine generico « trattamento » è giustificato dal fatto che esso non si limita alla sola saldatura, sebbene a noi interessa considerare il generatore di alta frequenza esclusivamente sotto questo aspetto, ma comprende anche processi di fusione, tempera, brasatura, ecc.

La tecnica costruttiva dei generatori destinati a questo uso, è basata sull'uso di tubi trasmettenti. I generatori a valvole presentano sugli ormai sorpassati generatori rotanti, il vantaggio di poter raggiun-

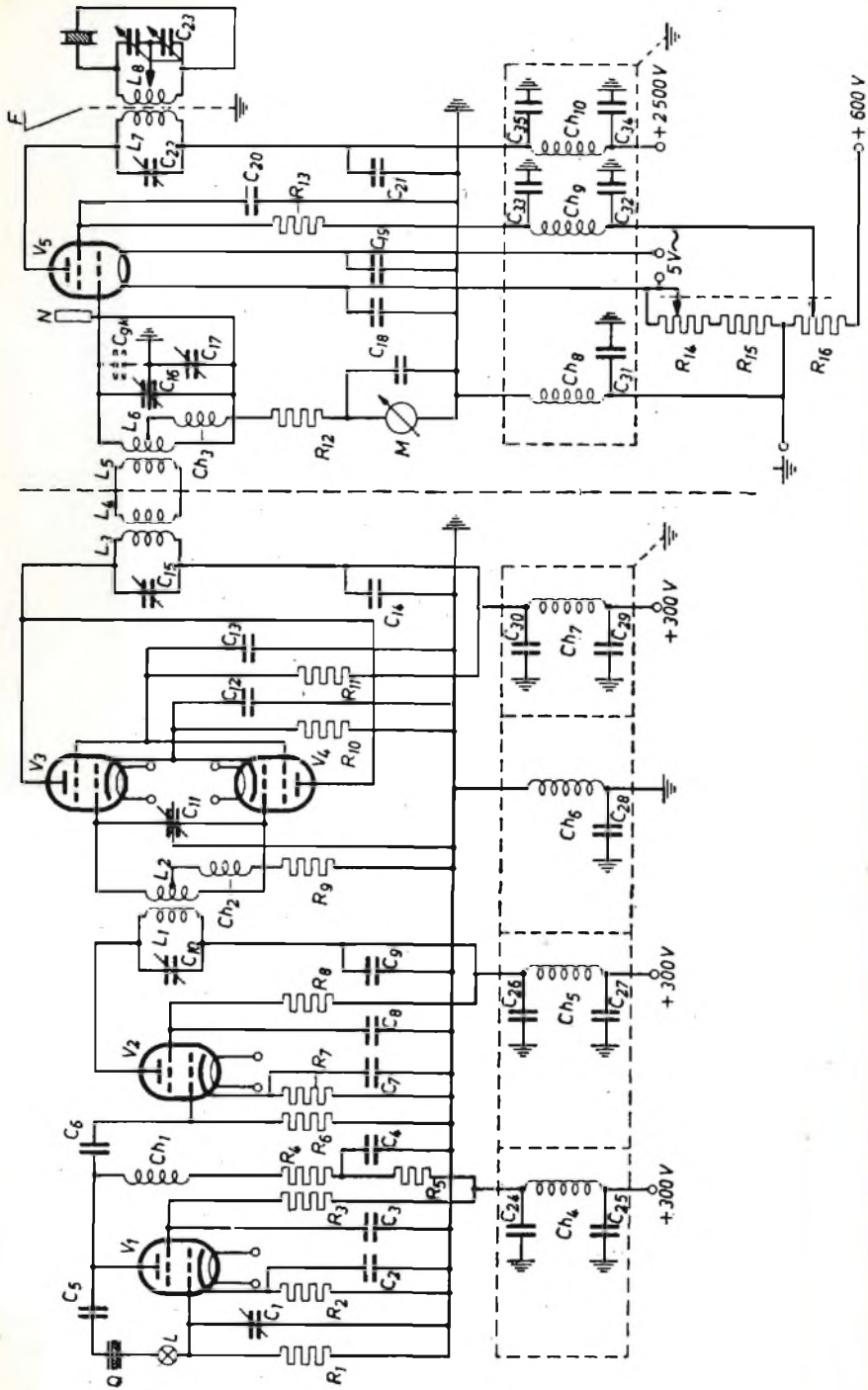


Fig. 1 - Schema elettrico del generatore per forno A. F.

gere altissime frequenze, di avere un ingombro limitato, di essere poco pesanti e, soprattutto, di non richiedere alcuna particolare manutenzione.

Affinchè i lettori abbiano un'idea precisa di ciò che è un generatore di alta frequenza per usi industriali, e si rendano quindi conto di come esso possa essere facilmente realizzato in un qualsiasi laboratorio radiotecnico, ne descriviamo un tipo il cui schema è rappresentato in fig. 1; esso, oltre a lavorare sulla frequenza destinata a questi apparecchi dalla Conferenza di Atlantic City, e di non essere quindi di disturbo per le radio frequenze, presenta requisiti costruttivi di facile realizzazione.

La frequenza di lavoro del generatore è di 40,68 Mc/sec., stabilizzata da un oscillatore pilota a cristallo, e fornisce una potenza utile di 500 Watt, sufficiente per una notevole quantità di applicazioni.

L'oscillatore pilota fa uso di un tetrodo  $V_1$  munito di controllo a quarzo, che genera una frequenza di 1,17 Mc/sec. con una stabilità in più o meno del 0,05%. Come si vede nello schema, questo stadio non contiene circuiti accordati; tuttavia, purchè il cristallo venga sistemato in modo da non essere influenzato da variazioni termiche, la frequenza generata si mantiene senz'altro entro i limiti prescritti.

Il segnale generato da questo stadio, è applicato alla griglia dello stadio successivo  $V_2$ , attraverso il condensatore di accoppiamento  $C_6$ .

Questa valvola, avendo il circuito anodico accordato sulla seconda armonica (20,34 Mc/sec.), funziona come duplicatore di frequenza, e al tempo stesso funge da stadio pilota dei due tetrodi  $V_3$  e  $V_4$ , montati in opposizione di fase (push-pull) e aventi in comune nel circuito di placca un avvolgimento accordato sulla seconda armonica 40,68 Mc/sec.).

Lo stadio finale impiega il tetrodo  $V_5$ , accoppiato allo stadio precedente a mezzo di un sistema induttiva costituito dalle bobine  $L_3$ ,  $L_4$ ,  $L_5$ .

La potenza d'uscita dello stadio finale può essere regolata, sia mediante il potenziometro  $R_{16}$ , inserito fra lo schermo

della valvola e l'alta tensione, sia a mezzo del potenziometro inserito sul filamento ( $R_{14}$ ).

Fra il circuito anodico della finale e lo avvolgimento di carico ad esso accoppiato, è inserito uno schermo elettrostatico F, collegato a massa. Lo schermo ha lo scopo di sopprimere, almeno in parte, l'irradiazione e di eliminare la capacità reattiva fra gli avvolgimenti primario e secondario del trasformatore d'uscita ad alta frequenza: inoltre si ha una più netta separazione fra le spire del primario, percorse dall'alta tensione, e il secondario connesso al circuito di utilizzazione concentratore).

Onde prevenire eventuali fenomeni di oscillazione, che potrebbero verificarsi specialmente in mancanza di carico sul circuito di lavoro, si è provveduto a neutralizzare la valvola finale, adottando una disposizione simmetrica del circuito di griglia, rispetto alla massa; con ciò, mentre il lato superiore del circuito è collegato alla griglia della valvola finale, il lato inferiore è connesso ad una armatura di rame N posta in vicinanza della placca della stessa valvola. Armatura e placca formano la capacità di neutralizzazione dello stadio finale e, data la possibilità di orientare l'armatura esterna fino al raggiungimento della capacità richiesta, il circuito viene ad essere stabilizzato.

Il piccolo « trimmer »  $C_{17}$  serve per compensare la capacità interna griglia-anodo di  $V_5$ , indicata convenzionalmente con linee tratteggiate sullo schema di fig. 1.

Indesiderabili effetti di controreazione (feed-back) vengono prevenuti con un montaggio a scompartimenti separati stadio per stadio; inoltre una serie di filtri separatori, anch'essi schermati, assicurano un efficiente disaccoppiamento fra valvola e valvola.

A rendere i collegamenti i più corti possibile, è molto importante che tutti i collegamenti a massa siano riportati su un unico terminale a stella, collocato nel punto più adatto.

Nello schema dell'oscillatore pilota ( $V_1$ ), sono visibili un condensatore variabile G ed una piccola lampada a luminescenza L.

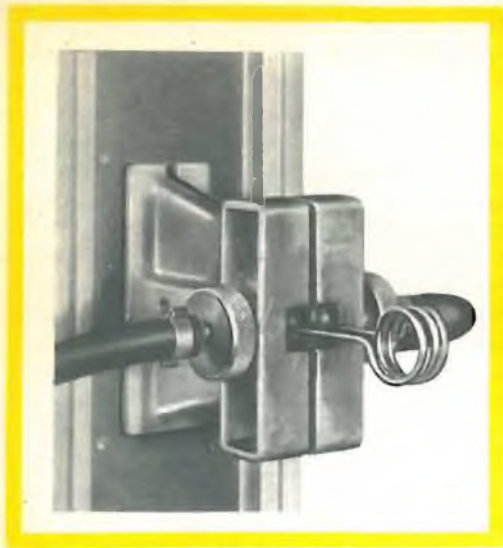


Fig. 2 - Tipo di centratore (bobina di carica).

Il condensatore variabile deve essere regolato in modo che la corrente, che scorre attraverso il cristallo Q, sia ridotta al minimo. Si raggiunge questa condizione quando la lampada a luminescenza L presenta una minore luminosità.

Nell'uso pratico i due controlli da regolare sono:

1) per sintonizzare il concentratore di calore, il condensatore di accordo  $C_{23}$  della bobina di utilizzazione; operazione questa, richiesta specialmente se il pezzo da saldare cambia di forma.

2) i due potenziometri  $R_{14}$  ed  $R_{16}$ , che regolano la potenza immessa nel circuito riscaldatore.

Gli altri « trimmer », e i condensatori di accordo, vengono regolati una volta tanto, in fase di messa a punto, poi non verranno più toccati se non nel caso in cui si renda necessaria la sostituzione di qualche valvola.

Allo scopo di condizionare meglio la temperatura per adattarla sia alle differenze di forma e di grandezza dei pezzi sotto saldatura, sia alla natura dei metalli, ferrosi e non ferrosi, può riuscire molto utile inserire nel circuito di uscita uno strumento per radio frequenza, tarato in Watt o in Ampère.

E' stato omesso lo schema dell'alimenta-

tore sia per abbreviare la descrizione, che perchè la sua realizzazione non presenta difficoltà di sorta.

Ricordiamo tuttavia che per l'accensione dei filamenti  $V_1, V_2, V_3, V_4$  (valvole Philips QE 04/10) occorre una tensione di 6,3 V e una corrente di 2,5 Ampère; per il filamento di  $V_5$  (valvola Philips QB 3,5/750) è richiesta una tensione di 5 Volt e una corrente di 15,1 Amp.

Le tensioni per l'alimentazione degli anodi sono di 300 Volt e 250 mA per i primi stadi, e 2500 Volt e 250 mA. per lo stadio finale.

In un generatore di alta frequenza, per frequenze dell'ordine di 40 Mc/sec., i trasformatori per le tensioni dei filamenti debbono essere separati ed indipendenti, altrettanto deve essere fatto per le alimentazioni degli anodi. L'isolamento degli organi e dei conduttori che portano l'alta tensione alla placca della finale deve essere effettuata anch'essa con grande cura.

#### Qualche considerazione sul riscaldamento ad induzione dei metalli.

Il compito di portare il pezzo da saldare alla temperatura richiesta, è affidato alla bobina di carico di un generatore di alta frequenza costituita da una o più spire in tubo di rame, con circolazione in-

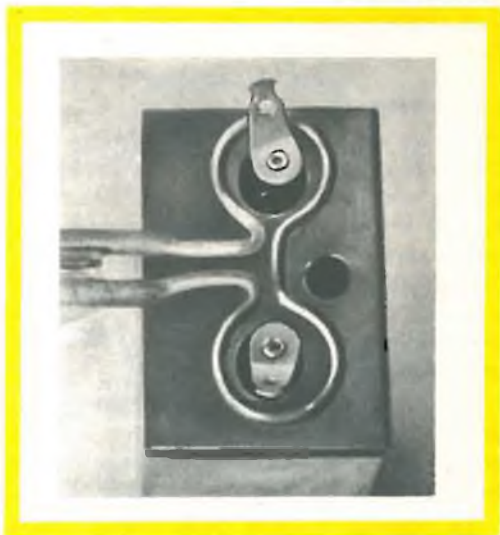


Fig. 3 - Una variante nella sagomatura della bobina riscaldatrice.

terna d'acqua per il raffreddamento. Questa abbraccia completamente le parti da riscaldare. Una volta stabilita la reciproca posizione, e condizionato il tempo di riscaldamento, l'effetto termico risulterà concentrato unicamente sulle superfici interessate.

Il calore ottenuto per induzione ad alta frequenza, è maggiore alla superficie del pezzo trattato, e diminuisce rapidamente verso l'interno.

Questa caratteristica, determina il grado di penetrazione del calore nel materiale sotto saldatura, e dipende in gran parte dal tipo del materiale riscaldato. La penetrazione è funzione della resistività, della frequenza della corrente indotta.

Per l'elevata intensità del campo magnetico all'interno della bobina di carico, quando si trattino materiali ferro-magnetici o di acciaio, si produrranno effetti di saturazione magnetica.

Come si sa, a saturazione raggiunta, se la temperatura viene portata al di sopra

del punto Curie (circa 760° per l'acciaio), scompaiono le proprietà magnetiche e, conseguentemente, aumenta la penetrazione del calore per una data frequenza.

Naturalmente questi effetti non si raggiungono mai in pratica perchè, nelle saldature a stagno, le temperature di lavoro assai difficilmente raggiungono i 500°.

D'altra parte, poichè la propagazione del calore nel pezzo avviene per convezione e conduzione la temperatura superficiale, e quella in profondità, dipendono in gran parte dal tempo di esposizione dei pezzi all'azione dell'alta frequenza; una lunga loro permanenza nell'interno del concentratore ha l'effetto di estendere l'azione termica a tutto il loro volume.

In molti casi questa possibilità è da considerarsi dannosa, poichè il persistere e li dilagare del calore, può compromettere parti delicate connesse all'oggetto sotto saldatura.

Generalmente i tempi di saldatura vengono prestabiliti. Se si tratta di saldature

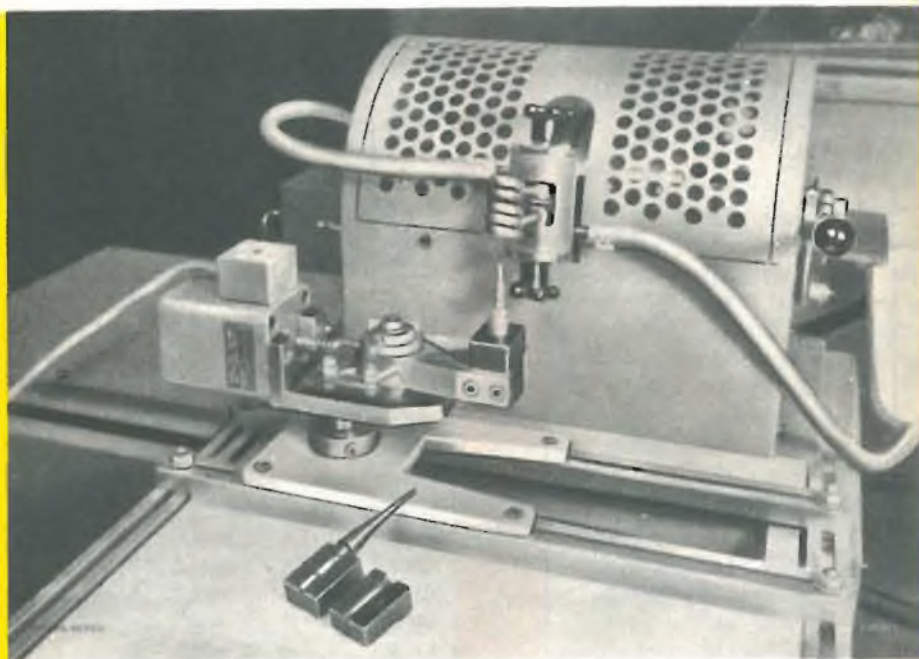


Fig. 4 - Dispositivo automatico temporizzatore per l'introduzione dei pezzi nella bobina riscaldatrice.

a ciclo continuo, effettuate con dispositivi meccanici a nastro o a giostra, il tempo di permanenza sotto saldatura viene determinato dalla velocità impressa al pezzo dal sistema meccanico.

Se invece l'introduzione e l'estrazione dei pezzi viene fatta a mano, essendo praticamente impossibile mantenere una precisa dosatura del tempo di riscaldamento, si ricorre all'uso di temporizzatori, meccanici od elettronici, che, a seconda del ciclo richiesto inviano ed interrompono a

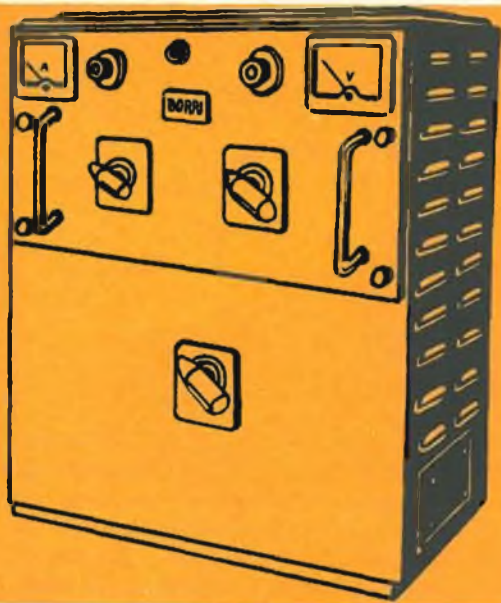
tempo prestabilito la corrente di alta frequenza nel concentratore.

Dove le operazioni di saldatura sono affidate ad un completo automatismo, lo spostamento meccanico dei pezzi determina esso stesso il tempo di saldatura.

La bobina di carico, chiamata anche «induttore», è l'organo finale del generatore dalla cui forma e disposizione rispetto al pezzo da saldare, dipende, sia la giusta regolazione della temperatura che la qualità delle saldature.

### Elenco dei componenti il generatore di A.F. per saldature a stagno

	Valori	N. catal. GBC		Valori	N. catal. GBC
R 1	33 K $\Omega$ 0,25 W 10%	D/32	C 14	0,01 $\mu$ F 350 V	B/256
R 2	1000 K $\Omega$ 1 W »	D/42	C 15	25 pF	B/81
R 3	25 K $\Omega$ 0,5 W »	D/32	C 16	2 x 34 pF	
R 4	1 K $\Omega$ 4 W filo	D/75	C 17	20 pF	B/81
R 5	5 K $\Omega$ 4 W »	»	C 18	4000 pF 300 V	B/255
R 6	0,15 M $\Omega$ 0,25 W 10%	D/32	C 19	4000 pF 300 V	»
R 7	750 $\Omega$ 1 W »	D/42	C 20	4000 + 4000 pF 600 V	B/254
R 8	40 K $\Omega$ 1 W »	D/42	C 21	1250 pF 6 KV	
R 9	30 K $\Omega$ 0,5 W »	D/32	C 22	25 pF	B/81
R 10	200 $\Omega$ 4 W filo	D/75	C 23	2 x 80 pF	
R 11	10 K $\Omega$ 4 W »	»	C 24	1000 pF 350 V	B/252
R 12	5 K $\Omega$ 4 W »	»	C 25	1000 pF 350 V	B/252
R 13	3 K $\Omega$ 12 W »	»	C 26	1000 pF 350 V	
R 14	1 K $\Omega$ 150 W »	»	C 27	1000 pF 350 V	
R 15	500 $\Omega$ 75 W »	»	C 28	1000 pF 350 V	
R 16	6 K $\Omega$ 150 W »	»	C 29	1000 pF 350 V	
C 1	25 pF		C 30	1000 pF 350 V	
C 2	5000 pF 350 V	B/255	C 31	1000 pF 350 V	
C 3	5000 pF 350 V	»	C 32	1000 pF 450 V	
C 4	5000 pF 350 V	»	C 33	1000 pF 450 V	
C 5	5000 pF 350 V	»	C 34	750 pF 6 KV	
C 6	100 pF 450 V	B/505	C 35	750 pF 6 KV	
C 7	5000 pF 350 V	B/255	Ch 1	1,6 - 2 mH	
C 8	5000 pF 350 V	»	Ch 2	1,6 - 2 mH	
C 9	5000 pF 350 V	»	Ch 3	1,6 - 2 mH	
C 10	25 pF		Ch 4	1,6 - 2 mH	
C 11	2 x 16 pF		Ch 5	1,6 - 2 mH	
C 12	0,01 $\mu$ F 350 V	B/256	Ch 6	1,6 - 2 mH	
C 13	0,01 $\mu$ F 350 V	B/256	Ch 7	1,6 - 2 mH	



# ALIMENTATORI STABILIZZATI PER TELEFONIA

## CON STADI AMPLIFICATORI A TRANSISTOR DI TIPO INSERIBILE UNIFICATO

L'alimentazione, nelle centrali telefoniche, è ottenuta di solito mediante l'impiego di alimentatori lavoranti in tampone con batterie di accumulatori composte di 24 o 30 elementi, e cioè con tensione di 48 o 60 V.; e poichè essi devono poter alimentare gli impianti anche da soli, sostituendosi alla batteria, è necessario che la tensione fornita sia stabilizzata intorno al valore di esercizio, e fortemente livellata in modo da ridurre al minimo la componente alternativa di frequenza rete ed in special modo le armoniche di questa.

Quanto sopra detto non vieta che alimentatori di questo genere possano peraltro sostituire le batterie anche in altri usi diversi dalle centrali telefoniche per es. in laboratorio: è da tenere presente che la loro potenza si aggira intorno ai 1.000 watt, e che con tensione di 48 V. erogano 20 A. o  $12 \div 15$  A. con 60 V.

Poichè gli apparecchi in questione sono normalmente alimentati dalla rete, e forniscono all'uscita una corrente continua, essi vengono ovviamente considerati come suddivisi in due sezioni, una in corrente alternata e l'altra in corrente con-

tinua, quest'ultima a valle del ponte di raddrizzatori che dà luogo alla unidirezionalità della corrente.

La stabilizzazione può essere effettuata sulla sola sezione in corrente alternata, sulla sola sezione in continua, su entrambe le sezioni; la stabilizzazione della corrente continua si esegue soltanto per piccole potenze a causa del minor rendimento globale al quale dà luogo.

Normalmente la regolazione è effettuata con elementi posti in serie al circuito ed assorbenti, ai capi, una tensione variabile che compensa le variazioni della tensione di alimentazione e le variazioni dovute al carico, e ciò in funzione di una **tensione di errore** che viene ricavata in prossimità dell'uscita confrontando la tensione resa dall'alimentatore, con una tensione fissa.

La regolazione in serie dà pertanto luogo ad una perdita di potenza, e precisamente quella spesa nell'elemento di regolazione, la quale potenza può essere in parte apparente, se l'elemento è costituito da un reattore saturabile posto in serie alla sezione in alternata, o del tutto effet-

tiva se l'elemento di regolazione è costituito da transistori posti in serie al circuito della sezione in corrente continua.

In quest'ultimo caso il transistor si comporta come una resistenza variabile in funzione dell'eccesso o della diminuzione di tensione, e deve quindi poter dissipare la potenza corrispondente la quale, agli effetti del rendimento globale, è completamente perduta.

Come elemento in serie ad un circuito in corrente continua, il transistor non dà luogo ad alterazione nella forma della corrente, comportandosi come elemento puramente resistivo, mentre il reattore saturabile sul circuito a corrente alternata, dà luogo ad armoniche che, dopo la rettificazione, devono essere fortemente attenuate dal dispositivo di livellamento.

A tale proposito si deve tenere presente che, a causa delle caratteristiche collettore-base, un transistor in serie può comportarsi nel circuito a corrente continua, non solo come elemento di regolazione ma anche come elemento di livellamento.

Consideriamo infatti la caratteristica collettore-base di un transistor di potenza, fig. 1, di forte corrente, ad es. il tipo 2N 1551 Motorola — equivalente al 2N 173 — che ha una tensione collettore-emettitore di 60 V., una corrente massima di 15 A, ed una potenza di dissipazione di 90 W. a 25° e di 70 W. a 40°.

La caratteristica si riferisce al valore della corrente di collettore in funzione della corrente nel circuito di base: come nei pentodi, si vede che la corrente di collettore è indipendente dalla tensione di ali-

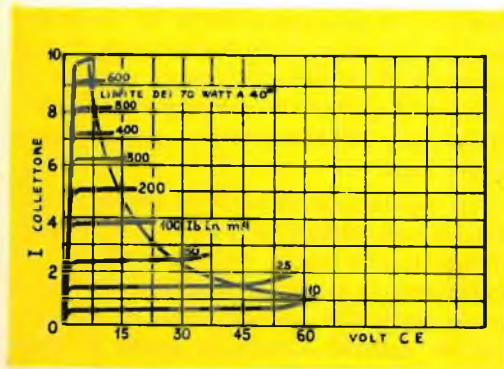


Fig. 1

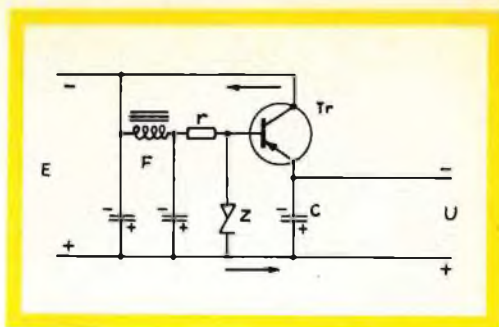


Fig. 2

mentazione ed è solo funzione del valore della corrente di base, le caratteristiche di questa essendo praticamente parallele all'ascissa, ossia ai valori della tensione di alimentazione. Se ne deduce che, se si filtra accuratamente il circuito della base, cosa non difficile perchè percorsa da correnti relativamente piccole, una ondulazione anche sensibile della tensione di alimentazione sul circuito collettore-emettitore, darà luogo a variazioni molto più piccole del valore della corrente.

La curva limite di carico si riferisce ad una potenza dissipabile di 70 watt a 40° di temperatura.

Nella fig. 2 è mostrato lo schema di principio di inserimento di un transistor in un circuito per ottenere il livellamento ed una parziale regolazione della tensione.

La base è connessa al negativo dell'ingresso attraverso un filtro F ed una resistenza ohmica che funziona da partitore di tensione con il diodo Zener Z, il collettore e l'emettitore del transistor essendo in serie al circuito.

La tensione di Zener dello Z deve essere pertanto eguale a V, ma è preferibile che questo elemento, per realizzare un migliore comportamento termico ed una migliore regolazione, sia sostituito da una serie di transistori e Zener, come vedremo più avanti, avente fra l'altro un effetto moltiplicatore della regolazione e permettente quindi di adoperare uno Zener di più bassa tensione, più economico e termicamente più stabile.

Per una migliore regolazione la ten-





Entro il mese di luglio uscirà il Catalogo Generale Illustrato

*Gian Bruto Castelfranchi*

Oltre 800 pagine riccamente illustrate - Una guida indispensabile per tutti

**PRENOTATELO!!!**

per far ciò basta versare L. 2000 seguendo uno dei metodi qui elencati:

1. Compilare un modulo di versamento sul conto corrente postale 3/23395 intestato a G. B. Castelfranchi - Via Petrella, 6 - Milano.
2. Inviare vaglia postale intestato a G. B. Castelfranchi - Via Petrella, 6 - Milano.
3. Inviare assegno circolare intestato a G. B. Castelfranchi - Via Petrella, 6 - Milano.

Alimentatore a c.c. stabilizzato con transistori e reattore magnetico, potenza resa 1 kW, con livellamento ad impedenze capacitive.  
 Possibilità di carica di una batteria che può lavorare in tampone. Limitatore elettronico di corrente.

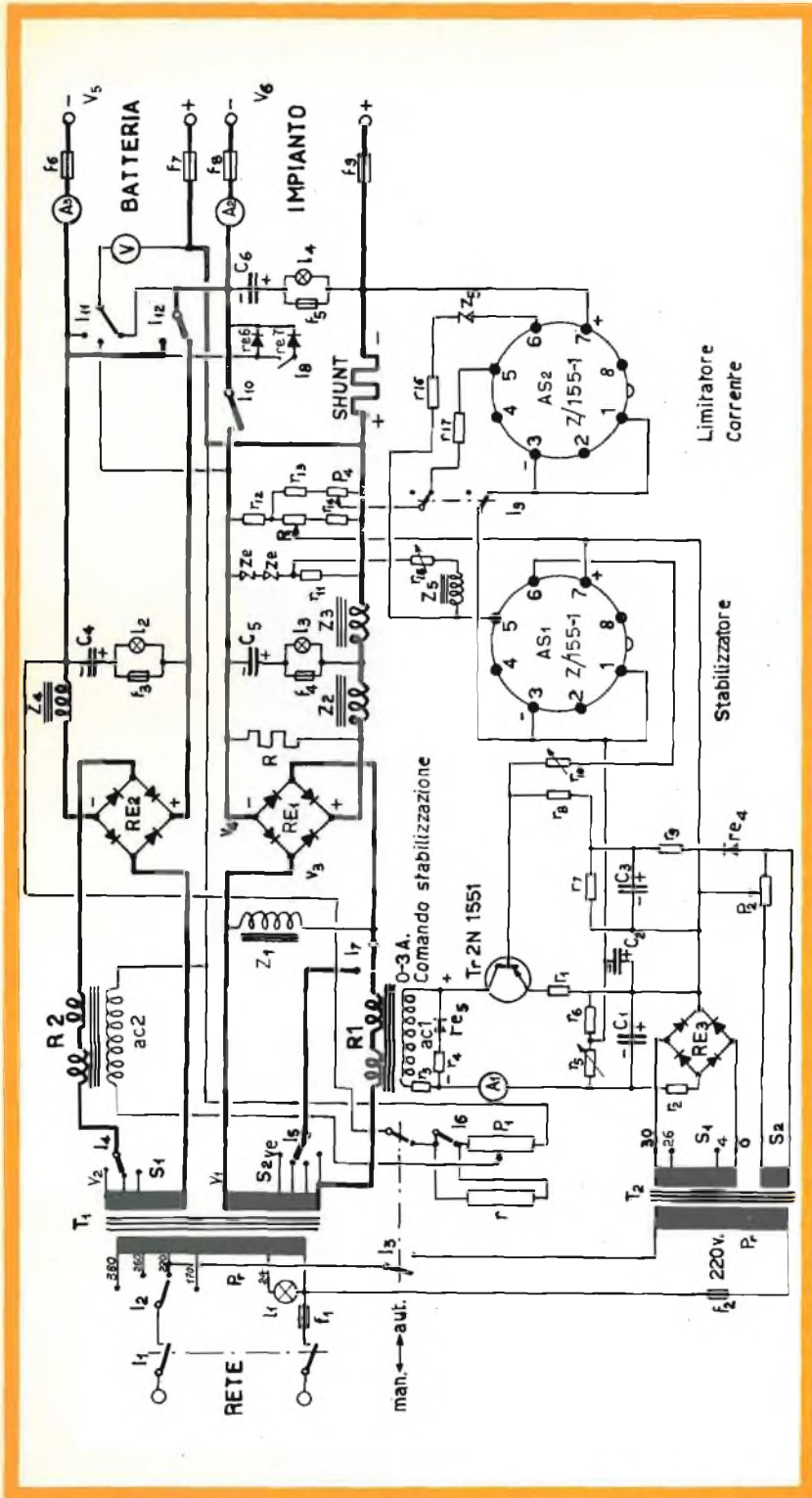


Fig. 3

- T<sub>1</sub> ≡ Trasformatore principale.
- T<sub>2</sub> ≡ Trasformatore dello stabilizzatore.
- AS1 ≡ AS2 ≡ Z/155-1 montati con transistori 2N465 - ELSI
- RE1 ≡ Raddrizzatore al silicio 4S - 25B1S1 - 400PIV, Raytheon
- RE2 ≡ Raddrizzatore al silicio 4S - 25B1S1 - 400PIV, Raytheon
- RE3 ≡ Raddrizzatore al silicio 1R - 3B1S1 - 200PIV, Raytheon
- r<sub>e4</sub> ≡ r<sub>e5</sub> ≡ Diodo al silicio 1N2513 - ELSI - Raytheon
- V<sub>e</sub> ≡ 52 volt
- V<sub>6</sub> ≡ 48 V ±0,75 %

sione di base può essere controllata a mezzo di un amplificatore, ma poichè il sistema di regolazione mista è il più conveniente, è opportuno limitare l'uso dell'amplificatore al comando del reattore saturabile.

Da qui possiamo senz'altro passare alla descrizione generale di un alimentatore dalla quale si rileva l'importanza delle funzioni dell'amplificatore.

Nello schema fig. 3, è mostrato un alimentatore a 48 V per centrali telefoniche, munito anche del dispositivo per la carica in tampone e per la carica a fondo della batteria, nonché di limitatore elettronico della corrente. E' provvisto di livellamento tradizionale — impedenze e capacità — e di due amplificatori, uno per la tensione di errore — AS1 — e l'altro per il valore limite della corrente — AS2. Entrambi questi amplificatori sono dello stesso tipo e precisamente eguali all'amplificatore a gruppo inseribile già descritto su questa Rivista — Z/155-1 — adatto per amplificazione in corrente continua ed in corrente alternata, fortemente controreazionato, del quale riportiamo lo schema con i relativi valori, nella fig. 4.

La facile reperibilità in commercio, di questo amplificatore e la sua intercambiabilità, contribuiscono a renderlo particolarmente pratico.

Il segnale in corrente continua — in questo caso la tensione di errore — viene applicata fra i piedini 5 e 7, mentre l'uscita è prelevata fra i piedini 6 e 7: come già sappiamo, in mancanza di segnale, la tensione di uscita è massima e cioè è di circa 11 V. per una tensione di alimentazione di 13 V., mentre scende ad 1 V. con un segnale della tensione di 0,25 V., che renda negativa la base del 1° transistor e con una corrente di 1 mA.

Il guadagno in corrente continua è quindi di 30 dB. Il completo pilotaggio dell'alimentatore si può pertanto ottenere con una tensione di errore di 0,25 V.

L'alimentatore comprende innanzi tutto un trasformatore di alimentazione con primario a varie tensioni e con due secondari dei quali S<sub>1</sub> provvede alla carica della batteria per quanto concerne la sovratensione necessaria, ed S<sub>2</sub> alla alimentazione

propriamente detta dell'impianto attraverso il reattore di controllo R<sub>1</sub> ed il ponte di raddrizzatori al silicio RE<sub>1</sub>.

L'avvolgimento di eccitazione del reattore è pilotato da un transistor 2N 1551, o simile, che chiameremo **transistore pilota**, il quale conduce più o meno in funzione della tensione di errore amplificata, e poichè anche in assenza di corrente di eccitazione un reattore di tipo normale ha una impedenza definita, conducendo quindi parzialmente, mentre ai morsetti di uscita la tensione deve essere stabilizzata anche in assenza di carico, il reattore è sempre caricato dalla impedenza Z<sub>1</sub> sulla parte in alternata e da varie reti sulla sezione in continua.

Il livellamento è ottenuto con le impedenze Z<sub>2</sub> e Z<sub>3</sub> e con le batterie di conden-

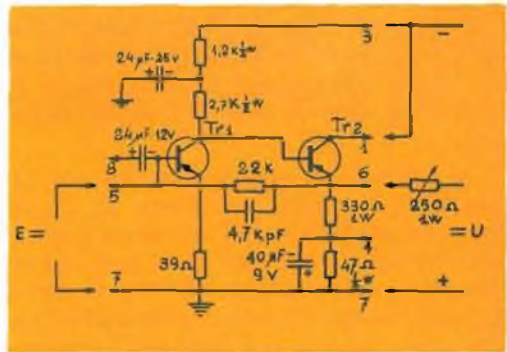


Fig. 4.

satori C<sub>5</sub> e C<sub>6</sub>, ciascuna di 30.000 µF in totale, poste in serie rispettivamente ai fusibili f4 ed f5 ed alle relative lampade spia che segnalano qualsiasi cortocircuito possa verificarsi alle capacità.

La tensione di errore e è presa sulla diagonale di due reti costituite da resistenze e da diodi Zener: una comprende due Zener in serie da 22 V. ciascuno ed una resistenza anche in serie di 180 ohm, rete posta in parallelo all'uscita per cui alla prevista tensione di 4 V., la tensione ai capi della resistenza di 180 ohm è di 4 V., e praticamente qualunque variazione di tale tensione dovuta a variazioni nella tensione di rete od a variazioni del carico, si riporta integralmente ai capi di tale resistenza con attenuazione nulla. Se

infatti la tensione di uscita diventa di 49 o di 47 V., la tensione ai capi della resistenza di 180 ohm diventa 5 o 3 V. rispettivamente. Il valore normale della corrente attraversante gli Zener, è di 22 mA.

La seconda rete comprende in serie una resistenza da 50 ohm, un potenziometro  $P_3$  da 10 ohm ed una seconda resistenza di 2 ohm: della rete in parallelo comprendente il potenziometro  $P_4$  vedremo in seguito le funzioni. Pertanto alla tensione normale di 48 V., fra il cursore del potenziometro ed il positivo, potremo avere una tensione variabile fra 1,5 e 9 V. a seconda della posizione del cursore: se questo è pertanto nella posizione di 4 V. — 3,3 ohm — la tensione di errore e sarà evidentemente zero alla tensione normale di 48 V.

Se questa tensione cresce o diminuisce di 0,5 V., ossia di circa 1%, la tensione di errore e diventerà rispettivamente di 0,45 V. e 0,45 V. ma con segno invertito.

La tensione di errore attraverso un filtro costituito dalla impedenza  $Z_5$  (H/44 del catalogo GBC), una resistenza regolabile  $r_{15}$  ed avvalentesi della capacità ripartita per completare la attenuazione di quel residuo di componente alternativa che possa essere presente nell'impianto, senza introdurre una sensibile costante di tempo nell'asservimento, è portata all'ingresso 5 dell'amplificatore AS1 alimentato in c.c. dalla stessa tensione prevista per il transistor pilota, attraverso il partitore costituito dalle due resistenze  $r_5$  ed  $r_6$ . La resistenza R insieme alle precedenti reti, costituisce il carico permanente dell'impianto in c.c. per un totale di circa 100 watt.

Il transistor pilota è comandato dall'amplificatore AS1 attraverso una resistenza regolabile di 50 ohm max, e controlla l'avvolgimento di eccitazione del reattore  $R_1$  avente una resistenza di 7 ohm.

Il 2N 1551 Motorola, come il corrispondente 2N 173, è un transistor di elevata potenza di dissipazione — 90 W. — avente una tensione collettore emettitore di 60 V. ed una corrente massima

di 15 A., il quale funziona in questo caso come interruttore regolabile che, a causa del carico non notevole ma eminentemente induttivo, deve essere opportunamente protetto per evitare transistori nocivi.

Questa protezione è ottenuta sia a mezzo di una polarizzazione positiva permanente della base, regolabile con il potenziometro  $P_2$  ed applicata sulla resistenza di 7,5 ohm in serie al circuito di base, quanto con la resistenza di emettitore di 0,3 ohm e con il diodo  $re^5$  opportunamente inserito in parallelo all'avvolgimento di carico di 7 ohm.

La resistenza del circuito esterno collettore-emettitore del transistor pilota, è in questo caso di

$$7 + 2 + 0,3 = 9,3 \text{ ohm}$$

e poichè la alimentazione è fatta a 30 V. da uno dei secondari del trasformatore  $T_2$ , la corrente massima circolante in piena conduzione del transistor, è pertanto di circa 3,2 A. L'altro secondario di  $T_2$  comanda la polarizzazione positiva della base, e quindi se la tensione di alimentazione aumenta, cresce proporzionalmente anche la contropolarizzazione e quindi il contrario avviene per una diminuzione della tensione.

Il transistor trasferisce potenza al carico, analogamente ad una resistenza regolabile, e in esso viene quindi dissipata una energia della quale è opportuno conoscere il valore e la ripartizione rispetto alla corrente circolante.

Nel diagramma della fig. 5, sono riportate le caratteristiche corrente-potenza sul carico, e corrente-potenza dissipata nel transistor. Ammesso un valore massimo di corrente di 3,2 A. si scorge che la potenza massima da dissipare nel transistor è di 24,5 W. in corrispondenza di una corrente metà della massima, ed in questo caso la potenza sul carico eguaglia quella dissipata nel transistor.

Per tutti gli altri valori di corrente, la potenza dissipata diminuisce e diventa praticamente zero in corrispondenza dei valori minimi e massimi della corrente, ma il transistor pilota deve egualmente

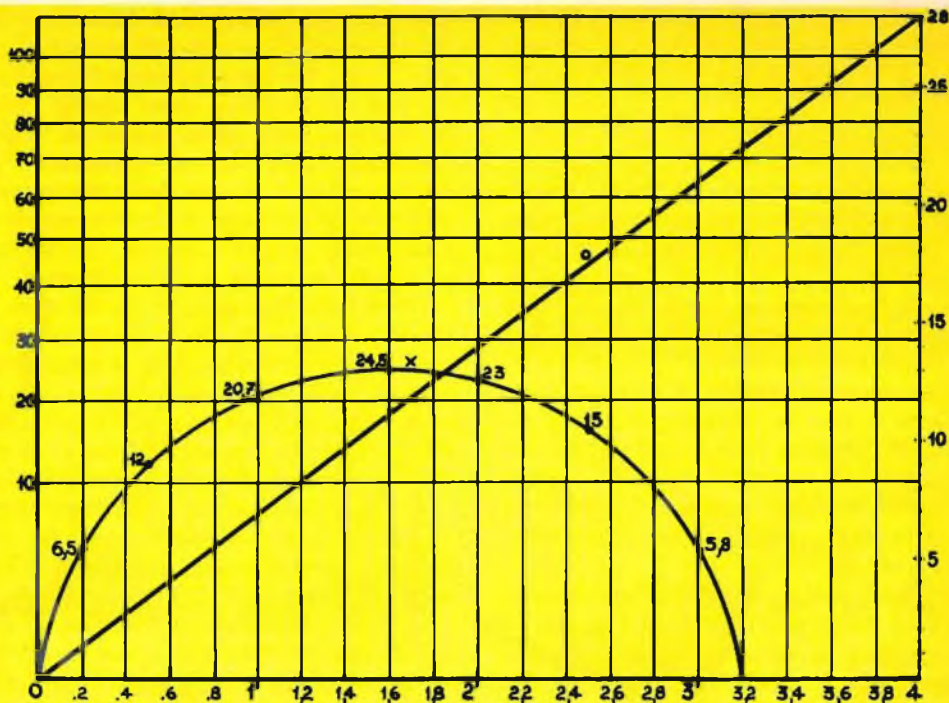


Fig. 5

essere montato in modo da poter dissipare facilmente una potenza di circa 25 W. perchè, come vedremo, questa costituisce un valore di regime per le particolari condizioni di funzionamento dell'alimentatore.

A questo punto passiamo di nuovo al reattore  $R_1$  ed alla alimentazione.

L'apparecchio deve fornire all'uscita una tensione di 48 V. con una corrente di 20 A. ma essendo ammesso un sovraccarico permanente del 10% e dovendo considerare anche la carica della batteria, la corrente massima di uscita diventa di 22 A. La stabilizzazione deve essere realizzata entro l'1% in più o in meno per variazioni di carico da zero al massimo o per variazioni di tensione di rete del  $\pm 15\%$ .

La tensione alternata a monte del ponte di raddrizzatori al silicio, tenendo conto della caduta di tensione nell'interno di questi ed ai capi delle impedenze  $Z_2$  e  $Z_3$ , deve essere di 50 V.

L'impedenza  $Z_1$  assorbe una corrente di

1,5 A.: la corrente che il reattore deve quindi fornire in assenza di carico, è di 2,8 A. mentre al massimo carico deve lasciar passare una corrente di  $22 + 2,8$  A. = 24,8 A.

Dando alla impedenza minima equivalente del reattore un valore di 0,5 ohm, la caduta di tensione ai capi dello stesso, in regime di massimo carico, è quindi di circa 12,4 V.

La tensione minima a monte del reattore deve perciò essere di  $50 + 12,4 = 62,4$  V., e questo valore si deve ottenere quando la tensione di rete diminuisce del 15% ed il carico è massimo: il valore normale della tensione ai capi del secondario  $S_2$  deve essere pertanto di 73 volt al regime di 25 A circa, scendendo a 63 volt per una diminuzione di tensione del 15%, e salendo a 83 V. per un aumento dello stesso valore.

Il valore massimo della impedenza equivalente del reattore dovrà corrispondere quindi alla tensione massima con il carico minimo, tenendo conto delle variazioni di tensione per effetto delle variazioni di cor-

rente nelle varie parti del circuito, e dovrà perciò essere di:

$$\frac{83 - 50}{2,8} = \frac{33}{2,8} = 11,8 \Omega$$

Fissiamone per sicurezza il valore massimo a 12 o 13 ohm.

La impedenza minima dovrà essere, come si è detto, di 0,5 ohm con un rapporto fra minimo e massimo di circa  $25 \div 28$ , valore agevolmente raggiungibile in un buon reattore.

Alla tensione normale di alimentazione di 73 V e per la corrente di uscita di 20 A., il reattore lavora quindi in regime medio di semisaturazione, corrispondente alla massima potenza da dissipare nel transistor pilota, come precedentemente indicato.

All'inizio non vi è alcuna tensione all'ingresso dell'amplificatore AS1 e quindi questo rende la massima tensione all'uscita, saturando in pieno il reattore R1 che viene quindi a trovarsi nelle condizioni di minima impedenza: se il cursore del potenziometro P<sub>3</sub> è stato convenientemente disposto, al raggiungimento all'uscita della tensione di 48 V comincia a prodursi una tensione di errore con negativo dal lato della rete dei diodi Zener, per cui la tensione di uscita dell'amplificatore comincia a diminuire dando luogo ad un incremento dell'impedenza del reattore, fino al raggiungimento delle condizioni di equilibrio determinate appunto dalla posizione di P<sub>3</sub> che stabilisce il valore della tensione di lavoro. Con una variazione di 0,25 V della tensione di errore, corrispondente al 0,5% della tensione controllata, si ha il pieno comando dell'apparecchio da vuoto a carico, e per le ammesse variazioni della tensione di rete.

Il potenziometro P<sub>2</sub> determina la soglia di intervento, tenendo presente che è sempre opportuno far lavorare il transistor pilota con una polarizzazione positiva piuttosto alta — contropolarizzazione — che potrebbe raggiungere i 6,5 V., ma che può fissarsi intorno ai 3,5 V., valore sufficiente ad interdire il transistor anche ad una temperatura di 60°.

Per ottenere in pieno il comando del

reattore è necessaria una corrente massima di base di 70 mA, raggiungibile con una d.d.p. fra base ed emettitore di 0,9 V., per cui tenendo conto delle cadute di tensione nelle varie resistenze e della contropolarizzazione, è necessaria una d.d.p. di 5 volt ai capi della resistenza di 100 ohm che chiude il circuito emettitore base, d.d.p. realizzabile con una corrente di 85 mA all'uscita dell'amplificatore.

La resistenza regolabile da 50 ohm posta in serie a tale uscita, deve quindi essere regolata in modo che si ottenga tale valore di corrente quando nessun segnale è applicato all'ingresso dell'amplificatore AS1, e per una tensione media di contropolarizzazione del transistor pilota.

Consideriamo ora la limitazione elettronica del valore massimo di corrente.

Uno shunt è inserito nel circuito di uscita sul lato positivo, di valore tale da dar luogo ad una caduta di tensione di circa 0,5 V per la massima corrente normalmente ammessa — 22 A. Il circuito di ingresso dell'amplificatore AS2 analogo al precedente, è connesso fra il lato negativo dello shunt ed il cursore del potenziometro P<sub>4</sub> disposto a monte e regolato in modo da polarizzare negativamente la base del primo transistor, ottenendo quindi un basso valore di tensione all'uscita dell'amplificatore stesso: questa tensione, attraverso uno Zener Z<sub>5</sub> viene applicata all'ingresso dell'amplificatore AS1 in parallelo alla tensione di errore.

Per effetto della regolazione suindicata, normalmente alla uscita dell'amplificatore AS2 non si ha una tensione sufficiente a vincere la tensione di Zener di Z<sub>5</sub>, e non si ha quindi nessuna influenza sull'amplificatore AS1, ma se la d.d.p. ai capi dello shunt aumenta, l'ingresso 5 di AS2 diventa più positivo rispetto al 7, facendo aumentare la tensione di uscita fino a che questa, superando la tensione Zener di Z<sub>5</sub> viene a polarizzare negativamente l'ingresso 5 di AS1 che in tal modo, facendo condurre di meno il transistor pilota, aumenta la impedenza del reattore R<sub>1</sub> e conseguentemente contiene la corrente.

Il valore limite di questa viene quindi determinata dalla posizione del cursore di P<sub>4</sub>.



ANCHE IN ITALIA!

**NASTRI MAGNETICI  
INDEFORMABILI A DOPPIA  
DURATA**

**"Pydurtrop,,**

"Professional,,



**stabilità assoluta  
massima flessibilità  
non logora le testine magnetiche**

	Art.	Pollici	Bobina	m	Prezzo List. Lit.
<b>Nastro Normale</b>	S/625	3"	78	85	590
	S/625-1	3 1/2"	85	100	730
	S/625-2	4"	100	120	830
	S/628	5"	127	180	1.200
	S/628-1	5 3/4"	147	260	1.750
	S/631	7"	178	360	2.300
<b>Nastro Long Playing</b>	S/626	3"	78	120	800
	S/626-1	3 1/2"	85	150	1.080
	S/626-2	4"	100	180	1.150
	S/629	5"	127	260	1.600
	S/629-1	5 3/4"	147	360	2.250
	S/632	7"	178	540	3.250
<b>Nastro doppia durata</b>	S/627	3"	78	160	1.500
	S/627-1	3 1/2"	85	200	1.900
	S/627-2	4"	100	240	2.300
	S/630	5"	127	360	3.200
	S/630-1	5 3/4"	147	520	4.600
	S/633	7"	178	720	6.800

è una esclusività



Poichè come è noto, gli amplificatori adottati sono fortemente auto stabilizzati agli effetti della temperatura — anche della tensione, ma in questo caso sono alimentati a tensione costante — e poichè per la disposizione in serie degli Zener l'effetto del coefficiente di temperatura di questi è molto basso, l'intera apparecchiatura deve considerarsi indipendente dalle variazioni di temperatura, anche per quanto è stato detto a proposito del transistor pilota il quale, peraltro, deve essere montato su una piastra di raffreddamento annerita, di superficie tale da non far superare mai al transistor una sovraelevazione di temperatura di 25° rispetto alla temperatura ambiente.

Tutti gli altri dispositivi indicati nello schema servono per la carica della batteria, in tampone ed a fondo, e per la sostituzione del comando automatico di stabilizzazione, con comando manuale nel caso di avaria ai diversi elementi.

Ad esempio in caso di avaria al reattore od al relativo comando, viene spostato il commutatore  $I_7$  ed a mezzo dell'inseritore  $I_5$  si può regolare il valore della tensione a valle del ponte di raddrizzatori RE1, in funzione del carico.

Il secondario  $S_1$  insieme al reattore  $R_2$ , al secondo ponte di raddrizzatori al silicio RE2 ed al filtro costituito dalla impedenza  $Z_4$  e dalla capacità  $C_4$ , fornisce quel supplemento di tensione — fino a 15 V. — necessario per la carica della batteria ed a fondo, in serie alla tensione fornita dal ponte RE2, con una corrente massima di 10 A.

Aperto l'interruttore  $I_{10}$  e portando in alto il deviatore  $I_{12}$ , l'impianto viene alimentato esclusivamente dalla batteria, mentre con l'interruttore  $I_{10}$  chiuso, la batteria lavora invece in tampone.

Con il deviatore  $I_{12}$  abbassato, le tensioni di RE1 e di RE2 si sommano, e la batteria può essere caricata a fondo o parzialmente, regolando la corrente di carica rispettivamente con il potenziometro  $P_1$  e l'interruttore  $I_{16}$  che agiscono sul reattore  $R_2$  in serie al secondario  $S_1$  ed al ponte RE2. I raddrizzatori  $re_1$  ed  $re_2$  permettono alla batteria di intervenire nella alimentazione dell'impianto in modo inversamente

proporzionale alla carica che riceve, ferma restando la stabilizzazione effettuata attraverso l'amplificatore AS1, il transistor pilota ed il reattore  $R_1$ .

Il livellamento che, come è stato detto, è realizzato in totale con tre impedenze e con capacità del valore complessivo di 90.000 microfarad, è dell'ordine di 72 dB agli effetti della componente alternativa rete.

I dati precedentemente riportati a proposito del reattore si riferiscono alla previsione che la carica della batteria, per la parte relativa alla rete di 4 V., venga eseguita con la corrente risultante dalla differenza fra il valore massimo ammesso — 22 A — e quello effettivamente assorbito dall'impianto, ma se questo dovesse essere alimentato in permanenza con una forte corrente, il reattore ed il ponte di raddrizzatori RE1 dovrebbero essere leggermente sovradimensionati.

In condizioni normali sono però sufficienti i dati indicati.

Tutta l'apparecchiatura può essere montata su rack con il trasformatore  $T_1$  alla base ed il resto su pannelli inseribili, tenendo presente che è necessario assicurare la libera circolazione d'aria per un buon raffreddamento a convezione di tutti gli elementi che ne hanno bisogno — raddrizzatori al silicio e transistor pilota.

## STABILIZZAZIONE MISTA E LIVELLAMENTO ELETTRONICO

Nella fig. 6 è indicato lo schema di questo particolare tipo di alimentatore a doppia regolazione in serie ed avente un livellamento dell'ordine di 80 dB, ma con un rendimento inferiore del 12% rispetto a quello dello schema precedente.

Vi sono tutti gli elementi compresi in quest'ultimo, tranne i componenti il sistema di livellamento i cui condensatori, in questo caso, hanno una capacità complessiva di 18.000  $\mu F$ , invece che 60.000, con una sola impedenza di filtro.

A valle del ponte di raddrizzatori al silicio RE1 è posto un filtro costituito dalla impedenza  $Z_2$  e dalla capacità  $C_1$  di 10.000



**Alimentatore in c.c. stabilizzato con transistori e reattore magnetico, potenza resa 750 W, con livellamento elettronico e limitatore elettronico di corrente.**

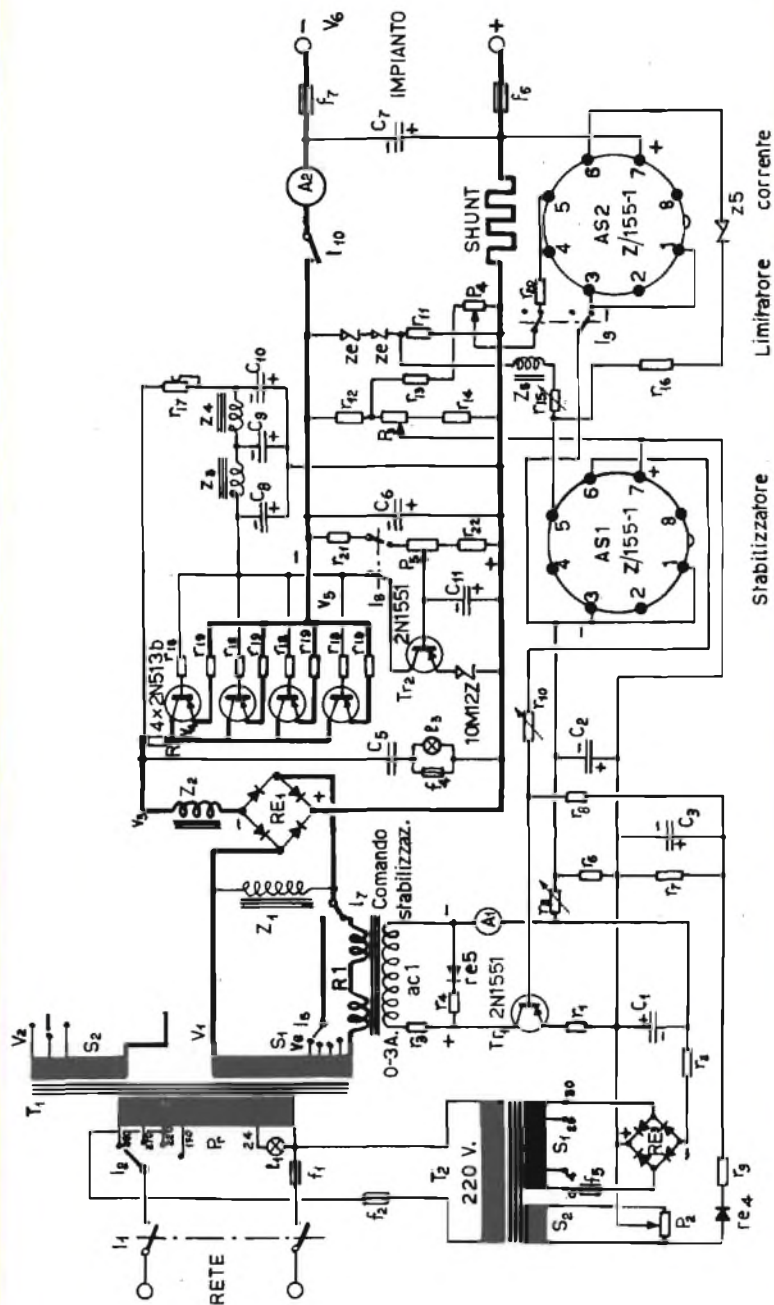


Fig. 6

- T<sub>1</sub> = Trasformatore principale.
- T<sub>2</sub> = Trasformatore dello stabilizzatore.
- AS1 = AS2 = Z/155-1 montati con transistori 2N465 - ELSI
- RE1 = Raddrizzatore al silicio 4S - 15B1S1 - 400 PIV - Raytheon
- RE3 = Raddrizzatore al silicio IR - 3B1S1 - 200 PIV - Raytheon
- r<sub>e4</sub> = r<sub>e5</sub> = Diode al silicio 1N2513 - ELSI - Raytheon
- V<sub>e</sub> = 67 volt
- V<sub>6</sub> = 60 volt ±0,75 %

$\mu\text{F}$  ed in serie al circuito di uscita è posta una resistenza  $R$  di 0,12 ohm ed un certo numero di transistori di potenza, in parallelo fra loro, con i relativi circuiti di emettitore e di base disaccoppiati fra loro, ciascuno a mezzo di resistenze da 0,3 e da 5 ohm rispettivamente.

La polarizzazione delle basi è ottenuta con un partitore connesso a monte della resistenza  $R$  e comprendente una resistenza semifissa ed un doppio filtro costituito dalle impedenze  $Z_3$  e  $Z_4$  (H 44 nel catalogo GBC) e delle capacità  $C_8$ ,  $C_9$  e  $C_{10}$ , nonché un transistoro di potenza posto in serie ad un diodo Zener e con polarizzazione di base regolabile a mezzo del potenziometro  $P_5$ .

Il cursore di quest'ultimo suddivide in due parti il partitore posto in parallelo all'uscita e costituito dalla resistenza  $r_{21}$  e dal lato superiore del potenziometro, da una parte, e dalla resistenza  $r_{22}$  e dal lato inferiore del potenziometro, dall'altra.

Chiamiamo  $R_0$  il rapporto fra questi due rami del partitore, rapporto entro certi limiti variabile con lo spostamento del cursore di  $P_5$ . Essendo  $V_z$  la tensione dello Zener, in questo caso di 12 V., sussiste la seguente relazione fra quest'ultima tensione e la tensione regolata  $V_r$ :

$$V_r = (R_0 + 1) V_z$$

Il coefficiente di temperatura di uno Zener da 12 Volt e da 10 Watt quale quello adoperato, è molto basso e cioè di 0,065 % per grado centigrado, ma è egualmente opportuno montare sia lo Zener quanto il transistoro su di una ampia piastra di raffreddamento annerita. Il valore massimo di corrente ammissibile in questo tipo di diodo Zener è di 720 mA, ma nel caso in questione la serie transistoro-Zener non sarà mai attraversata da una corrente superiore ai 350 mA quando i transistori di regolazione 2N 513B o 2N 174 in parallelo fra loro, raggiungono il numero di sei.

Il filtro  $C_8 - Z_3 - C_9 - Z_4$  e  $C_{10}$  assicura il perfetto livellamento della corrente di base, per cui il livellamento complessivo è notevole potendo raggiungere a metà carico gli 80 dB, sempre agli effetti della componente alternativa della rete.

Nel descritto sistema di regolazione mista, la caduta media di tensione ai capi dei transistori di regolazione in parallelo, è di circa 6 V, per cui nel caso di un alimentatore a 48 V, 20 A. per il quale sono necessari almeno sei transistori in parallelo, un carico medio di 10 A. darà luogo ad una potenza assorbita di 60 W.

Per il medesimo valore di corrente, tenendo conto delle cadute di tensione ai capi di  $R_b$  e di  $Z_2$ , è necessario che la tensione fornita dal raddrizzatore sia di almeno 56 V, e di 60 V per una corrente di 20 A.

In questo caso la perdita di potenza per questo tipo di regolazione affinata conglobata con il livellamento, sarà di:

$$12 \times 20 = 240 \text{ W.},$$

e cioè del 24 % della potenza di uscita.

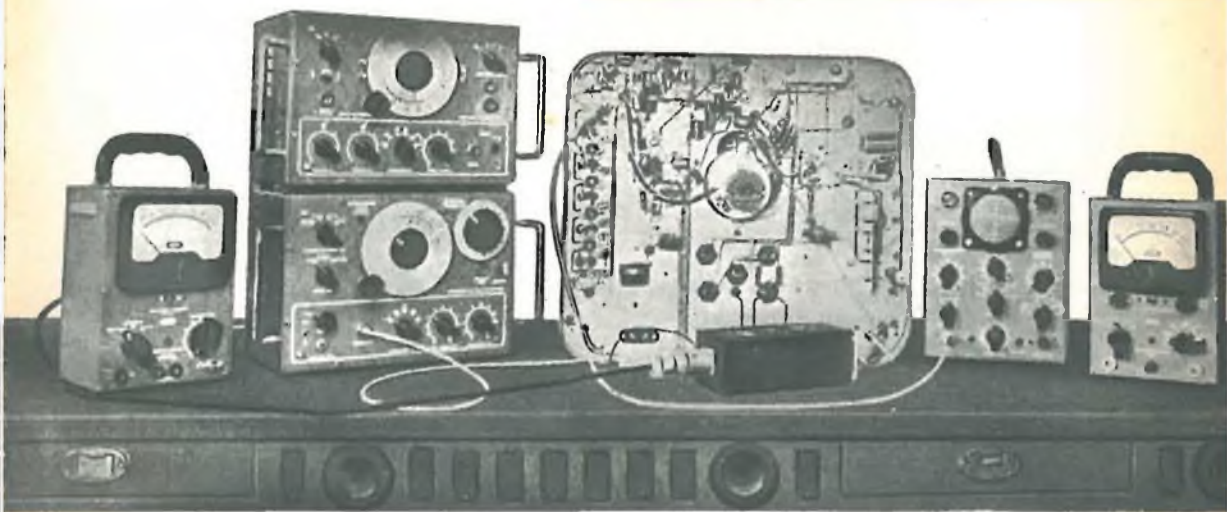
Tutti gli altri organi sono simili a quelli del precedente schema, ma le regolazioni sono diverse in quanto volendo leggermente aumentare o diminuire la tensione di uscita, è necessario agire opportunamente su entrambi i potenziometri  $P_3$  e  $P_5$ , nonché tarare convenientemente il potenziometro  $P_2$ .

Aperto il doppio interruttore  $I_8$  si ha la sola regolazione con il reattore, più che sufficiente, ed una minore criticità nella regolazione della tensione controllata.

Per quanto concerne la limitazione della corrente, il funzionamento è analogo a quello dello schema precedente, ed il valore dello shunt dovrà essere di 0,05 o di 0,08 ohm a seconda che l'alimentatore sia predisposto per una corrente di 20 o di 12 A.

Circa la differenza di costo fra un tipo e l'altro di livellamento, si deve tener presente che un risparmio di 42.000  $\mu\text{F}$  a 10 V. nelle capacità, corrisponde al costo di sei transistori di potenza e dei relativi accessori, per cui in favore del livellamento tradizionale giuocano soltanto la maggiore semplicità ed il migliore rendimento, al che si contrappone però una maggiore facilità di avaria dei condensatori a forte capacità nei confronti dei transistori di potenza.

# APPUNTAMENTO CON IL DILETTANTE



## MEZZA DOZZINA DI PARTI = MEZZO LABORATORIO

**I**l titolo veramente insolito di questo articolo, ha una ampia giustificazione nel progetto che ora esporremo.

Esso è un ultrasemplice oscillatore audio, che però può essere usato per i seguenti « usi ».

1) Oscillofono per esercitazioni telegrafiche.

2) Generatore di segnale audio

3) Metronomo.

4) Generatore « di sibilo »; ovvero, apparato automatico che emette un suono continuato.

5) Provatransistori dinamico per transistori P.N.P.

6) Provatransistori dinamico per transistori N.P.N.

7) Indicatore di temperatura.

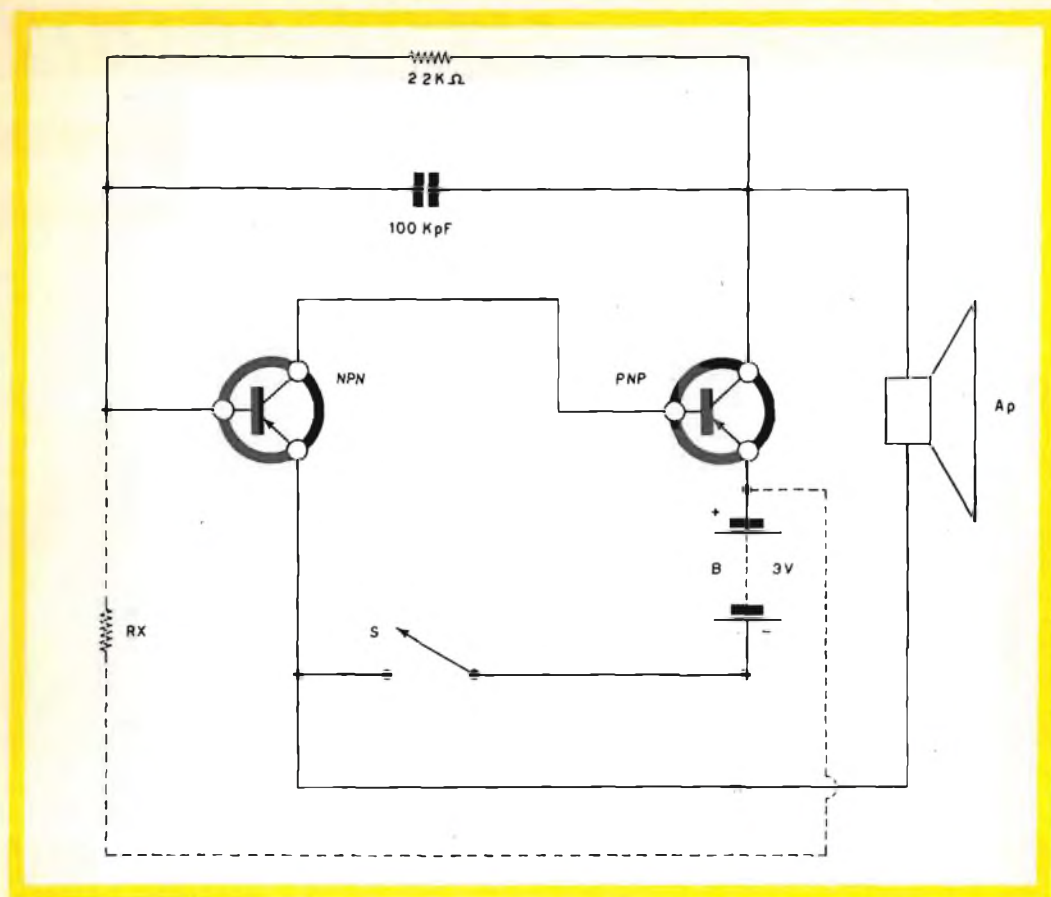
Quindi un aggeggio veramente proteiforme.

Vediamo ora come è congegnato, e come da esso si possano ricavare le prestazioni elencate.

Basilarmente il circuito è un oscillatore-multivibratore.

Sono usati due transistori: uno a polarità P.N.P., l'altro N.P.N.; collegati: collettore N.P.N. - base del P.N.P.

I due transistori formano così un amplificatore a due stadi; senonchè, « l'uscita » dell'uno è collegata « all'ingresso » dell'altro tramite un condensatore da 100kpF, quindi si ha che l'amplificatore è percorso da una reazione positiva che causa una oscillazione persistente.



Questa oscillazione viene resa udibile da un sensibile altoparlante, AP.

Vediamo ora come si ottengono le prestazioni promesse.

### 1) Oscillofono per esercitazioni telegrafiche.

Se al posto dell'interruttore « S » si collega un normale tasto telegrafico, con il tasto abbassato (circuito chiuso) si otterrà il sibilo dell'oscillazione prodotta, a tasto alzato questa cessa.

Si possono quindi formare punti e linee, allenandosi così a « battere » le parole in alfabeto Morse, ed a tradurre in parole i suoni Morse.

### 2) Generatori di segnali audio.

Un segnale audio a onda pressochè quadrata è presente in tutto il circuito; volendo,

lo si può prelevare dalla massa (positivo della pila, ovvero emettitore del transistor PNP) e dal collettore del transistor PNP tramite un condensatore della capacità più adatta al trasferimento del segnale; cioè della capacità che può meglio « caricare » l'impedenza d'ingresso dell'apparecchio cui si deve applicare il segnale stesso.

Esempio: 10 k $\mu$ F per un amplificatore a valvole, 10  $\mu$ F per un amplificatore a transistori con ingresso a bassa impedenza.

La frequenza del segnale prodotto è di circa 2 kHz.

Volendo ottenere un segnale più grave o più acuto, basta porre in parallelo al condensatore da 100 k $\mu$ F per un altro o più condensatori da 50 o 100 k $\mu$ F (suono più basso) oppure diminuire il valore dello stesso (suono più acuto).

Risulta molto pratico l'uso di un com-

mutatore in grado di connettere condensatori ad esempio da 5000, 10.000, 25.000 100.000 pF, per ogni valore si otterrà una diversa frequenza di oscillazione e quindi un suono più acuto o più grave dall'altoparlante.

E ciò per l'uso come audiogeneratore.

### 3) **Metronomo.**

Per « vestire » da metronomo il nostro circuito-Fregoli, basta usare un condensatore di valore dell'ordine dei microfarad (10-15-20-50-100) al posto del condensatore da 100 kpF

Il notevole tempo di carica del condensatore maggiorato produrrà una oscillazione lentissima, che si rivelerà con il classico « toc-toc-toc » del Metronomo meccanico. La regolazione « fine » del tempo si può avere variando la resistenza da 22 kΩ.

### 4) **Generatore di sibilo.**

Un apparecchio che generi un **suono** continuato è utilissimo per mettere a punto complessi di diffusione sonora e/o, meglio, trasmettitori.

E' classicissimo il fischietto dell'amatore che mette a punto l'assorbimento del trasmettitore; avete mai sentito sui quaranta o venti metri, il classico « Fluit, fluit, fluiit, di prova della modulazione, pfuiii, fuit, fuit ».

No? Beh, accendete ora la radio, niente di più facile che lo sentiate! Con il circuito nella versione più esposta pari pari nei disegni, si ha un apparato che servirà ottimamente per iniettare **suono** in un microfono, durante la messa a punto di « qualsiasi cosa » venga dopo di esso: magnetofono, impianto per il comizio, trasmettitore o interfonico che sia.

### 5) **Provatransistori dinamico per transistori PNP.**

E' facile trovare un transistor PNP con la nostra « fischiodina »; basta estrarre quello normalmente in uso, ed infilare nello zoccolino quello da provare; il circuito non è critico, e se il transistor da provare è efficiente, si udrà il fischio nell'altopar-

lante; naturalmente esso sarà più flebile o più potente dell'originale, più acuto o più basso, a seconda che le caratteristiche del transistor in prova si discostino o meno da quello in uso.

Se, invece, con il transistor sostituito « tutto tace », allora è brutto segno, esso è guasto.

Si possono provare, al posto del transistor originale, tutti i similari.

Poichè l'originale PNP è del tipo OC72, si possono provare, ad esempio, i vari OC74, OC80, OC76, OC77, OC81, OC81D, 2N109, 2N188A, 2N192, 2N217, 2N224, 2N227, 2N270, 2N291, 2N320, 2N322, 2N323, 2N402, 2N405, 2N406, 2N407, 2N408, 2N422, 2N506, 2N609, 2N610, 2N611, 2N613; nonchè gli altri: 2G109, 2G270, 2G271, 44T1, SFT121, SFT122, SFT123, (ed equivalenti « MFT »).

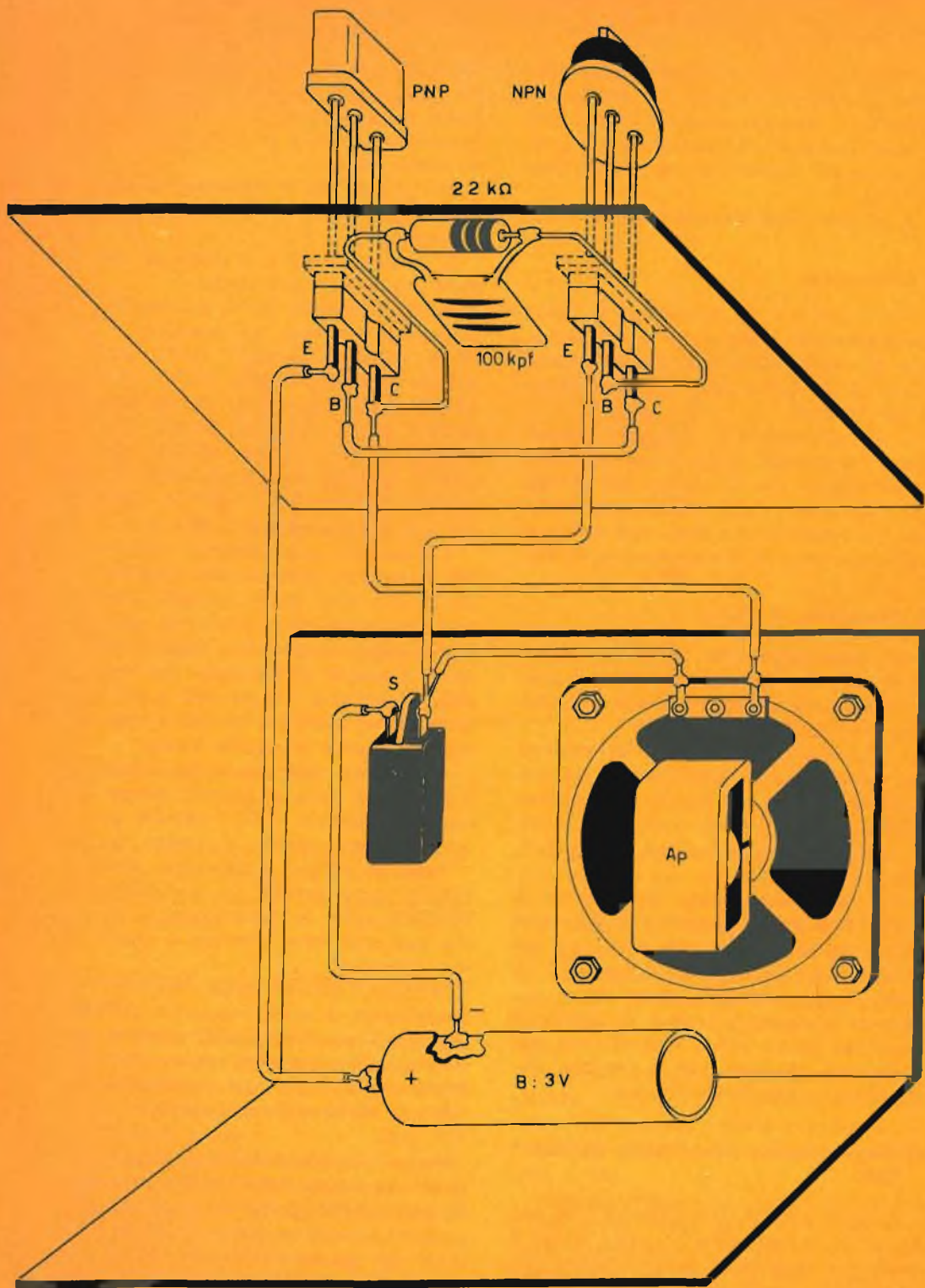
I transistori sopra elencati sono PNP, che si possono provare con assoluta certezza, non sono pochi; volendo elencare **tutti** i transistori che certamente oscillano, si dovrebbe comprendere **tutta** la produzione mondiale di transistori per stadi finali, alimentabili con tre volt o più della dissipazione compresa fra 100 e 250 mW. non basterebbe la pagina intera!

Si aggiunga, poi, che anche i transistori « piloti », in genere, possono essere provati: per esempio l'OC71 classico genera un'oscillazione udibile, in questo circuito.

Volendo indicare i transistori simili all'OC71, occorrerebbe la trascrizione di 200/300 sigle: le risparmiamo al Lettore, che può comunque attenersi a questi criteri generali:

« Possono essere provati transistori PNP amplificatori di bassa frequenza (però anche quelli adatti per radiofrequenza possono essere qui provati come audio oscillatori) che non abbiano una dissipazione inferiore ai 50 mW, nè superiore ai 250-300 mW.

Non si possono provare, secondo quanto detto, transistori sub-miniatura per otophoni, per occhiali acustici e congeneri: nè si possono provare transistori di notevole potenza del genere dell'OC30, OC26, e similari. Il transistor in prova può anche non oscillare pur essendo intatto: ciò accade se, per esempio, esso ha un « beta »



SCHEMA COSTRUTTIVO

molto basso, o se ha parametri speciali ed insoliti.

Se si vuole usare il complesso principalmente come prova transistori, è utile in questo caso l'inserzione in circuito della resistenza tratteggiata nello schema elettrico (RX).

Esso potrà avere un valore (non critico) di 100... 500 k $\Omega$ .

Con questa resistenza (controproducente per altri usi, come ad esempio, il Metro-nomo) con questa resistenza, dicevamo, si aumenta le possibilità di innesco per un numero maggiore di transistori: dato che il suo principale effetto è quello di favorire una reazione più spinta.

La resistenza RX, se usata, influenza notevolmente la forma d'onda del segnale generato.

L'inserzione della RX può essere utile anche nel caso che il complesso sia erogato tentando diversi valori fino a raggiungere l'optimum possibile.

## 6) Provatransistori dinamico per transistori NPN.

Come detto nel paragrafo precedente per i transistori PNP, è possibile anche la prova degli NPN, provati al posto **del-  
l'altro** transistorore.

Esso in origine è un 2N170.

I transistori che possono essere provati sono, in questo caso, un'altra enorme quantità, dai Philips OC140 ed OC141, al 2G109N della SGS, agli americani 2N148, 2N149, 2N166, 2N169, 2N228, 2N233 ecc. ecc.

In linea generale, possono essere provati tutti i transistori NPN di uso comune, la cui dissipazione non sia minore di 50/60 mW nè maggiore di 250-350 mW.

Anche per la prova degli NPN, valgono i criteri di attendibilità esposti per i PNP.

## 7) Indicatori di temperatura.

In questa ultima applicazione il circuito sfrutta un fattore **negativo**, cioè la instabilità della frequenza prodotta.

Qualora si escluda la resistenza da 22 k $\Omega$  e si usi al suo posto una resistenza

RX da 82 k $\Omega$  (non critico) si genera un segnale la cui frequenza risulti largamente influenzata dalla temperatura ambiente.

In queste condizioni, infatti, un aumento di temperatura-ambiente produce un aumento della frequenza; in sostanza si avrà, dall'apparecchio, un suono sempre più acuto mano mano che aumenta la temperatura.

Questa applicazione non è, come a priori, inutile.

Tanto per fare un esempio, ammettiamo di costruire più esemplari della « fischiolina » secondo questa ultima versione, e di regolarli in modo che diano tutti, con la stessa esatta temperatura, la stessa nota.

La nostra batteria di « fischioline » potrà, in questo caso, essere posta entro diversi locali che devono avere un'identica temperatura; per esempio delle incubatrici.

Un orecchio appena appena allenato, distingue a colpo sicuro un suono più acuto o più grave degli altri, si può così controllare costantemente a distanza se la temperatura si mantiene eguale nei vari locali, senza dover leggere e paragonare la indicazione dei termometri.

Questi gli usi, le prestazioni, le modifiche possibili: ce ne sarebbero anche altre di minore importanza, ma lasciamo all'estro creativo del lettore ulteriori modifiche ed applicazioni.

Non vorremmo che il lettore avesse dimenticato l'estrema semplicità dell'apparecchio: mezza dozzina di pezzi, dicemmo all'inizio dell'articolo, sono tutto il necessario; infatti, per costruire questo multiforme complessino nella versione « Standard », occorre:

*Un transistorore della categoria, NPN, per esempio il 2N170.*

*Un transistorore PNP, OC72 o altro similare qualsiasi.*

*Un condensatore a carta da 100.000 pF. B/205.*

*Una resistenza da 22 k $\Omega$  1/2 W - 20%. D/32.*

*Una pila da torcia da 3 V. I/303.*

*Un interruttore. G/1101.*

*Un sensibile altoparlante da 500  $\Omega$ ; oppure uno dell'impedenza standard di 8  $\Omega$  mu-*

nito di trasformatore di uscita per push-pull di transistori OC72. (In quest'ultimo caso, i capi del primario del trasformatore vanno collegati al posto dell'altoparlante da 500  $\Omega$  ed il centro del primario va lasciato libero).

Questa la lista completa del materiale; alla quale possono essere aggiunti due zoccolini per i transistor, una scatola-contenitore in metallo o plastica e le minuterie varie, di rito.

Il montaggio è di una tale semplicità da poter essere paragonato a quello della « Radiogalena » di fausta memoria; è adattissimo anche per il principiante poichè le possibili modifiche all'apparecchio possono fornirgli una serie di interessanti « prime esperienze ».

Uniche precauzioni, riguardo al montag-

gio: rispettare la polarità della pila, altrimenti si rovinano i transistori; marcare chiaramente qual è lo zoccolo del transistor PNP e quello dell'NPN, ad evitare di infilare, a montaggio finito, i transistori al contrario, conseguendo l'identico risultato esposto prima.

Non è certo necessaria alcuna messa a punto, dato che il funzionamento dell'apparecchio (basilare: l'oscillazione) lo si ottiene anche con dei componenti diversi da quelli della versione base, come prima abbiamo esposto.

Buon lavoro quindi, e se troverete altri usi interessanti per questo apparecchietto fatecelo sapere.

Non è difficile: una canzoncina di Rascal dice... « Con un po' di fantasia... ».



**LESA**

per l'industria:  
**GIRADISCHI  
CAMBIADISCHI  
POTENZIOMETRI  
MACCHINARIO ELETTRICO**

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S. p. A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO  
LESA OF AMERICA CORP. - 32-17 - 61st STREET - WOODSIDE 77 - N. Y. - U. S. A.  
LESA DEUTSCHLAND G. m. b. H. - BRÜCKENSTRASSE 13 - FRANKFURT a/M - DEUTSCHLAND



# Controllo del funzionamento dei RADORICEVITORI A TRANSISTOR

L'enorme diffusione oggi raggiunta dagli apparecchi a transistor, ha indotto diversi radiotecnici, nostri lettori, a chiederci la pubblicazione di qualche articolo relativo al funzionamento ed alla riparazione di tali apparecchi.

Aderendo di buon grado al desiderio espresso, diamo inizio, con questo numero, ad una serie di articoli cortesemente fornitici dalla S.p.A. Philips di Milano relativi all'argomento e ricavati da prove eseguite nei suoi laboratori di ricerca.

Il sistema di misura e di controlli usato dai tecnici per la riparazione dei radio-ricevitori a valvola può portare a conclusioni errate se applicato tale e quale nella riparazione di ricevitori a transistor. Ciò per il semplice motivo che i semiconduttori (diodi e transistor) hanno un funzionamento completamente diverso da quello delle comuni valvole. Il tecnico dovrà pertanto familiarizzarsi con nuovi metodi di misura e inserire gli strumenti tenendo conto di queste fondamentali differenze. Il consueto parallelo che di solito si stabilisce tra valvola e transistor è valido solo in senso molto generale.

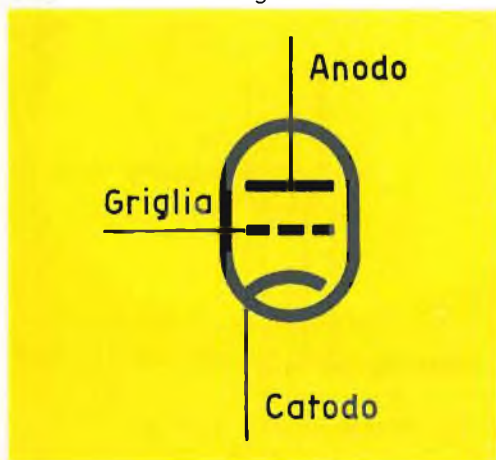


Fig. 1

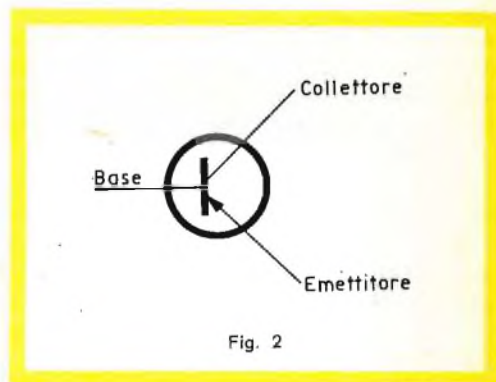


Fig. 2

Il triodo e il transistor risultano entrambi costituiti da tre elettrodi; nel primo abbiamo l'anodo, la griglia e il catodo (fig. 1); nel secondo, il collettore, la base, e l'emettitore (fig. 2). In genere, in uno stadio amplificatore a valvola, il catodo è l'elettrodo comune al circuito d'ingresso e al circuito d'uscita (fig. 3); il segnale risulta infatti applicato tra griglia e catodo e riappare amplificato tra anodo e catodo (ossia ai capi della resistenza  $R_a$ ). In uno stadio amplificatore a transistor il circuito più correntemente usato è rappresentato in fig. 4; qui, l'emettitore è comune ai circuiti d'ingresso e di uscita; il segnale risulta applicato tra base ed emettitore e viene raccolto tra collettore ed emettitore (ossia ai capi della resistenza  $R_L$ ).

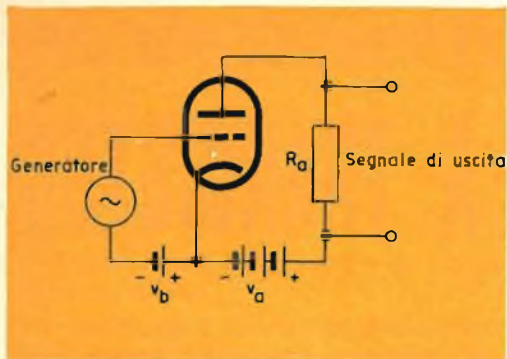


Fig. 3

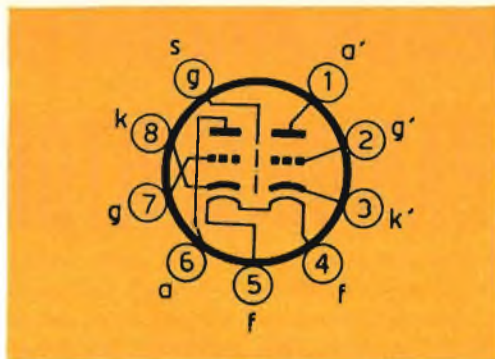


Fig. 5

### Osservazioni pratiche sull'impiego dei diodi e dei transistor

In tutti i comuni manuali contenenti i dati tecnici delle valvole, la disposizione dei piedini corrispondenti ai differenti elettrodi è un dato che viene presentato con molta evidenza e senza possibilità di errore (osservare l'indicazione della zoccolatura della valvola ECC 85 di fig. 5).

L'individuazione dei vari elettrodi di un transistor è ancora più semplice. In fig. 6 è rappresentato un transistor di piccola potenza (OC 71); in esso, il terminale più vicino al punto rosso è collegato al collettore, quello centrale alla base, il terzo all'emettitore. Se il punto rosso venisse cancellato, il terminale del collettore risulterebbe sempre individuabile in quanto sarebbe quello distanziato dagli altri due.

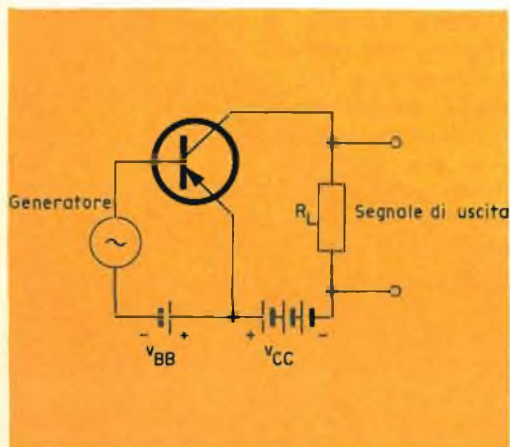


Fig. 4

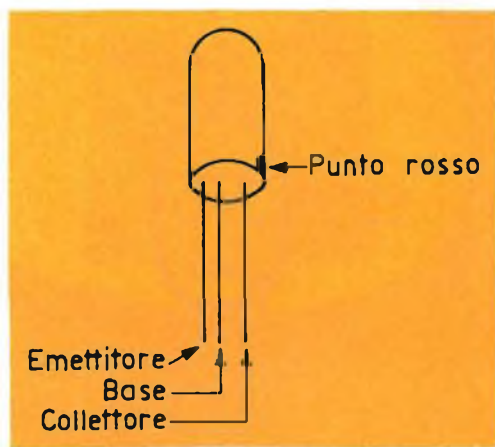


Fig. 6

In fig. 7 è indicato un transistor di potenza (OC 16). Questo tipo di transistor non viene più fabbricato. Attualmente viene ancora impiegato, di solito, in alcuni tipi di autoradio. La capsula metallica esterna è collegata al collettore, il filo nero all'emettitore e il filo giallo alla base.

In fig. 8 è indicato un transistor di potenza (OC 26). La capsula metallica esterna, anche in questo caso, è collegata al collettore mentre i terminali di uscita della base e dell'emettitore vengono indicati rispettivamente con le lettere B e E.

In questi due ultimi tipi di transistor (transistor di potenza) è necessario fare in modo che il calore prodotto all'interno venga trasferito all'esterno nel modo più rapido possibile. Per questo motivo, la capsula esterna deve essere sempre in stretto contatto o con lo chassis o con una

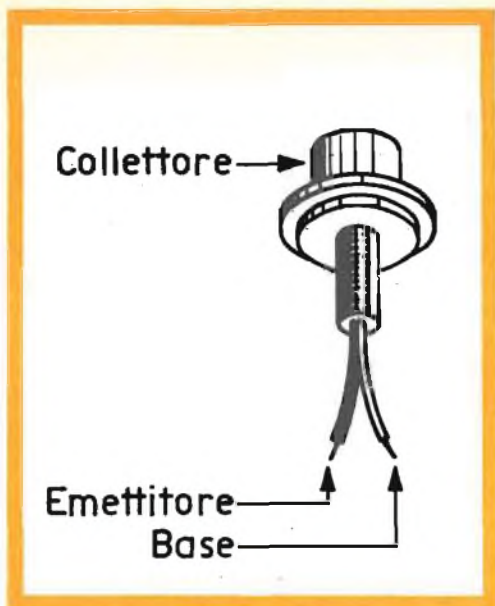


Fig. 7

piastra metallica (radiatore). D'altra parte, essendo la capsula metallica collegata al collettore sarà necessario, in molti casi, isolarla **elettricamente** dallo chassis stesso pur mantenendo un buon **contatto termico** con quest'ultimo per le ragioni sopradette.

Se consideriamo i bassi valori delle tensioni in gioco, ciò può essere ottenuto abbastanza facilmente. L'isolamento termico comunque deve essere molto basso; quest'ultima esigenza giustifica l'impiego di rondelle di mica estremamente sottili.

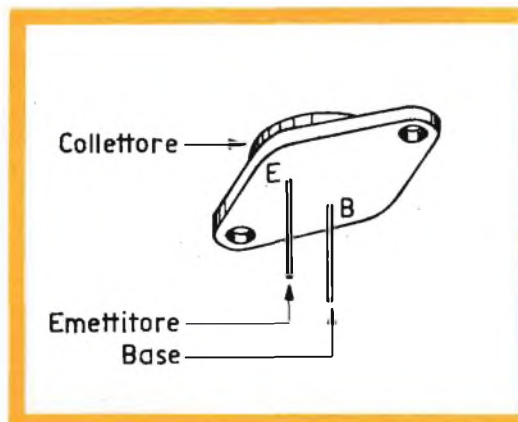


Fig. 8

### Amplificatore equipaggiato con valvola

In un amplificatore, il segnale ai terminali di uscita ha un'ampiezza superiore a quella dello stesso segnale applicato ai morsetti d'ingresso. La bontà di uno stadio amplificatore è pertanto determinata da un parametro definito dal rapporto tra il segnale disponibile all'uscita e il segnale applicato all'ingresso. Questo parametro non è altro che il **guadagno dell'amplificatore**.

Una tensione alternata  $v_1$  viene applicata tra griglia e catodo della valvola. Quest'ultima viene di solito polarizzata in modo che nel circuito di griglia non circoli, in nessun istante, alcuna corrente; in queste condizioni, la resistenza d'ingresso della valvola può considerarsi di valore infinito.

Ai capi della resistenza  $R_a$  sarà presente un certo valore di tensione  $v_2$ . La fig. 9 rappresenta questo amplificatore; la fig. 10 il circuito equivalente. La tensione  $v_1$  rappresenta il segnale d'ingresso, la tensione  $v_2$  il segnale di uscita. Il guadagno di questo stadio (uguale al rapporto tra il segnale di uscita e il segnale d'ingresso) è pertanto fissato dalla nota relazione:

$$G = \frac{v_2}{v_1}$$

Nel caso di una valvola, per determinare il guadagno dello stadio, basta quindi misurare semplicemente la tensione di uscita e la tensione d'ingresso.

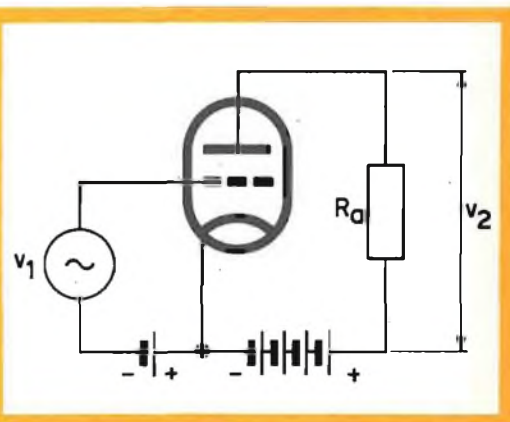


Fig. 9

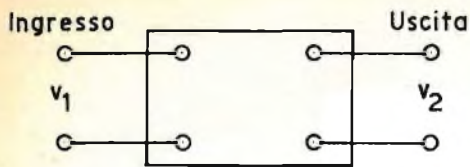


Fig. 10

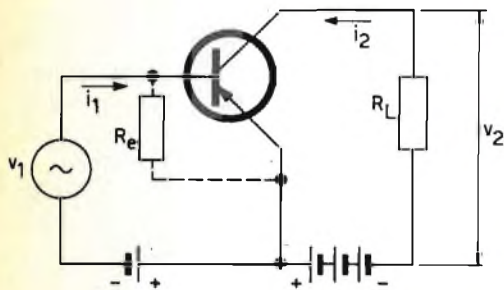


Fig. 11

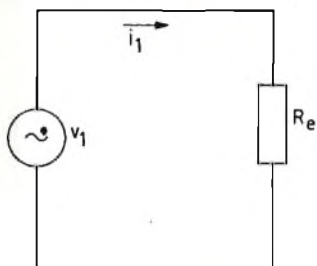


Fig. 12

### Amplificatore equipaggiato con transistor

E' rappresentato in fig. 11. Tra base ed emettitore viene applicata una tensione  $v_1$ . Una caratteristica che distingue subito la valvola dal transistor è rappresentata proprio dalla **resistenza d'ingresso** che nel transistor, contrariamente a quanto si verifica in una valvola, ha un valore relativamente basso (per il transistor OC 71, per esempio, è dell'ordine di 1000 ohm). Conseguentemente, se ai capi di questa resistenza si applica una tensione (fig. 12), la legge di Ohm ci consentirà di valutare la corrente che circolerà in essa e cioè:

$$i_1 = \frac{v_1}{R_e}$$

dove  $R_e$  rappresenta la resistenza d'ingresso del transistor. Il segnale applicato all'ingresso del transistor ( $v_1$ ) fa quindi circolare una corrente ( $i_1$ ); la potenza di pilotaggio risulterà pertanto definita dalla nota relazione:

$$P_1 = v_1 \cdot i_1$$

Il segnale d'ingresso può quindi essere espresso come una potenza. Ai capi della resistenza  $R_L$  si può raccogliere il segnale di uscita. Sia  $v_2$  la tensione ai capi di questa resistenza e  $i_2$  la corrente che la attraversa. Anche in questo caso, la potenza di uscita sarà uguale al prodotto della tensione ai capi della resistenza  $R_L$  per la corrente che circola in quest'ultima.

$$P_2 = v_2 \cdot i_2$$

Lo schema equivalente di questo amplificatore è indicato in fig. 13. Il rapporto

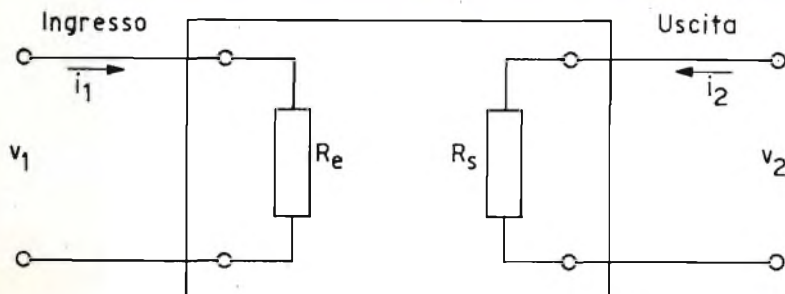


Fig. 13



oscilloscopio  
GM 5650



analizzatore elettronico GM 6009



generatori RF modulati GM 2883 e GM 2893



generatore di geometrie GM 2891



generatore FM GM 2875



tester universale P 817'00

# apparecchi di misura

# PHILIPS

## per radio e televisione



PHILIPS S.p.A. REPARTO INDUSTRIA  
PIAZZA IV NOVEMBRE, 3 - MILANO

tra il segnale di uscita e il segnale d'ingresso è, in questo caso, espresso come rapporto tra due potenze, e cioè:

$$G_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{v_2 i_2}{v_1 i_1} = \frac{v_2}{v_1} \cdot \frac{i_2}{i_1} = G_T \cdot \frac{i_2}{i_1}$$

dove  $G_T$  indica il guadagno in tensione di questo stadio.

Pertanto, l'amplificazione realizzata in uno stadio a transistor è data dal prodotto del guadagno in tensione per un fattore che non è altro che il rapporto tra la corrente di uscita e la corrente di ingresso, rapporto che noi chiameremo « guadagno in corrente del transistor ».

$$G_C = \frac{i_2}{i_1}$$

Il valore del solo guadagno in tensione di uno stadio amplificatore a transistor dà quindi un'idea molto inesatta del guadagno reale dello stadio. In pratica, bisogna sempre calcolare contemporaneamente anche il guadagno in corrente del transistor:

$$G_p = \frac{P_{uscita}}{P_{ingresso}} = G_T \cdot G_C$$

Risulta con ciò dimostrato quanto detto in precedenza, e cioè che alcuni metodi di misura usati per la valutazione del guadagno negli stadi amplificatori a valvola, se applicati tali e quali negli amplificatori a transistor, rischiano di portare non poca confusione. Si dà infatti il caso di stadi amplificatori a transistor che pur avendo un guadagno in tensione inferiore all'unità forniscano, tuttavia, un certo guadagno in potenza. Di qui la necessità di impiegare per i transistor nuovi metodi di misura.

In genere, nelle istruzioni di servizio di ogni tipo di ricevitore a transistor vengono indicati sia i valori di tensione che devono essere riscontrati nei vari punti del ricevitore sia il valore delle resistenze fittizie di carico da inserire per la taratura. Noi

però illustreremo un metodo generale di misura valevole per qualsiasi tipo di ricevitore a transistor.

Innanzitutto incominceremo a calcolare le varie potenze in gioco. La fig. 14 indica uno stadio amplificatore equipaggiato con transistor. Abbiamo visto che la potenza disponibile all'uscita è uguale a:

$$P_2 = v_2 \cdot i_2$$

La misura di  $v_2$  è facile e si effettua mediante un millivoltmetro. Molto più difficile è la misura di  $i_2$  che richiede il collegamento in serie di un milliamperometro.

Il valore della corrente può però essere calcolato oltre che con la misura diretta mediante il milliamperometro anche me-

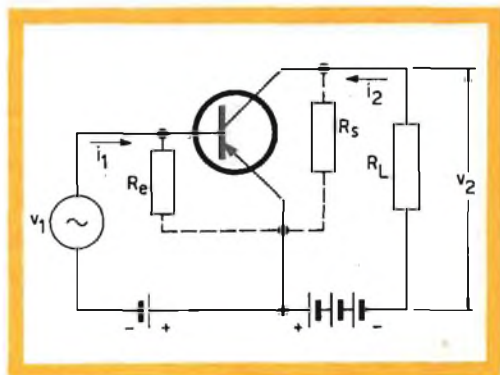


Fig. 14

dante un semplice calcolo. Sappiamo infatti che:

$$v_2 = R_L \cdot i_2$$

da cui si ricava:

$$i_2 = \frac{v_2}{R_L}$$

Sostituendo a  $i_2$  il valore dato dalla precedente espressione si ottiene:

$$P_2 = v_2 \cdot i_2 = v_2 \cdot \frac{v_2}{R_L} = \frac{(v_2)^2}{R_L}$$

La potenza di uscita resta quindi definita dal valore della tensione disponibile ai capi della resistenza di carico del collettore. La tensione ( $v_2$ ) viene misurata con

un millivoltmetro; la resistenza  $R_T$ , con un ohmmetro.

Per il calcolo della potenza d'ingresso si segue lo stesso metodo. La potenza d'ingresso è data dall'espressione:

$$P_1 = v_1 \cdot i_1$$

La corrente che circola nel circuito d'ingresso (fig. 15) è definita dalla relazione:

$$i_1 = \frac{v_1}{R_e}$$

sostituendo questo valore nella prima equazione si ha:

$$P_1 = v_1 \cdot i_1 = v_1 \cdot \frac{v_1}{R_e} = \frac{(v_1)^2}{R_e}$$

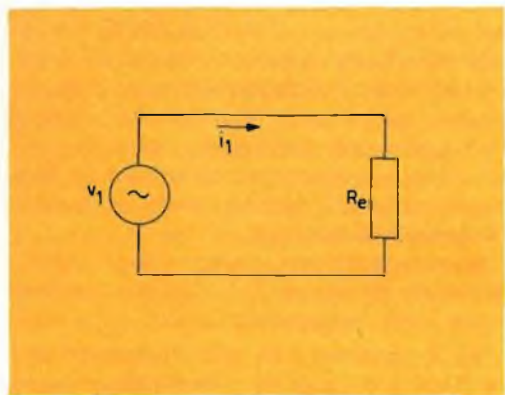


Fig. 15

Da quest'ultima espressione si ricava che la potenza fornita all'ingresso è funzione della tensione applicata tra base e emettitore del transistor (elevata al quadrato) e della resistenza d'ingresso del medesimo.

$v_1$  si misura facilmente con un millivoltmetro, mentre presenta qualche difficoltà la determinazione del valore  $R_e$ .

Nelle pagine che seguono indicheremo comunque la maniera di calcolarlo esattamente.

In pratica, il calcolo delle varie potenze in gioco può presentare qualche difficoltà; per esempio, supponiamo che  $v_1 = 0,015$  V e  $R_e = 960$  ohm (fig. 15). La potenza for-

nita all'ingresso del transistor, per quanto detto sopra, sarà uguale a:

$$P_1 = \frac{(v_1)^2}{R_e} = \frac{(0,015)^2}{960} = \frac{(15 \cdot 10^{-3})^2}{960} = \frac{225 \cdot 10^{-6}}{960}$$

$$P = 23 \cdot 10^{-8} \text{ W ossia } 0,23 \mu\text{W}$$

La necessità di ripetere questi calcoli per ogni stadio amplificatore di un ricevitore aumenta considerevolmente il tempo della riparazione e richiede inoltre da parte del tecnico una certa familiarità nell'impiego delle potenze di 100. E' per questo motivo che noi indicheremo soltanto come iniettare le tensioni nei vari punti del circuito e i valori delle resistenze da mettere in serie con il generatore. Più avanti ne daremo degli esempi.

### Precauzioni da prendere nell'impiego dei diodi e dei transistor

E' necessario tener presente innanzitutto che questi elementi sono molto sensibili alle variazioni di temperatura e che il riscaldamento esagerato, provocato dal saldatore all'atto della saldatura dei terminali, può causare la distruzione del transistor e del diodo. Per evitare questo inconveniente si dovrà realizzare, in questi casi, uno shunt termico e per far ciò basterà appoggiare un oggetto metallico (cacciavite, ecc.) freddo su quella parte del terminale diretta verso l'interno del semiconduttore.

I transistor di piccola potenza (per es. OC 71) sono ricoperti da uno strato di vernice nera. E' necessario che tale strato ricopra interamente la superficie della capsula di vetro in quanto anche una parziale interruzione di esso potrebbe fare insorgere segnali spuri (ronzii) specialmente quando l'illuminazione è fatta con lampade alimentate dalla tensione di rete. Quando si devono sostituire i transistor, è necessario disinserire innanzitutto la batteria di alimentazione del ricevitore. Un cortocircuito accidentale fra due terminali del transistor può provocare la distruzione

delle giunzioni del medesimo. Anche il controllo del transistor mediante un ohmetro non è esente da rischi. In questo caso è necessario che le pile all'interno dello strumento di misura non presentino sui puntali di misura una tensione superiore a quella di funzionamento del transistor stesso.

Infine, all'atto della sostituzione delle batterie, si deve porre la massima attenzione perchè vengano rispettate le polarità indicate nel ricevitore stesso: l'inversione di quest'ultime provocherebbe infatti la distruzione delle giunzioni dei transistor.

### Strumenti di misura da impiegare

In fig. 16 è indicato lo schema elettrico di un amplificatore equipaggiato con transistor. L'elemento « esterno » che noi ve-

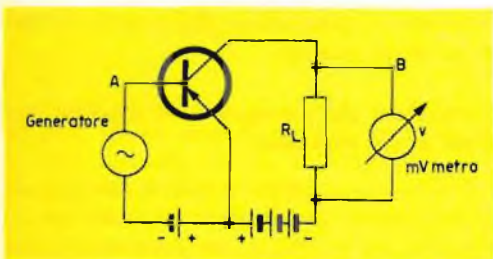


Fig. 16

diamo indicato in questo schema è un generatore (A).

Un radio ricevitore è formato da un insieme di stadi amplificatori che differiscono tra di loro principalmente per la diversità di frequenza del segnale che devono amplificare: sono presenti infatti in essi tensioni a frequenze elevate (radiofrequenza). Per il controllo del funzionamento dei vari stadi si richiederanno quindi due diversi tipi di generatori, e precisamente, uno che fornisca tensioni a radiofrequenza (generatore di radiofrequenza) ed uno tensioni ad audio-frequenza (generatore di audiofrequenza).

Dato che il guadagno di uno stadio amplificatore dipende dal valore delle tensioni  $v_1$  e  $v_2$  (tensione d'ingresso e tensione di uscita), per determinarlo è necessario poter misurare i valori di queste tensioni. L'apparecchio di misura da impiegare è un



Generatore RC tipo "Philips" GM 2315

**millivoltmetro (B)** che potrà servire per le misure dei segnali di tutta la gamma di frequenze in gioco.

L'impiego di uno oscilloscopio al posto del millivoltmetro è da escludere, principalmente nella sezione a radiofrequenza a motivo della sensibilità di questo apparecchio decisamente insufficiente, mentre sarà molto utile impiegarlo nella sezione ad audio-frequenza per controllare la forma d'onda del segnale audio e quindi l'eventuale distorsione.

Le caratteristiche richieste dagli apparecchi di misura di cui abbiamo parlato sopra sono le seguenti:

a) Il generatore di audiofrequenza deve fornire un segnale sinusoidale regolabile in frequenza tra 20 Hz e 15 kHz e in ampiezza tra 1 mV e 10 V.



Generatore FM "Philips" tipo GM 2008





Voltmetro elettronico "EICO" tipo 214



Voltmetro "Philips" tipo GM 6012

b) Generatore di radiofrequenza che copra una gamma di frequenze da 150 kHz a 30 MHz e con uscita regolabile da alcuni microvolt a 10 mV.

c) Millivoltmetro utilizzabile da 30 Hz a 1 MHz con una sensibilità massima di 10 mV, (fondo scala).

d) Oscilloscopio che consenta l'osservazione di segnali a frequenza audio.

Localizzato lo stadio difettoso, la ricerca materiale del guasto può richiedere il controllo delle tensioni e delle correnti continue: di qui la necessità di disporre anche di un tester universale.

### Misure preliminari

Di solito, il funzionamento difettoso di un ricevitore a transistor è causato dalle

batterie scariche. La prima cosa da fare quindi è di assicurarsi che queste siano cariche.

Il sistema più semplice e sicuro per controllare il buon stato di una batteria consiste nel verificare la tensione nominale della batteria sotto carico cioè durante il normale funzionamento del ricevitore. Se la tensione così misurata risulterà molto inferiore al valore nominale della tensione della batteria nuova, si dovrà sostituire la batteria dato che la diminuzione della tensione di alimentazione dei vari stadi produce, il più delle volte, inneschi negli stadi a frequenza intermedia e considerevole distorsione in quelli a frequenza audio.

Una misura molto importante è quella che concerne l'assorbimento complessivo



Oscilloscopio "EICO" tipo 425



Grid Dip Meter "EICO" tipo 710

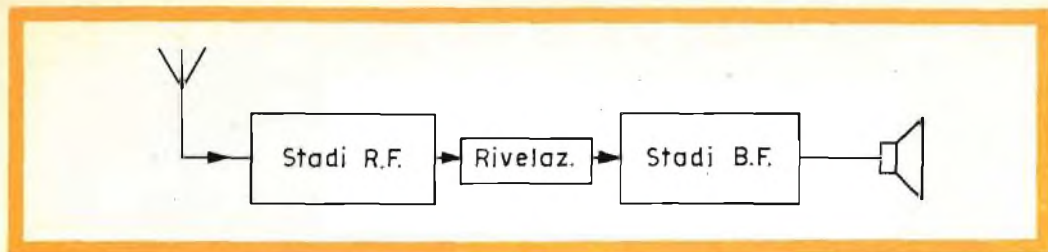


Fig. 17

di corrente del ricevitore. In generale, il valore della corrente assorbita indicato nei dati caratteristici del ricevitore è riferito ad una posizione ben determinata e specificata del potenziometro del controllo del volume; ciò è molto importante in quanto la corrente assorbita aumenta all'aumentare della potenza di uscita del ricevitore.

Prima di iniziare il controllo sistematico del ricevitore guasto, è consigliabile disinserire sia il circuito di controeazione negli stadi di audiofrequenza sia il circuito per il controllo automatico di guadagno (CAG) negli stadi di radiofrequenza. L'altoparlante deve essere sostituito con una resistenza equivalente; ciò consente di controllare più facilmente l'efficienza dello stadio finale anche in condizioni di massima uscita.

### Controllo generale del ricevitore

Qualsiasi ricevitore può considerarsi formato da due catene di amplificazione, e precisamente, una a radiofrequenza e l'altra ad audiofrequenza. Il legame tra queste due catene di amplificazione è rappresen-

tato dallo stadio rivelatore (fig. 17). Lo eventuale guasto deve essere localizzato in una di queste tre sezioni; di solito, si preferisce iniziare il controllo partendo dalla catena di amplificazione ad audiofrequenza. Se il guadagno di questa è normale, conviene passare senz'altro al controllo delle altre due sezioni (rivelatore e amplificatore a frequenza intermedia).

Il controllo della sezione amplificatrice ad audiofrequenza risulterà facilitato qualora al posto dell'altoparlante venga inserita una resistenza equivalente ( $R_{eq}$  di fig. 18a); anche la sezione amplificatrice a radiofrequenza potrà essere controllata più facilmente qualora al circuito rivelatore venga sostituita una resistenza equivalente ( $R_d$  di fig. 18b).

Tanto la catena amplificatrice a radiofrequenza quanto quella ad audiofrequenza risultano formate da un certo numero di stadi amplificatori. Localizzato il difetto in una di queste catene di amplificazione, si procederà successivamente ad una più accurata ricerca dello stadio difettoso della rispettiva catena (controllo stadio per stadio).

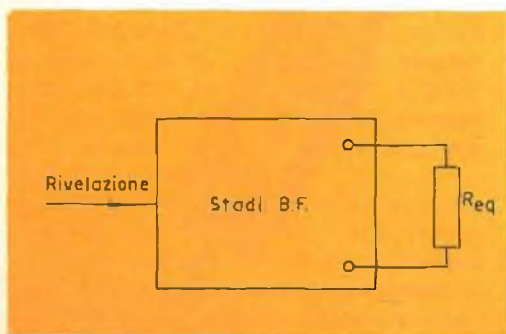


Fig. 18a

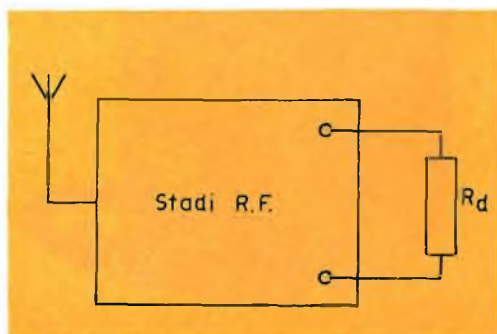


Fig. 18b

# SALDATORE A PISTOLA

MENTOR



## CARATTERISTICHE TECNICHE

Punta saldante intercambiabile  
Potenza 55 W  
Tensione 220 V  
Peso 700 g

Numero di catalogo GBC L/521-2  
Prezzo di listino lire **8.100**

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI **GBC**

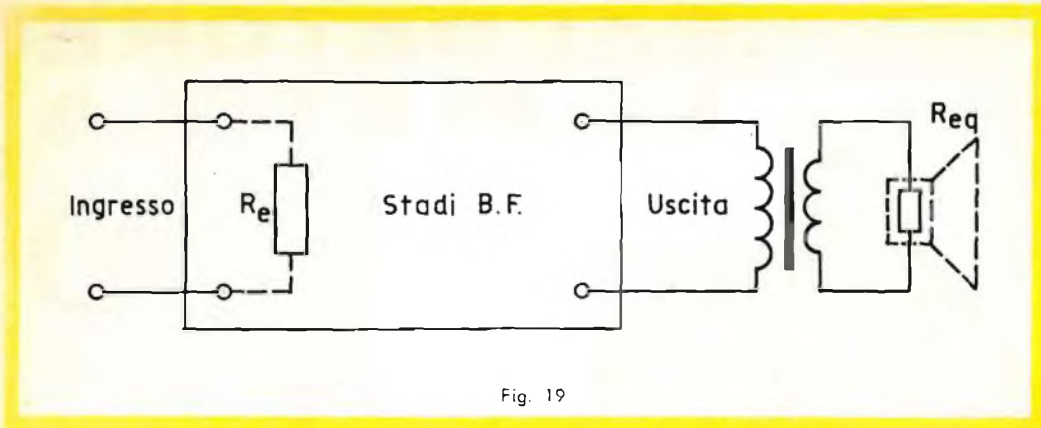


Fig. 19

### Controllo della catena di amplificazione ad audiofrequenza.

La fig. 19 indica lo schema semplificato di questa sezione. La tensione presente ai capi di  $R_{eq}$  (resistenza equivalente all'impedenza della bobina mobile dell'altoparlante) e la tensione applicata all'ingresso di questa catena di amplificazione vengono misurate mediante un millivoltmetro. Il generatore di segnale ed audiofrequenza viene applicato all'ingresso del primo stadio amplificatore attraverso un circuito comprendente una resistenza ed un condensatore collegati in serie (fig. 20).

Il compito del condensatore è quello di isolare, agli effetti della corrente continua, il circuito d'ingresso dello stadio da quello di uscita del generatore. L'impiego di un generatore con resistenza interna bassa potrebbe infatti modificare considerevolmente le condizioni di polarizzazione del primo transistor dell'amplificatore ad audiofrequenza. L'impedenza offerta da

questo condensatore, deve essere bassa alla frequenza del segnale impiegato. Si dovranno pertanto impiegare condensatori elettrolitici di valore molto elevato (da 50 a 100  $\mu\text{F}$ ).

Siccome in un ricevitore a transistor le tensioni in gioco sono molto basse, anche l'isolamento di questo condensatore elettrolitico sarà basso (dell'ordine di 25 V) e conseguentemente, anche l'ingombro sarà ridotto.

La resistenza  $R$  dovrà avere lo stesso valore della resistenza d'ingresso dello stadio. Più avanti indicheremo l'importanza del valore di questa resistenza.

Di solito, nei dati caratteristici di servizio dei ricevitori a transistor si specifica il valore di questa resistenza; noi, comunque, illustreremo un metodo facile per determinarne, caso per caso, il valore esatto.

La fig. 21a indica lo schema equivalente del circuito d'ingresso dello stadio; come già abbiamo detto, a questo circuito viene collegata l'uscita di un generatore di audiofrequenza attraverso una resistenza variabile ed un condensatore collegati in serie.

L'impedenza del condensatore è molto bassa e può essere trascurata; lo schema equivalente diventerà pertanto quello indicato in fig. 21b.

Osservando lo schema si può vedere come il generatore risulti collegato ai capi di un circuito formato da due resistenze collegate in serie ( $R$  e  $R_e$ ); la tensione ( $v_1$ ) fornita dal generatore è uguale alla tensione ( $v_R$ ) ai capi della resistenza  $R$ , più la tensione ( $v_{R_e}$ ) ai capi della resi-

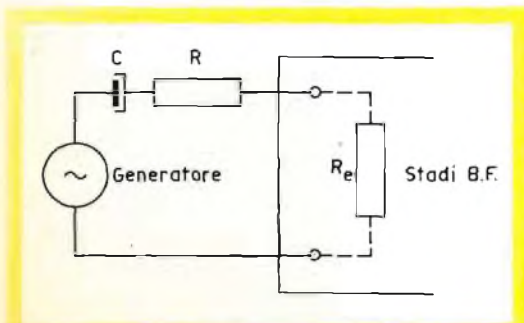


Fig. 20

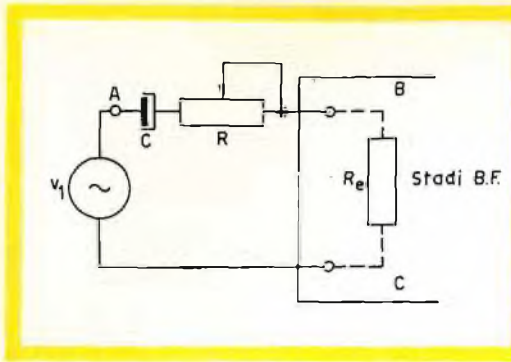


Fig. 21a

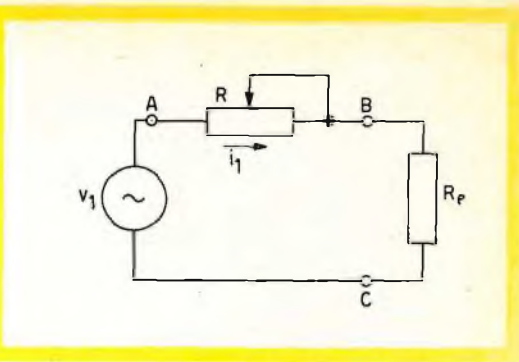


Fig. 21b

stenza d'ingresso dello stadio e cioè (vedi fig. 22) :

$$v_1 = v_R + v_{Re}$$

Collegato tra i punti A e C il millivoltmetro indica la tensione fornita dal generatore ( $v_1$ ), mentre collegato tra i punti B e C indica la tensione ai capi della resistenza  $R_e$  ( $v_{Re}$ ).

Regoliamo il potenziometro in modo che

$v_{Re} = \frac{v_1}{2}$ , la tensione ai capi della resistenza  $R$  sarà allora uguale a :

$$v_R = v_1 - v_{Re} = v_1 - \frac{v_1}{2} = \frac{v_1}{2}$$

La tensione ai capi della resistenza d'ingresso ( $R_e$ ) risulta pertanto uguale alla tensione ai capi della resistenza  $R$ ; la corrente che attraversa queste due resistenze è identica ed è uguale a  $i_1$ .

$$v_{Re} = R_e \cdot i_1 \quad v_R = R \cdot i_1$$

Siccome

$$v_{Re} = v_R$$

anche

$$R_e \cdot i_1 = R \cdot i_1,$$

e quindi

$$R_e = R$$

Il valore della resistenza  $R$  si può conoscere mediante un ohmmetro. Per una maggior precisione (non indispensabile ai fini della nostra indagine), conosciuto il valore di  $R$  e di  $v_1$ , si potrebbe facilmente calcolare anche il valore esatto della po-

tenza fornita al circuito d'ingresso dell'amplificatore.

Dalla fig. 22 si rileva infatti che la potenza fornita dal generatore è uguale al prodotto della tensione  $v_1$  per la corrente  $i_1$ , ossia :

$$P_1 = v_1 \cdot i_1$$

La legge di Ohm ci consente di calcolare il valore della corrente  $i_1$  :

$$i_1 = \frac{v_1}{R + R_e}$$

Siccome

$$R_e = R$$

avremo

$$i_1 = \frac{v_1}{R + R} = \frac{v_1}{2R}$$

La potenza fornita dal generatore sarà pertanto uguale a :

$$P_1 = v_1 \cdot i_1 = v_1 \cdot \frac{v_1}{2R} = \frac{(v_1)^2}{2R}$$

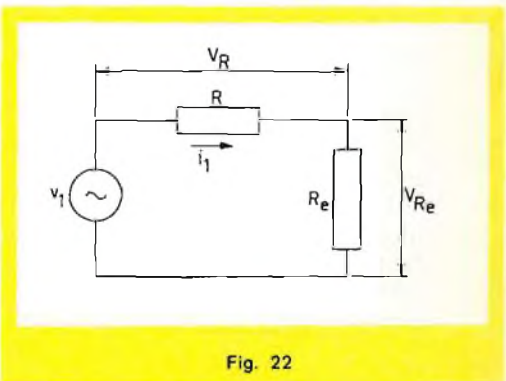


Fig. 22

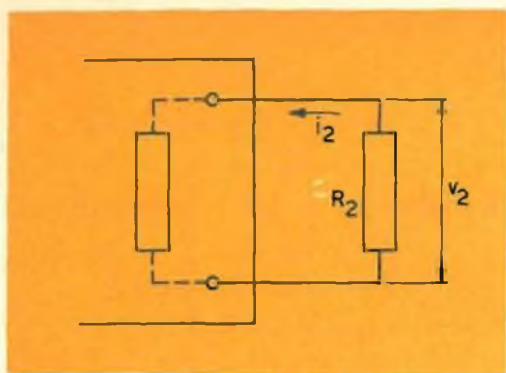


Fig. 23

La potenza d'ingresso dell'amplificatore (potenza applicata ai capi della resistenza d'ingresso) è data dalla nota relazione:

$$P_{\text{Ingresso}} = v_{\text{Ingresso}} \cdot i_{\text{Ingresso}}$$

Siccome  $v_{\text{Ingresso}}$  è uguale alla tensione ai capi della resistenza  $R_e$  ossia a  $v_{Re}$ , potremmo anche scrivere

$$P_{\text{Ingresso}} = v_{Re} \cdot i_1$$

ma

$$v_{Re} = \frac{v_1}{2} \text{ e } i_1 = \frac{v_1}{2R}$$

per cui

$$P_{\text{Ingresso}} = v_{Re} \cdot i_1 = \frac{v_1}{2} \cdot \frac{v_1}{2R} = \frac{(v_1)^2}{4R}$$

Possiamo quindi concludere che con un calcolo abbastanza semplice possiamo valutare la potenza fornita all'ingresso dello stadio conoscendo solo il valore della tensione fornita dal generatore e quello della resistenza  $R$ .

La potenza di uscita dello stadio si può calcolare partendo dal valore della resistenza collegata all'uscita dello stadio stesso e dal valore della tensione ai capi di questa resistenza.

Lo schema equivalente al circuito di uscita di questo stadio è indicato in fig. 23. Avremo pertanto:

$$P_{\text{uscita}} = P_2 = v_2 \cdot i_2$$

La corrente circolante in questo circuito è uguale a:

$$i_2 = \frac{v_2}{R_2}$$

Da cui si ricava

$$P_{\text{uscita}} = v_2 \cdot i_2 = v_2 \frac{v_2}{R_2} = \frac{(v_2)^2}{R_2}$$

Il guadagno in potenza dello stadio può pertanto essere facilmente calcolato mediante la relazione:

$$G_{\text{potenza}} = \frac{P_{\text{uscita}}}{P_{\text{Ingresso}}} \quad (29)$$

Tutto quanto detto sopra serve unicamente per valutare nel modo più esatto la potenza applicata all'ingresso dello stadio e quella amplificata sulla resistenza di carico del collettore. Il rapporto dato dalla (29) ci dice inequivocabilmente se lo stadio funziona correttamente se cioè guadagna.

In caso affermativo, il difetto dovrà essere ricercato nella catena di amplificazione a radiofrequenza oppure nel circuito rivelatore.

### Controllo della catena di amplificazione a radiofrequenza

La catena di amplificazione a radiofrequenza è formata da vari stadi di amplificazione a frequenza intermedia e dallo stadio convertitore di frequenza. Il controllo dell'amplificatore a frequenza intermedia (FI) si effettua applicando all'ingresso dell'amplificatore un segnale a frequenza intermedia (FI); conviene in questo bloccare l'oscillatore locale.

Nell'amplificatore FI le potenze in gioco sono molto basse, soprattutto all'ingresso del primo stadio; si dovranno pertanto prendere particolari precauzioni quando si effettuano le misure; soprattutto, si dovranno rispettare rigorosamente le indicazioni riguardanti i punti dove devono essere collegati gli strumenti. Il circuito rivelatore deve essere sostituito con una resistenza equivalente. Qui di seguito indicheremo il modo con cui il valore di questa resistenza deve essere determinato.

### Determinazione del valore della resistenza equivalente del rivelatore

Il circuito antifading (CAG) deve essere messo fuori servizio. La catena di amplificazione RF è indicata in fig. 24. Come

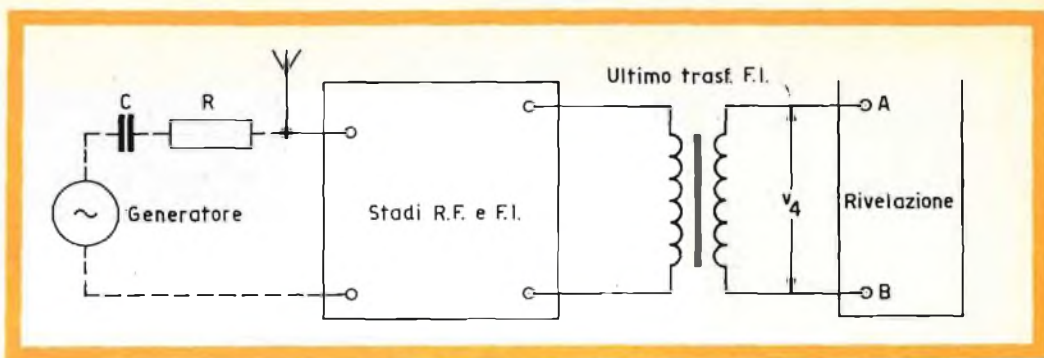


Fig. 24

è noto, il circuito rivelatore carica il secondario del trasformatore di uscita dell'ultimo stadio di amplificazione F.I.

All'ingresso dell'amplificatore F.I. viene collegato un generatore di radiofrequenza attraverso una resistenza in serie di valore molto elevato ( $R = 200 \text{ kohm}$ ). Il generatore deve fornire un segnale alla frequenza intermedia di 455 kHz (valore standard per la frequenza intermedia) di ampiezza tale che la tensione letta sul millivoltmetro, collegato tra i punti A e B del rivelatore, sia uguale ad un certo valore che noi chiameremo  $v_4$ .

Il circuito rivelatore (diodo, resistenza di carico e condensatori) viene quindi momentaneamente escluso e sostituito con un potenziometro (fig. 25) che viene regolato in modo che la tensione misurata ai suoi capi sia di nuovo uguale a  $v_4$ . In queste condizioni, la resistenza di questo potenziometro può considerarsi uguale all'impedenza complessiva del circuito rivelatore.

Con un ohmmetro se ne determinerà il valore in modo da poter sostituire il potenziometro con una resistenza fissa di valore identico collegata tra i punti A e B.

Ritorniamo ora all'ingresso dell'amplificatore F.I. La resistenza collegata in serie al generatore deve avere un valore molto più elevato della resistenza d'ingresso dello stadio: il motivo è il seguente.

Se il generatore viene collegato allo stadio d'ingresso attraverso una resistenza di basso valore (supponiamo  $R = R_{\text{ingresso}}$  in fig. 26) il segnale da applicare all'ingresso fornito dal generatore risulta di valore molto basso (solo alcuni  $\mu\text{V}$ ). I millivoltmetri attualmente disponibili non consentono di misurare tensioni di così basso valore. Si rende necessario quindi aumentare il valore della tensione fornita dal generatore ma non troppo, in quanto segnali troppo forti potrebbero provocare un funzionamento anormale degli stadi amplificatori successivi (sovraccarico). Bisogna pertanto **aumentare** la tensione di

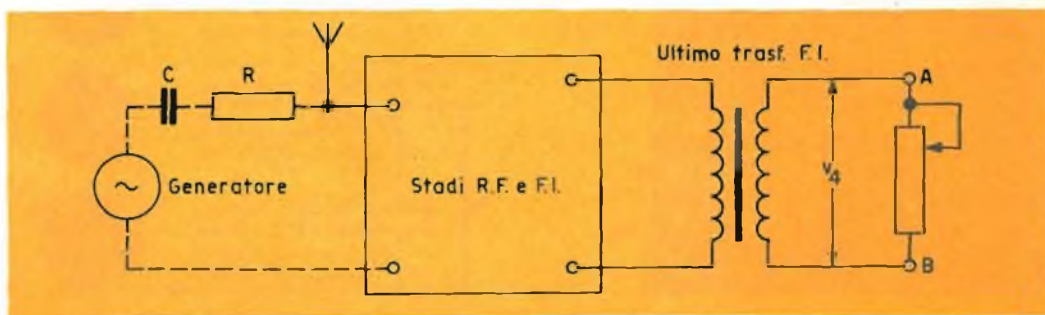


Fig. 25

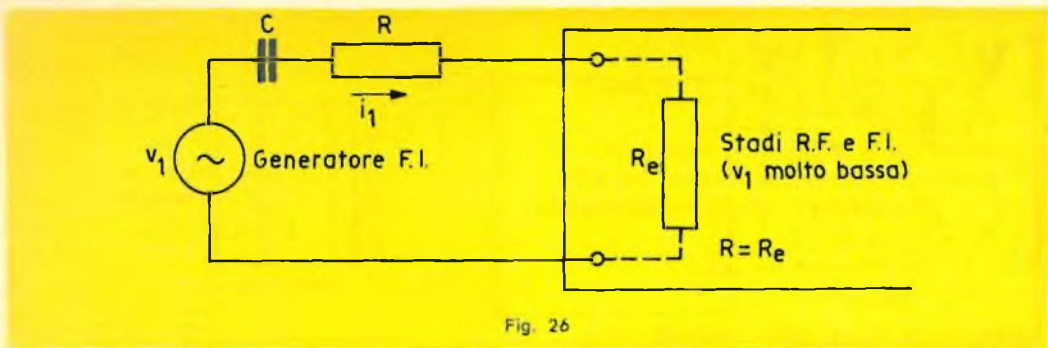


Fig. 26

uscita del generatore (al fine di poterla misurare) **senza oltrepassare** però il limite di potenza ammissibile all'ingresso della catena di amplificazione FI.

Dallo schema equivalente del circuito d'ingresso (fig. 27) si rileva che soltanto aumentando il valore di R si può misurare facilmente la tensione d'ingresso fornita dal generatore e controllare in questo modo il funzionamento dell'amplificatore FI. Infatti, per mantenere costante il valore di  $V_{Re}$  si deve aumentare contemporaneamente il valore di R e quello del segnale del generatore ( $v_1$ ).

Il calcolo del guadagno in potenza fornito dall'amplificatore FI risulta senz'altro, più complicato di quello indicato per l'amplificatore ad audiofrequenza.

La potenza di uscita o potenza disponibile ai capi della resistenza  $R_d$  (fig. 29) è funzione del valore di quest'ultima e della tensione  $v_2$  ai suoi capi.

$$P_u = \frac{(v_2)^2}{R_d}$$

La potenza fornita all'ingresso dello stadio è uguale a:

$$P_{\text{ingresso}} = V_{Re} \cdot i_1$$

dove  $V_{Re}$  rappresenta la tensione ai mor-

setti d'ingresso ossia ai capi di  $R_e$ ,  $i_1$  la corrente circolante in essa (fig. 28).

Questa corrente risulta definita dalla relazione

$$i_1 = \frac{v_1}{R + R_e}$$

dove  $v_1$  rappresenta la tensione fornita dal generatore.

Siccome la resistenza d'ingresso è molto più bassa della resistenza R in serie al generatore ( $R_e = 1000 \text{ ohm}$ ,  $R = 200 \text{ kohm}$ ), può essere trascurata e la precedente espressione diventerà allora:

$$i_1 = \frac{v_1}{R}$$

La potenza fornita all'ingresso dell'amplificatore sarà pertanto uguale a:

$$P_{\text{ingresso}} = V_{Re} \cdot i_1 = V_{Re} \cdot \frac{v_1}{R}$$

La tensione ( $V_{Re}$ ) ai capi della resistenza d'ingresso è uguale al prodotto di questa resistenza per la corrente che la attraversa, ossia:

$$V_{Re} = R_e \cdot i_1 = R_e \cdot \frac{v_1}{R}$$

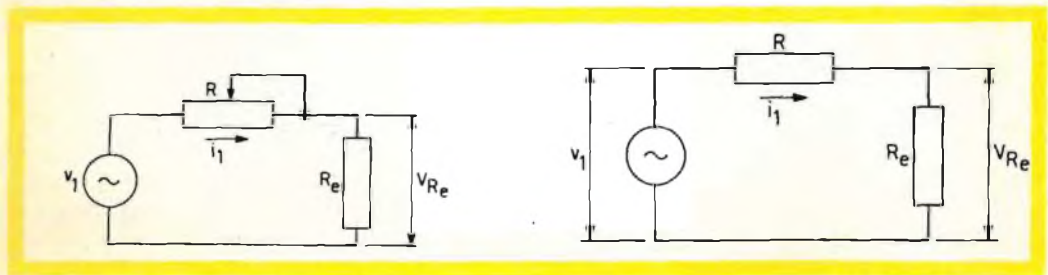


Fig. 27

Fig. 28



# resistenze

# BEYSCHLAG

# a strato di carbone

LA GAMMA  
PIU' ESTESA  
DISPONIBILE  
IN ITALIA

PREZZI  
MEC

1 20  
W

da 10 $\Omega$  a 1 M $\Omega$   $\pm$  10 %  
da 10 $\Omega$  a 1 M $\Omega$   $\pm$  5 %  
Stabilità  $\Delta$  R: 2,5 % \*)  
Tensione lavoro max. 150 V.

1/10  
W

da 10 $\Omega$  a 10 M $\Omega$   $\pm$  5 %  
da 5,6 M $\Omega$  a 10 M $\Omega$   $\pm$  10 %  
Stabilità  $\Delta$  R: 1,2 % \*)  
Tensione lavoro max. 200 V.

1/8  
W

da 4,7 ohm a 1 M $\Omega$   $\pm$  5 %  
Stabilità  $\Delta$  R: 1 % \*)  
Tensione lavoro max. 250 V.

1/4  
W

da 10 $\Omega$  a 10 M $\Omega$   $\pm$  5 %  
da 10 $\Omega$  a 10 M $\Omega$   $\pm$  10 %  
Stabilità  $\Delta$  R: 1,2 % \*)  
Tensione lavoro max. 350 V.

1 3  
W

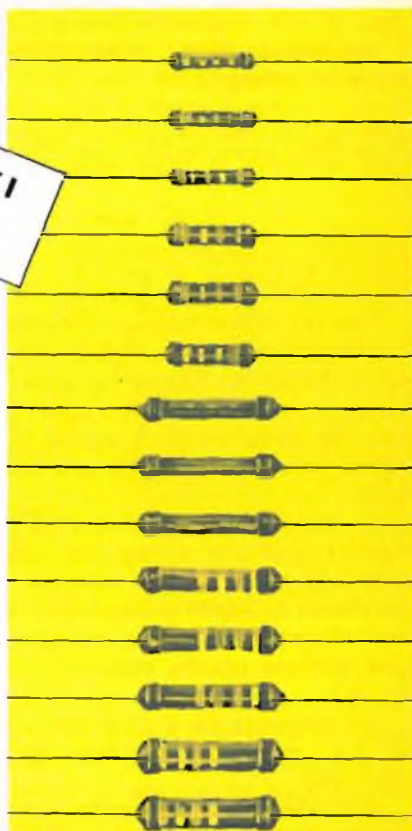
da 4,7 $\Omega$  a 10 M $\Omega$   $\pm$  5 %  
da 5,6 M $\Omega$  a 10 M $\Omega$   $\pm$  10 %  
Stabilità  $\Delta$  R: 0,6 % \*)  
Tensione lavoro max. 400 V.

1 2  
W

da 4,7 $\Omega$  a 22 M $\Omega$   $\pm$  5 %  
da 5,6 M $\Omega$  a 22 M $\Omega$   $\pm$  10 %  
Stabilità  $\Delta$  R: 0,6 % \*)  
Tensione lavoro max. 500 V.

1 W

da 10 $\Omega$  a 22 M $\Omega$   $\pm$  5 %  
da 10 $\Omega$  a 22 M $\Omega$   $\pm$  10 %  
Stabilità  $\Delta$  R < 0,2 % \*)  
Tensione lavoro max. 750 V.



1/2 P.W. 100 140°



CARATTERISTICHE COM.

Isolamento > 10<sup>12</sup> M $\Omega$

Rumore < 2 $\mu$ V/V

Coeff. di temp. 4-10<sup>-4</sup>

\*) dopo 1000 ore a 70°C ambiente.

N.B. Tipi 1/3 - 1/2 e 1 W sino a 510 K $\Omega$  in tolleranza  $\pm$  2 %

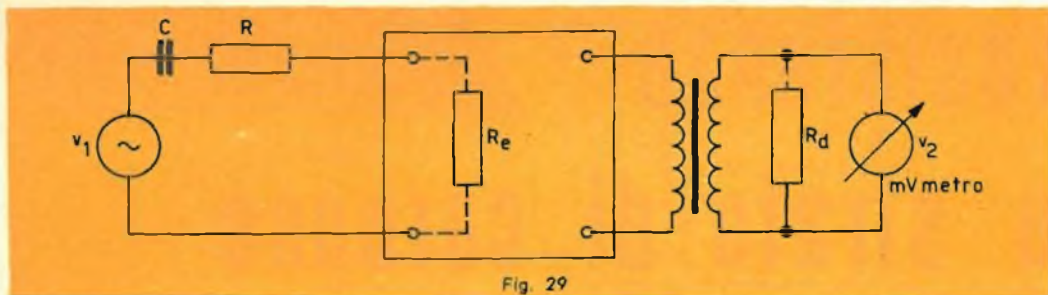


Fig. 29

Sostituendo a  $V_{Re}$  quest'ultima espressione si ottiene:

$$P_1 = V_{Re} \cdot \frac{v_1}{R} = \left( R_e \cdot \frac{v_1}{R} \right) \cdot \frac{v_1}{R} = \frac{R_e (v_1)^2}{R^2}$$

Con un millivoltmetro collegato all'uscita del generatore si valuta il valore di  $v_1$ ; la resistenza  $R$ , inserita in serie al generatore è nota (200 kohm circa); ci resta solo da determinare il valore della resistenza d'ingresso  $R_e$  che viene così calcolata.

Il segnale del generatore di radiofrequenza applicato all'ingresso dell'amplificatore FI ha un valore tale che un millivoltmetro collegato ai capi della resistenza equivalente del circuito rivelatore indica una tensione uguale, poniamo, a  $v_2$  (figura 29).

Successivamente si inserisce un circuito RC tra i morsetti di ingresso dello stadio (fig. 30).

Il condensatore è inserito allo scopo di evitare qualsiasi alterazione della polarizzazione dello stadio d'ingresso.

$R_1$  può essere regolata in modo che la

tensione letta sul millivoltmetro risulta la metà del valore letto in precedenza ( $v_2$ ), ossia  $v_2/2$ .

La fig. 31 indica lo schema equivalente del circuito d'ingresso in queste condizioni. La resistenza  $R$  è ancora attraversata dalla corrente  $i_1$ . Quest'ultima si suddivide successivamente in due rami, si ha cioè  $i_{Re}$  che attraversa la resistenza d'ingresso del transistor e  $i_{R1}$  che circola in  $R_1$ .

Quando  $R_1$  è uguale ad  $R_e$ , le correnti  $i_{Re}$  e  $i_{R1}$  sono identiche ( $i_{Re} = i_{R1}$ ).

$$i_1 = i_{Re} + i_{R1}$$

da cui:

$$i_1 = 2 \cdot i_{Re} \quad \text{e} \quad i_{Re} = \frac{i_1}{2}$$

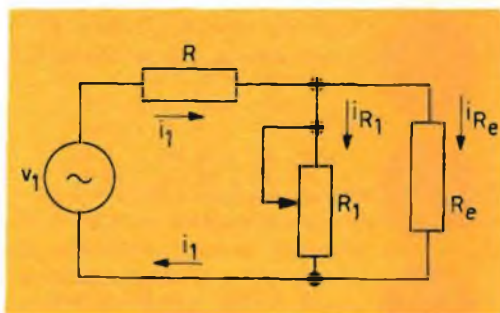


Fig. 31

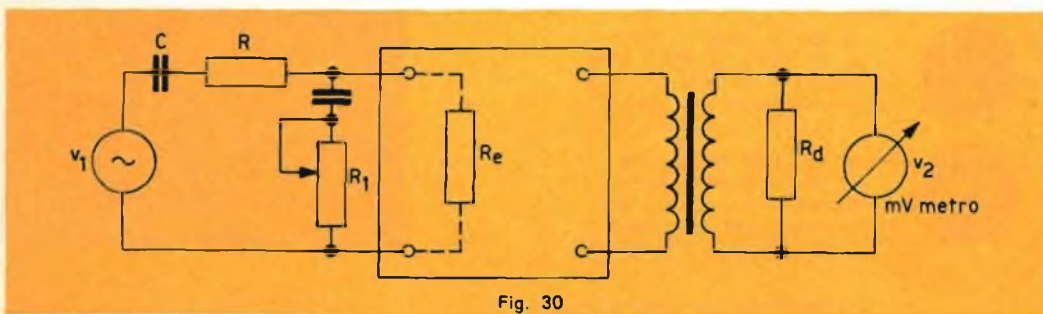


Fig. 30

Siccome il guadagno in corrente del transistor di piccola potenza è pressoché costante, una riduzione a metà della corrente all'ingresso del primo stadio si tradurrà in una equivalente riduzione della tensione ai capi della resistenza di uscita.

Con un ohmmetro si misura il valore di  $R_1$  e si potrà conoscere in questo modo anche il valore della resistenza d'ingresso dello stadio  $R_e$ .

A questo punto abbiamo determinato tutti gli elementi che occorre per calcolare la potenza fornita all'ingresso e cioè:

$$P_1 = \frac{R_e (v_1)^2}{R^2}$$

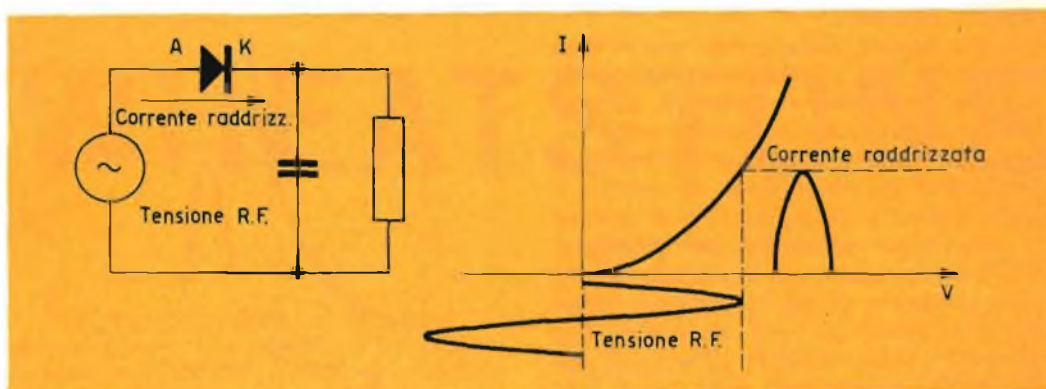


Fig. 32

dove  $v_1$  può essere misurata con un millivoltmetro collegato ai morsetti del generatore di radiofrequenza;  $R$  si conosce (è la resistenza inserita in serie al generatore);  $R_e$  può essere calcolata con il sistema indicato in precedenza.

Conoscendo la potenza d'ingresso e la potenza di uscita si potrà facilmente calcolare il guadagno in potenza della catena di amplificazione FI.

Se questo parametro ha un valore normale, il difetto dovrà essere ricercato o nell'oscillatore locale o nel circuito rivelatore.

### Oscillatore locale

Il controllo dell'oscillatore locale si effettua con un millivoltmetro o con un oscilloscopio; basta collegare l'ingresso dello

strumento di misura tra collettore e massa o tra emettitore e massa e misurare per ciascuna gamma il valore della tensione oscillante.

### Circuito rivelatore

In precedenza abbiamo definito il circuito rivelatore come circuito-anello tra la catena di amplificazione a radio frequenza e la catena di amplificazione ad audiofrequenza; questa immagine non è troppo esatta. In realtà, questo stadio ha il compito di estrarre dal segnale IF modulato in ampiezza il segnale audio. I diodi impiegati nel circuito rivelatore dei ricevitori a transistor sono di solito al germanio.

Il problema della rivelazione deve essere risolto in modo diverso a seconda che si tratti di apparecchi equipaggiati con valvole o di apparecchi equipaggiati con transistor.

La valvola, lo ripetiamo, è un dispositivo amplificatore di tensione; per questo motivo all'uscita dell'ultimo stadio FI è disponibile una tensione alternata FI di ampiezza considerevole. In fig. 32 è indicata la curva caratteristica di un diodo  $V=f(I)$  dove si vede che ad una alternanza di tensione corrisponde un'alternanza di corrente raddrizzata. Il circuito rivelatore è in questo caso sensibile alle variazioni di tensione. Il transistor è un elemento amplificatore di potenza; alla uscita dell'ultimo stadio FI si avrà pertanto una tensione più bassa mentre la po-

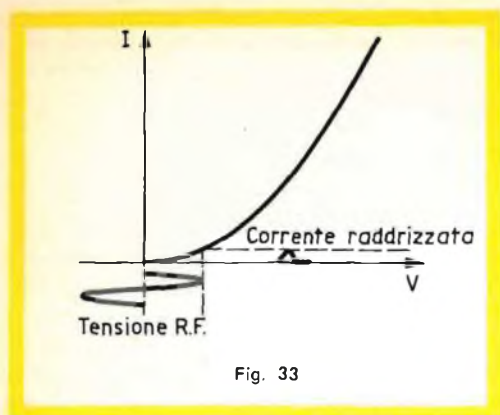


Fig. 33

tenza disponibile sugli stessi morsetti sarà pressochè identica a quella disponibile nello stesso punto del circuito di un ricevitore a valvole.

Come appare dalla curva caratteristica indicata in fig. 33, queste variazioni di tensione producono variazioni di corrente raddrizzata del tutto irrilevanti; ciò equivale a dire che, in queste condizioni, il rendimento di trasmissione di energia è molto bassa, e in pratica, ciò si traduce in una bassa sensibilità del ricevitore.

Il diodo al germanio impiegato nel circuito rivelatore di un ricevitore a transistor avrà quindi un buon rendimento solo se verrà opportunamente polarizzato così da lavorare in un punto della curva caratteristica a pendenza elevata.

Il circuito più comunemente impiegato è indicato in fig 34; il diodo, come si vede, è polarizzato in senso diretto; ciò significa che in assenza di segnale esso è percorso permanentemente da una debole corrente.

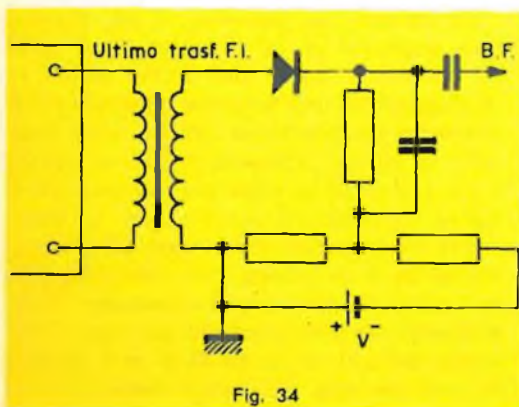


Fig. 34

Sia A il punto di riposo prescelto sulla curva caratteristica diretta del diodo indicata in fig. 35.

Le tensioni FI, anche di basso valore provenienti dall'ultimo stadio amplificatore FI si tradurranno in questo caso, in variazioni di corrente raddrizzata di valore più elevato e tali da aumentare considerevolmente il rendimento del rivelatore.

Da quanto detto sopra, si comprenderà facilmente come in assenza di polarizzazione del diodo rivelatore la sensibilità del ricevitore diminuisca considerevolmente. In pratica, bisognerà quindi assicurarsi che il catodo del diodo sia sempre leggermente negativo rispetto all'anodo.

Se dopo aver controllato nel modo anzidetto il funzionamento delle due catene

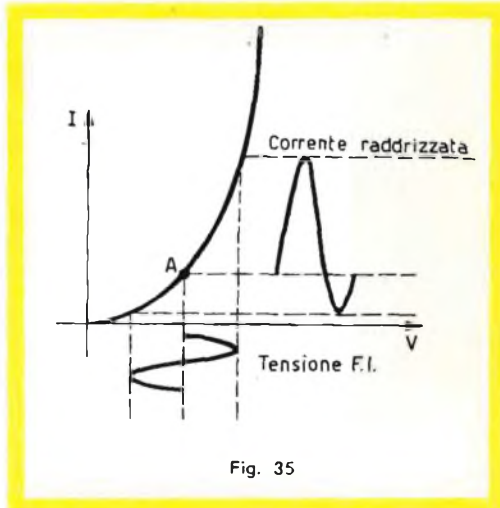
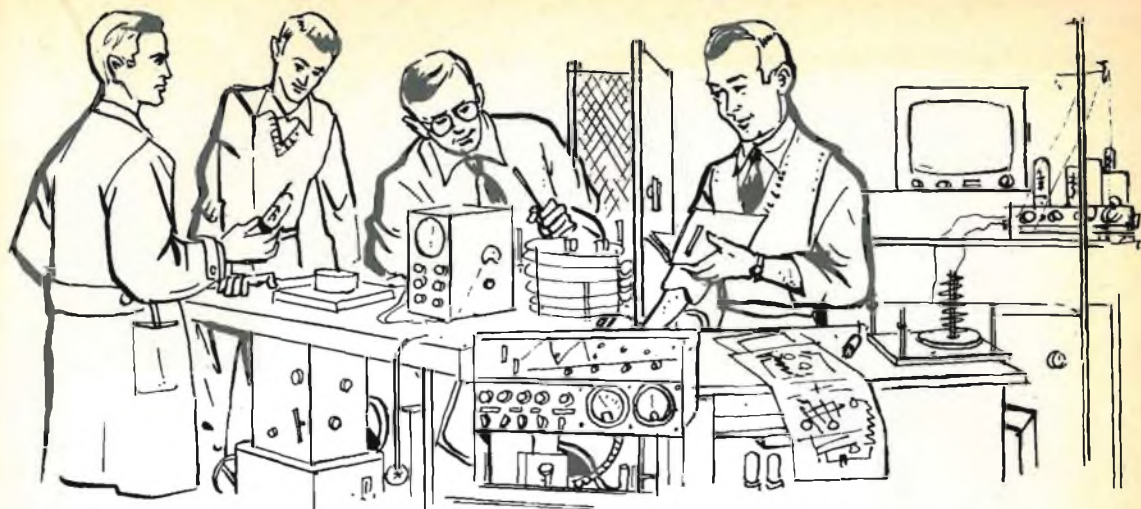


Fig. 35

di amplificazione e del circuito rivelatore il difetto persiste sarà opportuno verificare i contatti del commutatore di gamma se questo esiste. Questo controllo non presenta difficoltà.

Ci siamo in precedenza soffermati a lungo sul modo con cui devono essere effettuate le varie misure necessarie per controllare il funzionamento di un radiorecettore a transistor. Il difetto, lo ripetiamo, deve essere localizzato nella maniera descritta.

In un prossimo articolo indicheremo il sistema per controllare il funzionamento degli stadi che formano la catena di amplificazione ad audiofrequenza e a radiofrequenza.



## **TEORIA DEL PONTE DI WHEATSTONE**

Un giovane radioamatore venne un giorno a trovarci, e poichè era un ragazzo veramente sveglio, ci subissò di un'infinità di domande; tra l'altro ci chiese, e in via eccezionale ottenne dal nostro Direttore, di visitare « l'antro del mago », e cioè il nostro laboratorio.

Passando in rassegna i vari posti di lavoro, si soffermò in modo particolare ad un tavolo dove un nostro tecnico stava mettendo a punto quella che, in futuro, sarà una scatola di montaggio di un ponte RCL, e tra il furbo e l'ingenuo, insinuò un suo dubbio, o meglio, un suo pensiero.

Ci disse: « Sta bene la realizzazione di uno strumento per la misura delle resistenze, delle induttanze e delle capacità, esso sarà senza dubbio accolto da noi tutti con vero piacere, ma proprio per noi poveri pivelli della radio, non vi sembra che sarebbe giusto far precedere la descrizione della scatola, quando essa verrà, da un accenno ai principi sui quali essa si basa? ».

Ed aggiunse: « Vedete, in parole po-

vere nella Vostra Rivista ci sono dei bei articoli, magari profondi, ma appunto per questo essi sono un po' poco adatti a noi principianti, scrivete anche per noi qualche cosa che sia al nostro livello e che chiarisca le idee su particolari applicazioni elettrotecniche che risultano poi di grande interesse anche in radiotecnica ».

Giusto caro amico, ci hai dato un'ottima idea ed uno spunto felice, per cominciare descriveremo quindi per te, e per coloro che si trovano nelle tue condizioni, il principio sul quale si fonda il ponte di Wheatstone, lo strumento principe cioè per la misura delle resistenze.

Premettiamo intanto che Carlo Wheatstone, al quale appunto il ponte s'intitola, fu un fisico nato in Inghilterra nel 1802 e morto nel 1875.

Lo strumento che da lui prende il nome, è costituito di poche parti, un galvanometro, una batteria, due resistenze fisse di valore noto, ed una resistenza variabile, tutto qui.

Queste parti vengono collegate tra loro

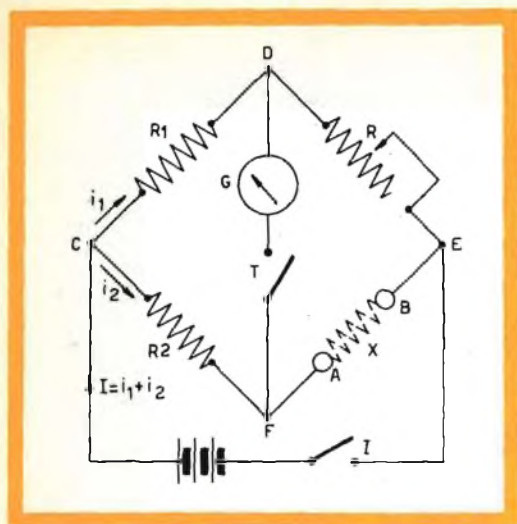


Fig. 1

secondo lo schema di fig. 1. Ai morsetti A e B viene applicata la resistenza incognita X e della quale vogliamo conoscere il valore.

Ad interruttore chiuso, i due rami del ponte e cioè, CDE e CFE, saranno percorsi da due correnti,  $i_1$  ed  $i_2$ , inversamente proporzionali ai valori di  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R$  ed  $X$ .

Logicamente le due correnti produrranno, ai capi di ogni resistenza, una diversa caduta di tensione, e quindi essendo D ed F a diverso potenziale il galvanometro ci rivelerà un passaggio di corrente.

Se ora variamo il valore della resistenza R in modo che si verifichi che:

$$R_1 \cdot i_1 = R_2 \cdot i_2 \quad (1)$$

evidentemente i punti D ed F assumeranno uno stesso potenziale, e quindi chiudendo l'interruttore T, attraverso il galvanometro G non passerà più nessuna corrente, in altri termini il galvanometro segna zero.

Quando questa condizione viene realizzata, si avrà anche che:

$$R \cdot i_1 = X \cdot i_2 \quad (2)$$

facendo il rapporto di queste due uguaglianze avremo:

$$\frac{R_1 i_1}{R \cdot i_1} = \frac{R_2 i_2}{X i_2}$$

e cioè

$$\frac{R_1}{R} = \frac{R_2}{X}$$

da cui si ricava

$$X = \frac{R \cdot R_2}{R_1} \quad (3)$$

che è la formula risolutiva del ponte di Wheatstone.

Esaminando questa formula, si nota che l'equazione d'equilibrio, è del tutto indipendente dalla tensione della batteria, dalla sua resistenza, e da quella del galvanometro.

Nella grande generalità dei casi, la resistenza R è costituita da una cassetta a decadi. La variazione di R avviene a scatti: in queste condizioni la posizione di equilibrio è difficilmente raggiungibile in modo perfetto, necessita allora ricorrere alla interpolazione.

Per fare questo, se  $R_x$  è il valore esatto della resistenza corrispondente al perfetto equilibrio del ponte,  $R_a$  ed  $R_b$  due valori vicini di resistenza tali che:

$$R_a < R_x < R_b$$

Si verificherà che, mentre ad esempio col valore  $R_a$  l'indice del galvanometro devierà verso sinistra di un angolo  $\alpha_1$ , con quello  $R_b$  la deviazione verso destra sarà di  $\alpha_2$ .

Poichè la deviazione dell'indice è proporzionale al valore delle resistenze, la funzione

$$\alpha = f(R)$$

sarà graficamente rappresentata da un segmento di retta.

In fig. 2, sulle ordinate sono riportati i valori di  $\alpha$  ed in ascissa quelli delle resistenze.

Se  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  sono gli angoli di deviazione dell'indice corrispondenti ai due valori  $R_a$  e  $R_b$  successivamente assunti dalla resistenza variabile, poichè i due triangoli rettangoli  $AR_aR_x$  e  $R_bBR_x$  sono simili, si avrà:

$$\frac{R_x - R_a}{\alpha_1} = \frac{R_b - R_x}{\alpha_2}$$



ottimetti



**Componenti elettronici**

parti staccate radio-TV, ferriti, termistori, ceramiche, resistori subminiatura, relè, componenti per servo-meccanismi, connettori professionali, commutatori, componenti per elettroacustica professionale

produzione

**MICROFARAD** - Milano  
distribuzione per l'Italia  
dei componenti di produzione  
C. S. F.



**Condensatori**

carta, carta metallizzata, dielettrico sintetico, ceramici, elettrolitici, mica

produzione

**MICROFARAD** - Milano  
**C.I.R.C.E.** Pontinia



**Semiconduttori**

transistori A.F., B.F., potenza, diodi, raddrizzatori

produzione

**M.I.S.T.R.A.L.** Latina

**MICROFARAD / MILANO**

e, con un piccolo artificio di calcolo possiamo anche scrivere

$$\frac{R_x - R_a}{\alpha_1} = \frac{R_b - R_x}{\alpha_2} =$$

$$= \frac{R_x - R_a + R_b - R_x}{\alpha_1 + \alpha_2}$$

e riducendo

$$\frac{R_b - R_a}{\alpha_1 + \alpha_2}$$

o anche:

$$\frac{R_x - R_a}{\alpha_1} = \frac{R_b - R_a}{\alpha_1 + \alpha_2}$$

da cui si ricava:

$$\frac{R_x}{\alpha_1} = \frac{R_a}{\alpha_1} + \frac{R_b - R_a}{\alpha_1 + \alpha_2}$$

ed infine moltiplicando tutto per  $\alpha_1$ :

$$R_x = R_a + (R_b - R_a) \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2}$$

Questa è la formula che consente di ricavare il valore **esatto** della resistenza d'equilibrio in funzione di  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ .

Nell'eseguire le misure, è già preventivamente scontato il concetto che queste debbano necessariamente contenere un certo errore.

Nel nostro caso tale errore è conseguenza di tre cause distinte di cui la prima, trae origine dall'ineluttabile errore pro-

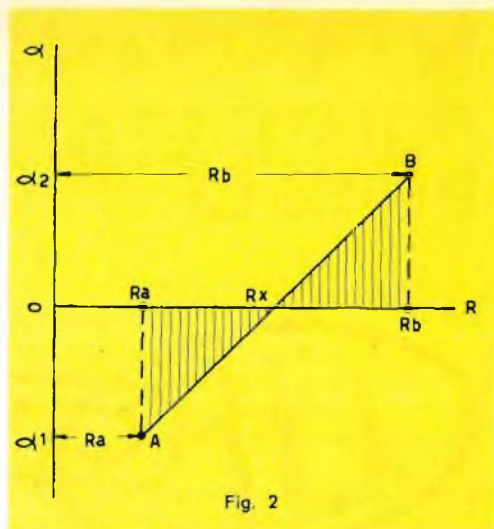


Fig. 2

prio dei valori delle resistenze; queste, secondo i costruttori, possono, a seconda della scelta, assumere valori del: 0,2% - 0,5% - 1%.

Il secondo errore, è quello di lettura, proprio dell'operatore che esegue la misura; il terzo è quello attribuibile ad errori accidentali dei quali non può essere determinato il valore.

Nel campo pratico però, del costruttore dilettante, tali errori possono essere ritenuti trascurabili ed i risultati ottenuti attendibili. Rimane quindi positiva l'importanza delle misure ottenute col ponte di Wheatstone e suoi derivati, misure che hanno trovato nei laboratori elettrici e radioelettrici, la più vasta gamma di applicazioni.

## ELENCO MATERIALE DELL'ALIMENTATORE PER RICEVITORI A TRANSISTOR

PUBBLICATO SUL N. 1-2 - 1982

Anche nel numero scorso, allo scopo di mettere alla prova la capacità dei nostri Lettori, abbiamo fornito dell'alimentatore sopradetto, lo schema elettrico, ma non i valori.

Ebbene amici, come ve la siete cavata?

Rallegramenti per coloro che hanno realizzato il montaggio..... e per gli altri ecco i valori da noi adoperati:

$C_1$  = 0,5  $\mu$ F - 1000 V -  
numero di catal. GBC B/264

$C_2 - C_3$  = 100  $\mu$ F - 50 V -  
numero di catalogo GBC B/375

$R_1$  = 1000  $\Omega$  - 1 W -  
numero di catalogo GBC D/42

$R_2$  = 500  $\Omega$  - 1/2 W -  
numero di catalogo GBC D/32

$R_3$  = 2200  $\Omega$  - 1/2 W -  
numero di catalogo GBC D/32

$R_d$  = Raddrizzatore al selenio B125-C80 numero di cat. GBC E/62

L = Lampadina micro-mignon  
numero di cat. GBC G/1750-1



# UN RICEVITORE COMPLETAMENTE NUOVO

*E' raro il caso di vedere un ricevitore NUOVO, basato cioè su concetti diversi da quelli usuali, che abbia un circuito a reazione, o reflex, o supereterodina o che non sia una variante di uno di questi.*

*E' stato perciò con una certa sorpresa che abbiamo visto questo progetto. Sebbene, BASILARMENTE, si tratti di un circuito a reazione che lavora come un super-reattivo, il circuito, ripetiamo, è nuovo; per la stessa disposizione schematica, per gli accorgimenti usati, per il CONCETTO nuovo su cui si basa il suo funzionamento, ne pubblichiamo pertanto volentieri la descrizione che di esso ci ha fornito l'autore. Insistiamo comunque sulla originalità del circuito, dato che ormai da anni seguiamo ed annotiamo con interesse ogni schema dotato di nuove « idee » pubblicato su qualsiasi rivista nazionale od estera.*

**I**l ricevitore che presentiamo è stato progettato a nuovo, e non rappresenta una scopiazzatura, più o meno arrangiata, di altri schemi. Esso deriva da un'idea improvvisamente maturata nella mente dell'autore in un giorno particolarmente felice, e cioè:

« E' noto che il ricevitore a reazione presenta la massima sensibilità quando è prossimo a lavorare come oscillatore; non deve però innescarsi perchè, se ciò accade, esso non può essere utilizzato per il disturbo prodotto dal sibilo dell'innescato.

Se però interrompiamo questa oscillazione con un ritmo pari a quello di una frequenza ultrasonica, il ricevitore può lavorare anche **innescato** in condizioni di estrema sensibilità; il sibilo, infatti, a causa delle interruzioni ritmiche non si ode più; si ode invece il SOFFIO classico della super-reazione, dato che l'ultima condizione ha trasformato il ricevitore a reazione, in uno a super-reazione ».

Per far lavorare un transistoro, o una valvola a super-reazione, si usa progettare

il circuito in modo che esso, od essa, oscilli contemporaneamente in radiofrequenza ed a frequenza supersonica: il circuito viene detto « AUTOQUENCH » e « AD AUTOSPEGNIMENTO »

L'efficacia e il rendimento di questo classico circuito crescono con la frequenza RF di impiego e pertanto sulla gamma delle onde medie non può essere usato con vantaggio nè con le valvole, nè con i transistori.

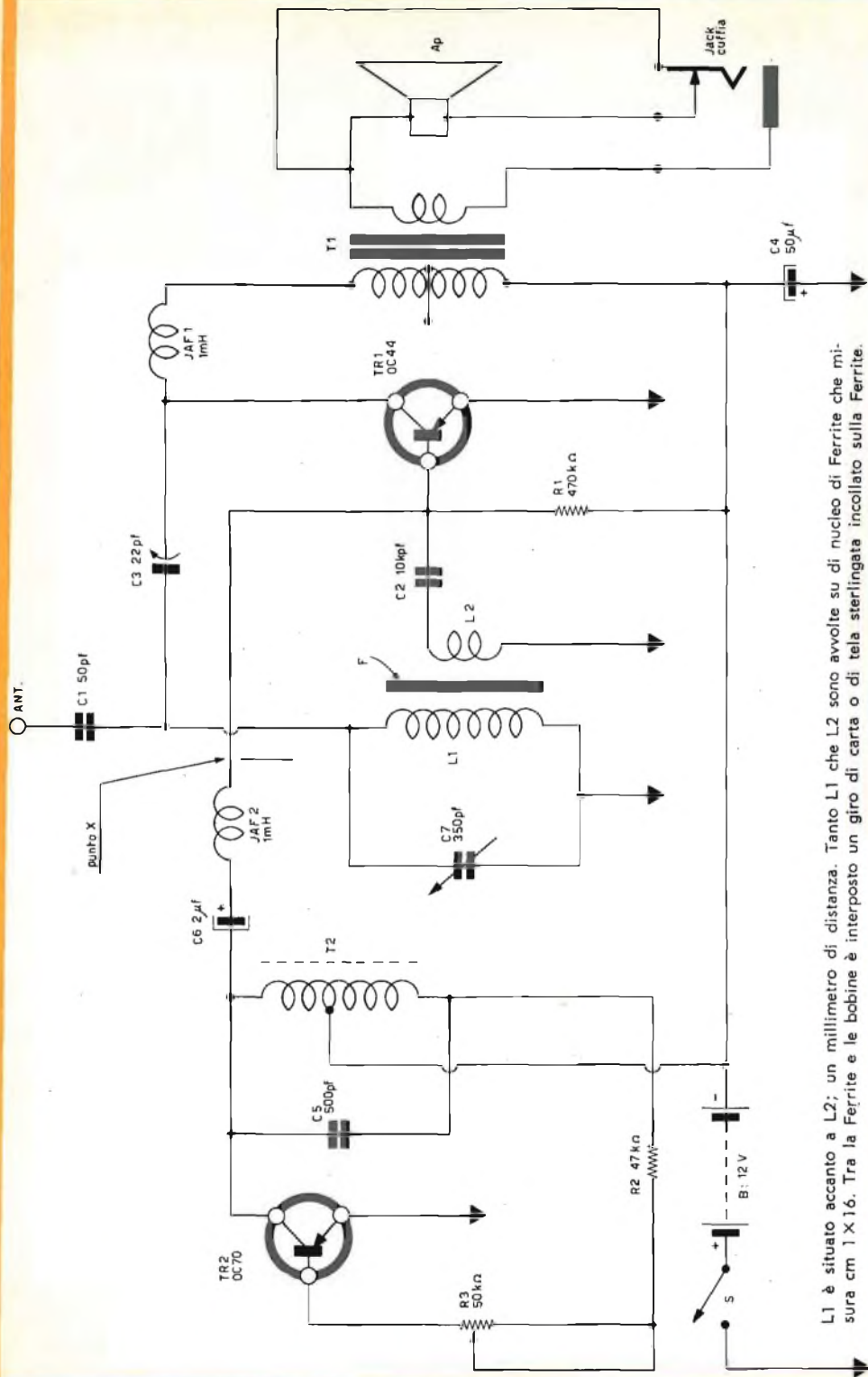
Ora, ed è questa l'idea **nuova**, perchè non tentare con un circuito inedito, a DUE transistori, dei quali UNO funzioni da oscillatore RF e L'ALTRO da oscillatore supersonico che interrompa l'oscillazione del primo?

Da queste considerazioni, e da questa idea ha avuto origine il progetto del ricevitore a due transistori, a super-reazione, che lavora sulle onde medie.

Uno dei transistori (TR1) è impiegato come rivelatore a reazione portato oltre l'innescato, ed oscilla in continuità.

L'altro transistoro (TR2), lavora come

# SCHEMA ELETTRICO DELL'APPARECCHIO



L1 è situato accanto a L2; un millimetro di distanza. Tanto L1 che L2 sono avvolte su di nucleo di Ferrite che misura cm 1 X 16. Tra la Ferrite e le bobine è interposto un giro di carta o di tela sterlingata incollato sulla Ferrite.

oscillatore « Colpitts » a frequenza supersonica (intorno ai 30 kHz).

L'accoppiamento tra i due stadi viene effettuato attraverso un condensatore (C6) che bloccando le correnti continue isola i due stadi facendo lavorare ogni transistor nelle migliori condizioni, ed una impedenza RF (JAF2) che blocca la radiofrequenza impedendo che essa dal TR1 si scarichi verso TR2, e che il segnale ultrasonoro che proviene da TR2 giunga alla base del TR1.

Il segnale generato dal TR2, come qualsiasi altro di forma alternativa, passa da un massimo negativo ad un massimo positivo.

Quando è al massimo positivo, la tensione blocca l'oscillazione del TR1. Ciò accade da 30 a 40 volte al secondo, poiché TR2 oscilla sulla frequenza di 30/40 kHz a seconda della regolazione di R3.

Il transistor TR1 lavora in questo modo.

I segnali captati dalla Ferrite (F) o, eccezionalmente, dall'antenna esterna (ANT) vengono sintonizzati da C7 ed L1, e passano per induzione a L2.

Attraverso C2 poi passano alla base del TR1, e sempre in radiofrequenza vengono amplificati.

Essendo, i segnali a radiofrequenza, non possono attraversare JAF1 e s'incanalano attraverso C3, dal quale tornano a L1 e C7, quindi a L2, quindi a C2 e di nuovo al transistor; il ciclo si ripete.

Se C3 ha una sufficiente capacità per assicurare la continuità dell'azione dei cicli di amplificazione, si raggiunge presto la generazione di oscillazioni, che come già spiegato, vengono interrotte dall'azione dei segnali che provengono da TR2, quindi si ha il funzionamento super-reattivo, che permette la rivelazione dei segnali sintonizzati, l'audio corrispondente ai quali si ricava in parallelo a T1 che li passa all'altoparlante AP.

Nonostante la sensibilità del complesso, non sempre i segnali ricavabili sono di intensità tale da poter azionare l'altoparlante; è stato quindi previsto un Jack per la cuffia (auricolare a bassa impedenza di tipo giapponese) che, viene usata per la ricezione ed in particolare quando non si può applicare una antenna esterna alla pre-

sa « ANT » e la captazione è affidata alla sola bacchetta di Ferrite (F).

Volendo dettagliare per quanto possibile il tipo e il genere di ogni parte impiegata, è stato tracciato un elenco a parte, che sarebbe bene fosse preso subito in visione dal lettore, per assicurare una certa continuità logica all'articolo, prima di studiare l'**applicazione** di queste parti.

Supponiamo che, scrutata la lista dei pezzi, e preso buona nota della costruzione delle bobine L1 e L2, nonché delle particolarità di T2, si voglia passare alla costruzione; questa non è certo difficile.

L'apparecchietto è stato realizzato dentro un portasapone di forma quadrata, nel quale entra di misura la Ferrite che rappresenta il pezzo più notevole per l'ingombro.

Necessita inoltre un rettangolo di plastica perforata che ritagliato ai lati, possa essere introdotto nel portasapone.

Da un lato della piastrina sono stati raggruppati tutti i componenti dell'oscillatore supersonico (TR2), mentre il **ricevitore** (componenti relativi a TR1) sono montati nello spazio restante, e sistemati secondo una disposizione principalmente **logica** che permetta di eseguire dei collegamenti non eccessivamente lunghi o aggrovigliati. Ripetiamo, il montaggio è facile, e non nasconde alcuna difficoltà.

Unica precauzione da prendere per ora, è quella di **non** saldare alla base del TR1, il filo che proviene da JAF2. Ne spiegheremo in seguito il motivo.

### Messa a punto.

Per lavorare in condizioni di migliore sensibilità, sarà buona norma effettuare la regolazione del ricevitore usando la suffia.

La progressione per le prove è questa

Accendere l'apparecchio, ruotare il condensatore variabile C7 e ascoltare se si odono dei sibili (che rappresentano segnali captati troppo amplificati).

Se non si ode nulla, regolare il compensatore C3 fino a che, rotando il variabile, si oda in diversi punti un deciso e potente sibilo.

Collegare ora il filo proveniente da AF2 alla base di TR1 (esso era stato lasciato

interrotto nel « punto x » dello schema).

Ruotare nuovamente il variabile: si udrà in cuffia un forte fruscio, simile al rumore prodotto da un cannello per saldatura autogena, che cessa appena sintonizzata una stazione.

Se il segnale della stazione appare confuso, regolare alternativamente, per diverse volte, R3 e C3, fino ad avere l'ascolto più chiaro e potente.

Connettere l'antenna alla boccola «ANT»

e, sfilando il JACK della cuffia, tentare la ricezione in altoparlante.

Normalmente si dovrebbe ottenere un volume sufficiente per un ascolto gradevole. Regolare ancora C3 qualora con l'antenna il ricevitore manifestasse una certa instabilità.

Se con la nuova regolazione di C3, persistessero i segnali confusi, regolare ancora R3.

Ecco tutto. Buon lavoro.

## ELENCO DEL MATERIALE NECESSARIO ALLA COSTRUZIONE DELL'APPARECCHIO

TIPO	DESCRIZIONE	N° Cat. G.B.C.
C1	Condensatore a mica da 50 pF	B/81
C2	Condensatore a ceramica — pastiglia tonda — da 10 KpF (10.000 pF)	B/159-8
C3	Compensatore ad aria Philips da 22 pF massimi	O/31
C4	Condensatore a mica da 500 µF.	B/387
C5	Condensatore elettrolitico da 50 µF 25 V di lavoro.	B/84
C6	Condensatore elettrolitico da 2 µF 6 V di lavoro.	B/331
C7	Condensatore variabile, usato collegando le due sezioni fra loro (piedini esterni). Valore totale 350 pF.	P/239
R1	Resistenza da 470 kΩ ¼ W.	D/67
R2	Resistenza da 47 kΩ ¼ W. c.s.	D/67
R3	Potenzimetro da 50 kΩ con l'interruttore S abbinato.	
T1	Trasformatore d'uscita per ricevitore a transistori. (La presa centrale dell'avvolgimento primario non deve essere usata).	
T2	Trasformatore intertransistoriale privato del nucleo (lamierini sfilati). Viene usato solo l'avvolgimento secondario, che in origine serviva quale accoppiamento alle basi del push-pull finale.	
JACK	Innesto miniatura.	G/1538
TR1	Transistore OC44 Philips. Oppure 2G140 della SGS	
TR2	Uno qualunque fra questi transistori: OC70, OC71, OC72, 2G108, 2G109, 2G170, 2N104, 2N108, 2N107, 2N109, CK722, CK721, 2N43, ecc.	
JAF1 JAF2	Impedenze a radiofrequenza da 1mH.	O/498-2
Ap	Altoparlante da 35 mW tipo miniatura.	A/403-1
ANT	Boccola per la connessione di un'antenna esterna.	G/1533
B	Pila da 12 V. ottenuta ponendo in serie fra loro due pilette da 6 V. per ricevitore portatile.	I/311
L1	45 spire di filo rame. Diametro 0,30 millimetri, copertura seta o smaltata.	
L2	6 spire di filo rame. Diametro 0,40/0,50 millimetri, copert. seta o smaltata.	

# MONOTRANSISTOR MIRACOLOSO

**I**l ricevitore più gradito ai radio amatori dovrebbe essere teoricamente, così composto: un solo transistor, magari anche un diodo, una sola bobina, e niente antenna esterna; azionare un altoparlante da cinque W. a piena potenza captare tutti i programmi compresi quelli delle stazioni radio della Polinesia e del Katanga, in AM e in FM, nonchè in modulazione di frequenza a banda stretta.

Forse chi può progettare un apparecchio simile non è ancor nato.

Ecco per ora, un ricevitore che dimostra « quanto » sia possibile fare, oggi, con un solo transistor... ed un solo diodo.

Il complesso ha « l'architettura » reflex, con un'iniezione di reazione; pur essendo assai semplice esso dimostra un'ottima sensibilità captando i principali **programmi nazionali senza alcuna antenna esterna**, con una buona selettività ed, infine, fornisce una ottima qualità di riproduzione, che non può essere definita HI-FI, solo perchè... la trasmissione della RA1 a modulazione di ampiezza non ha questa caratteristica.

Le prime due qualità positive esposte sono frutto del circuito basilarmente efficiente e perfezionato dallo studio di ogni parte e funzione; la terza è dovuta al fatto che il reflex, pur disponendo di una selettività tale da non fare accavallare i segnali, non ne ha **tanta** da comprimere la banda passante.

Ciò premesso, possiamo ora esaminare il circuito elettrico del ricevitore. La captazione dei segnali RF viene effettuata dall'antenna comprendente due bobine L1 e L2 avvolte su un nucleo in ferrite; L1 e CV1 formano un circuito oscillante in grado di separare le stazioni.

Da L1 i segnali passano a L2, che costituisce il secondario di un trasformatore di impedenza, il primario del quale è L1.

Dal capo « Caldo » di L2 i segnali RF sono direttamente portati alla base del transistor TR1.

Dal collettore dello stesso i segnali amplificati, non potendo attraversare l'impedenza JAF<sub>1</sub>, scorrono attraverso il condensatore C5, e la resistenza a basso valore R4, giungendo al diodo DG.

Il circuito JAF2-DG-C6-R5 è un classico stadio di rivelazione, ove JAF2 impedisce al segnale di arrivo di scaricarsi verso massa, DG è il rivelatore, C6 il condensatore di fuga per la residua RF, e R5 il carico del rivelatore. Oltre ad essere il carico del diodo, R5 è anche un potenziometro dal quale il segnale può essere prelevato nell'ampiezza che si desidera.

L'audio, da R5, viene rimandato al capo « freddo » della bobina L<sub>2</sub>, attraverso C4.

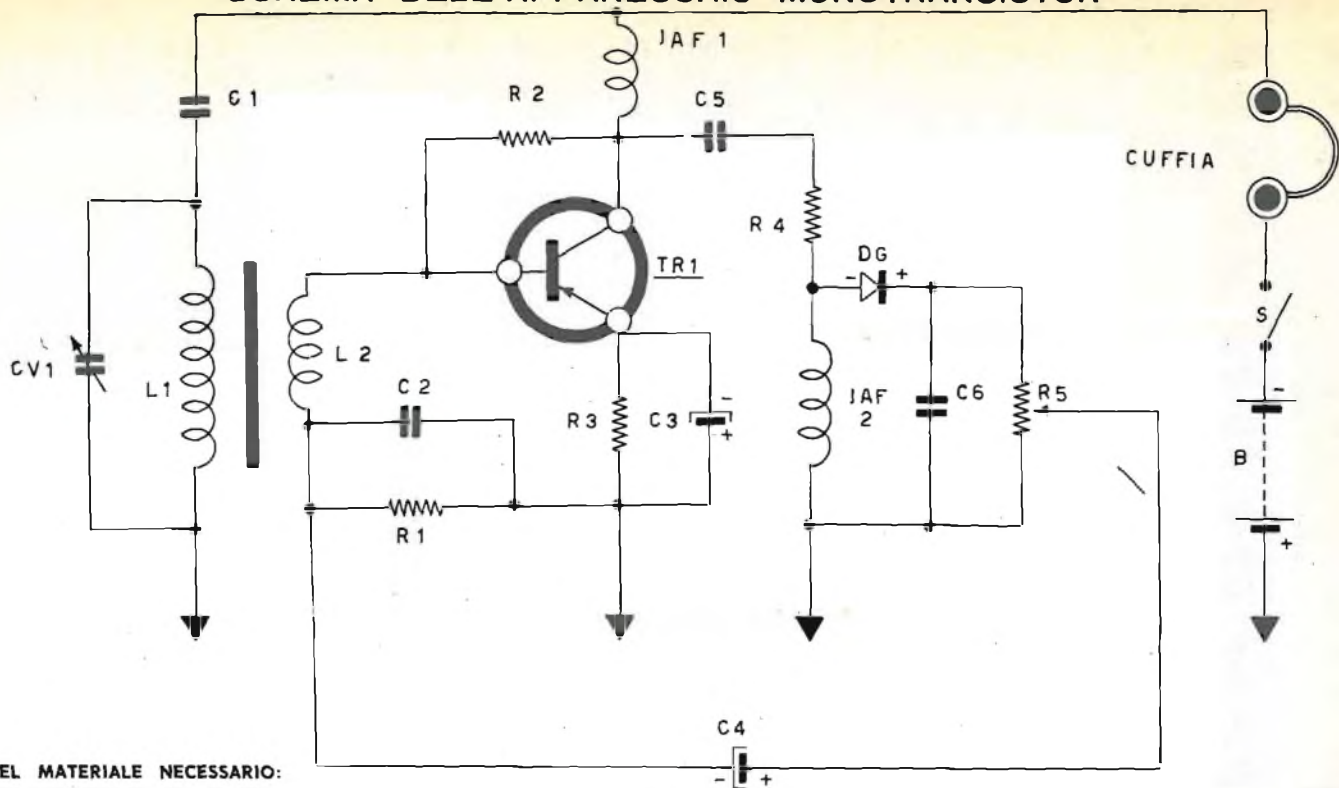
Poichè la reattanza induttiva di L2 è minima in bassa frequenza, l'audio l'attraversa, tornando così al transistor.

I parametri di quest'ultimo sono studiati in modo da offrire un buon compromesso di amplificazione in radiofrequenza e in audiofrequenza cosicchè il segnale a bassa frequenza proveniente dal gruppetto di rivelazione, viene convenientemente amplificato, e non potendo riattraversare C5, perchè la sua piccola capacità oppone una forte reattanza alle frequenze audio, attraversa in piccola parte R2 causando così una controeazione che migliora la riproduzione, e in gran parte JAF1, giungendo alla cuffia.

La piccolissima parte della radiofrequenza residua che riesce a filtrare fino a questo punto e miscelata al segnale audio,

# SCHEMA DELL'APPARECCHIO MONOTRANSISTOR

402



**ELENCO DEL MATERIALE NECESSARIO:**

Tipo	Descrizione	Catalogo GBC	Tipo	Descrizione	Catalogo GBC
CV <sub>1</sub>	Cond. variabile tipo giapponese « PVC » da 80 pF	P/237	DG	Diode al Germanio OA70 . . . . .	
C <sub>1</sub>	Cond. ceramico da 6,8 pF . . . . .	B/11	TR <sub>1</sub>	Transistor tipo OC171 . . . . .	
C <sub>2</sub>	Cond. ceramico da 2 K pF . . . . .	B/12	R <sub>1</sub>	Res. da 10 k Ω ½ W. 20% . . . . .	D/33
C <sub>3</sub>	Cond. microelettrolitico da 50 µF - 6 VL . . . . .	B/333	R <sub>2</sub>	Res. da 220 k Ω ½ W. 20% . . . . .	D/33
C <sub>4</sub>	Cond. microelettrolitico da 50 µF - 6 VL . . . . .	B/333	R <sub>3</sub>	Res. da 1000 Ω ½ W. 20% . . . . .	D/33
C <sub>5</sub>	Cond. a mica 250 pF . . . . .	B/82	R <sub>4</sub>	Res. da 68 Ω ½ W. 20% . . . . .	D/33
C <sub>6</sub>	Cond. a mica 250 pF . . . . .	B/82	R <sub>5</sub>	Micropotenzimetro con interruttore (S) 10 k Ω . . . . .	D/192-8
JAF <sub>1</sub>	Impedenza RF da 1 mH. . . . .		Cuffia	Impedenza 1 k Ω. Auricolare magnetico . . . . .	Q/409
JAF <sub>2</sub>	Come JAF <sub>1</sub> . . . . .		Batteria	9 V miniatura per ricevitori tascabili . . . . .	I-450-1

L1/L2 Avvolgimento doppio su Ferrite miniatura piatta da cm 6 X 2. - Costituito da: Primario (L1) = 64 spire e Secondario (L2) = 8 spire di filo 0,23 mm. - Copertura in cotone.

403

raggiunge la cuffia, data la forte impedenza RF di questa torna al circuito oscillante tramite C1; si ha così, una reazione fissa che migliora grandemente le possibilità di captazione dell'apparecchio.

Montare questo ricevitore è semplicissimo; anzi, il costruttore può sbizzarrirsi a miniaturizzare il complesso, ricavandone una « radio da taschino » o altre soluzioni costruttive simpatiche ed originali; per esempio effettuando il montaggio in una radio-giocattolo o in una scatola di plastica sulla quale può essere applicata la carta di un pacchetto di sigarette King-Size (Embassy, ad esempio) a sua volta ricoperta da uno strato di vernice trasparente di protezione.

In sè e per sè, la filatura non ha alcun particolare notevole: basta tener presenti le solite norme basilari che valgono per tutti i montaggi transistorizzati; ovvero **non** surriscaldare con il saldatore alcuna parte, in particolare il diodo, il transistor, i condensatori C3 e C4.

Tenere presenti le polarità delle parti polarizzate quali C3 e C4, il diodo, la pila.

Tenere distanziati L1/L2 da JAF<sub>2</sub>, ad evitare effetti reattivi incontrollati.

Non fare collegamenti lunghi, arruffati o disordinati, ma, per contro eseguire connessioni dirette e razionali, previste per la **minima** lunghezza: questo è tutto.

La messa a punto del ricevitore può essere inesistente o... infinita.

Essa può essere limitata al solo aggiustamento della bobina sulla Ferrite, per il massimo volume, oppure può essere estesa alla regolazione del valore di ogni

parte per ottenere il massimo rendimento specifico: regolando ad esempio R2 per il migliore compromesso « fedeltà/guadagno », C6 e C2 (condensatori di fuga RF) per i valori che, in aggiunta a C1, danno l'effetto reattivo più stabile e « lineare ».

Può essere regolato R1 per il massimo guadagno... e così via!

In ogni caso, chiariamo subito che i valori marcati nell'elenco del materiale occorrente costituiscono ottimi compromessi, e che gli esperimenti sulle parti descritte non rappresentano che operazioni facoltative: dirette più allo studio dell'elettronica, che al perfezionamento del ricevitore.

Sia che il costruttore abbia il desiderio di condurre le esperienze indicate o che voglia semplicemente far funzionare l'apparecchio, nessun altro accorgimento è necessario.

Chiudiamo dicendo che il ricevitore, come descritto, permette le seguenti prestazioni:

Usato in tasca, senza alcuna antenna esterna, **capta di giorno** i due principali programmi RAI anche in area rumorosa, erogando all'auricolare sufficiente potenza per l'ascolto pieno.

Di sera, la selettività permette il netto distacco di potenti stazioni europee.

Usando un'antenna provvisoria (filo di qualche metro, accoppiato avvolgendolo a un capo della Ferrite, senza alcuna connessione elettrica) il ricevitore capta almeno mezza dozzina di programmi esteri, tra i quali « l'American Network » con sorprendente chiarezza (simile ad una stazione locale).

## I GRANDI DELL'ELETTRICITÀ E DELL'ELETTRONICA

Siamo lieti di invitare tutti i nostri lettori a partecipare ad una nuovissima iniziativa della PHILIPS S.p.A. Si tratta di offrire ai solutori di facilissimi "Quiz" — che a partire da questo fascicolo pubblicheremo successivamente sulla nostra rivista — la possibilità di ricevere **del tutto gratuitamente** delle serie di figurine a tre colori che formeranno alla fine una bellissima collezione (48 figurine) illustrativa delle personalità e delle principali scoperte dei "grandi dell'elettricità e dell'elettronica".

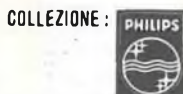
I dieci punti del "Regolamento" spiegano compiutamente la meccanica della collezione.

**Per poter venire in possesso dell'intera collezione occorre risolvere tutti i Quiz: il primo ed il secondo sono pubblicati qui di seguito, gli altri seguiranno nei prossimi numeri.**

Ricordate, gentili lettori, di scrivere il **Vostro** indirizzo sulla cartolina — contenente le soluzioni dei Quiz — che invierete alla Philips.

# 1° QUIZ

## I GRANDI DELL'ELETTRICITA' E DELL'ELETTRONICA



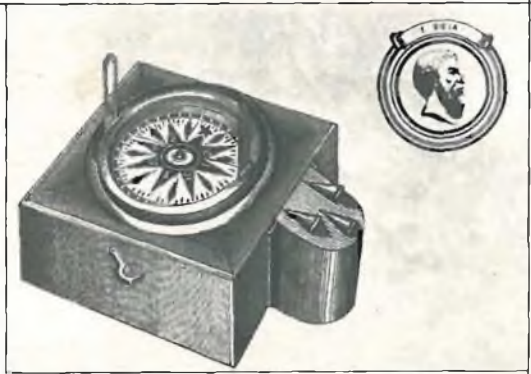
W. GILBERT

## I GRANDI DELL'ELETTRICITA' E DELL'ELETTRONICA



O. V. GUERICKE

## I GRANDI DELL'ELETTRICITA' E DELL'ELETTRONICA



F. GIOIA



COLLEZIONE:

## I GRANDI DELL'ELETTRICITA' E DELL'ELETTRONICA

### Regolamento

- 1) La collezione non dà diritto a premi, non è un concorso il suo valore è insito nell'interesse che essa presenta e nella sua rarità.
- 2) Costa di 48 figurine a tiratura limitata e costituisce la storia dell'evoluzione della scienza e della tecnica in questi settori. A tergo di ognuna è riportata una breve didascalia con i dati dello scienziato e delle sue principali scoperte.
- 3) Chiunque può venire in possesso delle prime 18 figurine inviando a PHILIPS le soluzioni di 6 « quiz ». Ogni « quiz » dà diritto a 3 figurine.
- 4) I 6 quiz appariranno su pubblicazioni tecniche di cultura e d'informazione. La soluzione consiste nel mettere nell'esatto ordine cronologico (secondo l'anno di nascita) i 3 scienziati presentati nel quiz.
- 5) Tutti coloro che risulteranno in possesso delle prime 18 figurine riceveranno automaticamente e gratuitamente le successive figurine dal 19 al 36.
- 6) Attraverso successivi 4 quiz, pubblicati a notevole distanza di tempo dai precedenti, 6, si potrà venire in possesso delle figurine dal 37 al 48.
- 7) Tutti i collezionisti verranno catalogati in schede e nessuno potrà ricevere per la seconda volta i gruppi di figurine di cui risultino in possesso.
- 8) La collezione potrà ovviamente aver luogo anche attraverso il libero scambio con coloro che pur trovandosi in possesso di uno o più gruppi di figurine, non intendano completare la collezione.
- 9) La Soc. PHILIPS studierà in seguito l'opportunità di realizzare un « album » per la raccolta delle 48 figurine, contenente anche una breve storia dell'elettronica e dell'elettricità.
- 10) Nessuna responsabilità, di nessuna natura, può essere addebitata alla Soc. PHILIPS, così come il partecipare all'iniziativa non dà, ad alcuno, diritti di sorta.

### NON E' UN CONCORSO A PREMI:

è il disinteressato contributo offerto da una Società di fama internazionale che basa il proprio sviluppo sulla Ricerca Scientifica. Contributo alla conoscenza di coloro che, in tutte le epoche, hanno permesso e permettono di raggiungere risultati che assicurano all'uomo una vita migliore.

# PHILIPS

### TUTTI RICEVERANNO **GRATUITAMENTE** QUESTE TRE FIGURINE

inviando a PHILIPS Ufficio 115 piazza IV novembre 3 milano

una cartolina postale sulla quale figurino i nomi dei tre scienziati del presente annuncio, trascritti nell'esatto ordine cronologico (secondo l'anno di nascita):

1° .....

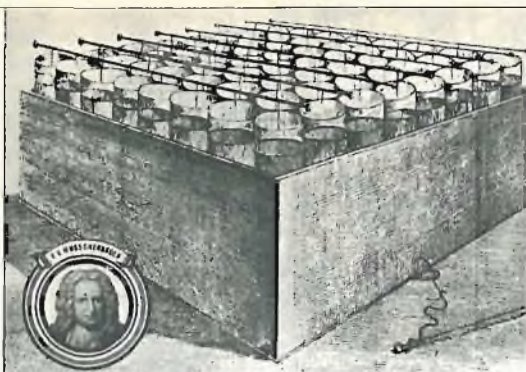
2° .....

3° .....



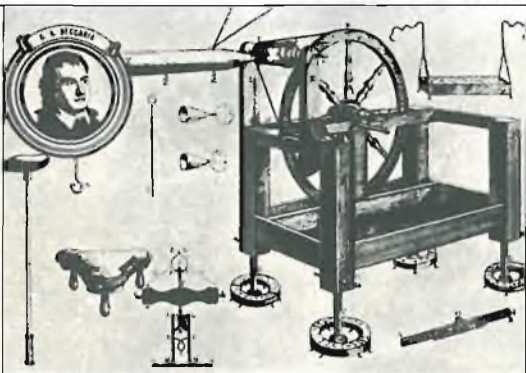
2° QUIZ

I GRANDI  
DELL'ELETTRICITA'  
E  
DELL'ELETTRONICA



P. V. MUSSCHENBROEK

I GRANDI  
DELL'ELETTRICITA'  
E  
DELL'ELETTRONICA



G. B. BECCARIA

I GRANDI  
DELL'ELETTRICITA'  
E  
DELL'ELETTRONICA



B. FRANKLIN



COLLEZIONE:

I GRANDI  
DELL'ELETTRICITA' E  
DELL'ELETTRONICA

Regolamento

- 1) La collezione non dà diritto a premi, non è un concorso. Il suo valore è insito nell'interesse che essa presenta e nella sua rarità.
- 2) Costa di 48 figurine a tiratura limitata e costituisce la storia dell'evoluzione della scienza e della tecnica in questi settori. A tergo di ognuna è riportata una breve didascalia con i dati dello scienziato e delle sue principali scoperte.
- 3) Chiunque può venire in possesso delle prime 18 figurine inviando a PHILIPS le soluzioni di 6 "quiz". Ogni "quiz" dà diritto a 3 figurine.
- 4) I 6 quiz appariranno su pubblicazioni tecniche, di cultura e d'informazione. La soluzione consiste nel mettere nell'esatto ordine cronologico (secondo l'anno di nascita) i 3 scienziati presentati nel quiz.
- 5) Tutti coloro che risulteranno in possesso delle prime 18 figurine riceveranno automaticamente e gratuitamente le successive figurine dal 19 al 36.
- 6) Attraverso successivi 4 quiz, pubblicati a notevole distanza di tempo dai precedenti 6, si potrà venire in possesso delle figurine dal 37 al 48.
- 7) Tutti i collezionisti verranno catalogati in schede, e nessuno potrà ricevere per la seconda volta i gruppi di figurine di cui risultino in possesso.
- 8) La collezione potrà ovviamente aver luogo anche attraverso il libero scambio con coloro che, pur trovandosi in possesso di uno o più gruppi di figurine, non intendano completare la collezione.
- 9) La Soc. PHILIPS studierà in seguito l'opportunità di realizzare un "album" per la raccolta delle 48 figurine, contenente anche una breve storia dell'elettronica e dell'elettricità.
- 10) Nessuna responsabilità, di nessuna natura, può essere addebitata alla Soc. PHILIPS; così come il partecipare all'iniziativa non dà, ad alcuno, diritti di sorta.

NON E' UN CONCORSO A PREMI:

è il disinteressato contributo offerto da una Società di fama internazionale che basa il proprio sviluppo sulla Ricerca Scientifica. Contributo alla conoscenza di coloro che, in tutte le epoche, hanno permesso e permettono di raggiungere risultati che assicurano all'uomo una vita migliore.

TUTTI RICEVERANNO **GRATUITAMENTE**  
QUESTE TRE FIGURINE

inviando a PHILIPS Ufficio 115  
piazza IV novembre 3 milano

una cartolina postale sulla quale figurino i nomi dei tre scienziati del presente annuncio, trascritti nell'esatto ordine cronologico (secondo l'anno di nascita):

1" .....

2" .....

3" .....

**PHILIPS**



# NOTIZIE TECNICHE DAL MONDO

Da una inchiesta svolta dalla Radiotelevisione Svizzera, risulta che su 521.000 automobilisti svizzeri in possesso di vettura propria, il 31% ossia 161.000 automobilisti ascoltano la radio in macchina. L'82% degli apparecchi portatili sono a transistor. Cosa ascoltano gli automobilisti? Il 61% la musica leggera, il 45% le canzoni, il 38% i notiziari di informazione, il 32% lo stato delle strade, il 12% la musica classica.

Attualmente il Giappone costruisce 12 milioni di radiorecettori ogni anno. Gli Stati Uniti 7,5 milioni; la Germania 2,5 milioni; la Francia e l'Inghilterra 3,5 milioni.

« Parla la Voce dell'America. Gli Stati Uniti sono in guerra da 79 giorni. Ogni giorno, a quest'ora, vi parleremo dell'America e della guerra... Le notizie potranno essere buone o cattive... Vi diremo la verità ».

Con queste parole il 24 febbraio 1942 iniziò la prima trasmissione radiofonica di La Voce dell'America che festeggia quest'anno il suo ventesimo anno di vita. Oggi migliaia di ore di programmi preparati da La Voce dell'America vengono diffusi dalle stazioni radio di tutto il mondo, fornendo ai popoli di ogni nazione informazioni sulla politica e sul sistema di vita americano. La Voce dell'America diffonde così 749 ore di trasmissioni alla settimana su Onde Corte in 37 lingue con una media di oltre 4 programmi contemporanei. Per l'Italia questa trasmissione va in onda sul Programma Nazionale ogni mercoledì alle 16,30.

« Noi celebriamo con orgoglio — ha detto il Segretario di Stato Americano Dean Rusk — il ventesimo anniversario di La Voce dell'America, una delle più vecchie tra le moderne iniziative americane nel settore delle informazioni internazionali... Fiducioso nel futuro del nostro Paese e degli uomini liberi in tutto il mondo, sono sicuro che celebriamo ancora molti di questi felici anniversari ».

Il 4 luglio 1962 la stazione Rai di Milano trasmetterà, per radio, un programma di eccezionale interesse per gli amatori della musica operistica e sinfonica: un concerto diretto dal Maestro Egizio Massimi, Primo direttore d'orchestra del Teatro dell'Opera di Bucarest (Romania).

Il Maestro Massimi, romeno di origine italiana è una delle massime autorità in campo artistico dell'Europa orientale. Basti qualche accenno alla sua lunga e brillante carriera, coronata dall'insignimento al titolo di Maestro Emerito dell'Arte della Repubblica Popolare Romana: egli ricopre la carica di Primo Direttore d'Orchestra di Bucarest dal 1914; dal 1922 al 1923 è stato Primo Direttore della Volksoper di Vienna, dove ha diretto in prima assoluta per l'Austria il Boris Godunoff. Ha diretto innumerevoli opere e concerti in Ungheria, Polonia, Bulgaria, Grecia, Turchia, Jugoslavia.

Nell'Unione Sovietica ha diretto anche recentemente opere russe, tedesche e italiane nonché concerti di gala al Teatro Bolscoi di Mosca. In Romania mette in scena tutto il repertorio italiano.

La sopra accennata trasmissione radiofonica da Milano sarà la prima prestazione artistica del Maestro Massimi nella sua patria d'origine: siamo lieti di darne l'annuncio, esprimendo l'augurio che questo grande Maestro venga chiamato sovente, d'ora in poi, in Italia, nel quadro degli scambi culturali italo-romeni, e che egli possa accedere al podio dei nostri massimi teatri lirici.

Frattanto invitiamo i nostri lettori a non lasciarsi sfuggire il programma radiofonico che a tempo opportuno verrà precisato dalla stampa qualificata.

Il periodico « TV International » rileva che più del 27% delle navi italiane sono fornite di apparecchi TV: molte navi italiane sono in grado di intercettare i programmi nazionali durante i viaggi che hanno come meta i porti nord e sud americani. Le navi che fanno servizio Italia-Spagna, sono in grado di ricevere programmi spagnoli, italiani e francesi.

Una ditta britannica mette in vendita un apparecchio accessorio per ricevitori radio ordinari, magnetofoni e giradischi. Con questo apparecchio si ha l'impressione di una trasmissione stereofonica. E' una cassetina quadrata di 9 cm di lato collegata con cavi all'apparecchio ricevente o riproduttore. Per ascoltare un pezzo « stereofonicamente » è necessario un secondo altoparlante che si applica facilmente alla cassetina. In questo apparecchio detto « stereophoner » avviene uno spostamento di base, cosicchè nei due altoparlanti si generano due onde sonore immediatamente susseguenti e ne risulta una impressione di suono stereofonico.

La decisione della RTF di accettare la convenzione dello standard a 625 linee è stata salutata con grande soddisfazione dagli altri Paesi europei. La convenzione dello standard semplificherà molto e ageverà lo scambio dei programmi nell'ambito dell'Eurovisione.

# EMISSIONE FOTOELETTRICA

dalla serie di diapositive  
a colori " PHILIPS „

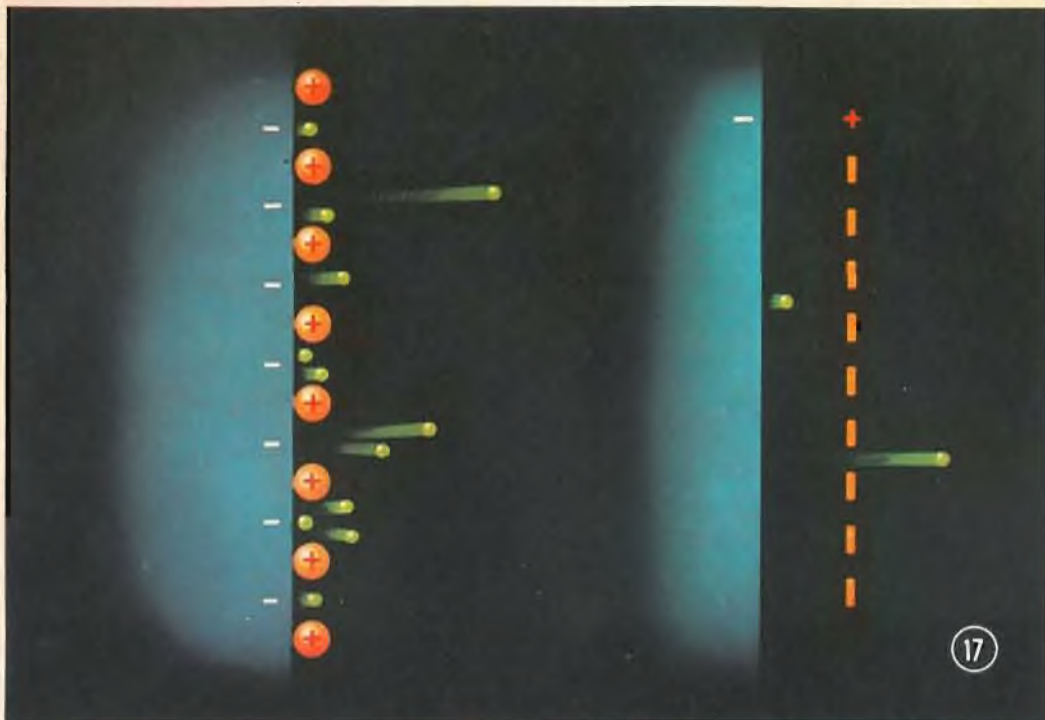


Tavola 17 - ABBASSAMENTO DEL POTENZIALE DI ESTRAZIONE (1)

L'antimoniuro di cesio delle due precedenti illustrazioni continua ad emettere elettroni anche sotto l'influenza di luce giallo-verde. I quanti « rossi », invece, non hanno energia sufficiente per estrarre elettroni da questo materiale. Si è riusciti, comunque, a preparare catodi fotosensibili anche al rosso e all'infrarosso. Gli strati di cui sono ricoperti questi catodi debbono poter cedere elettroni con estrema facilità. Ciò può essere ottenuto abbassando il potenziale di estrazione.

A tale scopo si creano, artificialmente, sulla superficie del metallo due strati di cariche elettriche opposte. Per far ciò si evapora su una piastrina di tungsteno un po' di cesio; tanto poco che gli atomi di cesio formino sulla piastrina di tungsteno uno strato spesso come le dimensioni di un atomo (strato monoatomico), rappresentato, in figura, da sferette arancione.

Gli atomi di cesio hanno nel loro strato esterno un elettrone legato all'atomo piuttosto debolmente. L'atomo di cesio cede, infatti, facilmente quest'elettrone al tungsteno.

Dopo questa cessione, ogni atomo di cesio diventa un ione positivo, mentre il tungsteno, avendo assorbito l'elettrone del cesio, risulta caricato negativamente.

Gli atomi di cesio (ioni positivi), sono quindi trattenuti sulla superficie del tungsteno (negativa); si formano, in tal modo, come due strati di cariche elettriche opposte funzionanti a mo' di un condensatore: il tungsteno funge da armatura negativa, e il cesio da armatura positiva. L'armatura formata dagli atomi di cesio, risulta, in realtà, perforata (figura a destra) ma ciò non influisce sull'efficacia dell'« effetto condensatore ».

Pertanto, un elettrone libero che si muova nel tungsteno con una certa velocità verso la superficie e riesca ad uscire, entra successivamente nel campo elettrico di questo « apparente condensatore »; qui le forze del campo hanno una direzione che tende ad aumentare la velocità dell'elettrone. Sotto l'influsso di questa accelerazione, l'elettrone può passare attraverso le fessure interatomiche dello strato di cesio, raggiungere lo spazio esterno, e di qui muoversi liberamente sotto l'influenza dei campi elettrici esterni.

Questo accorgimento fa sì che possano uscire dal metallo (tungsteno) anche quegli elettroni che per la loro insufficiente velocità non potrebbero mai sortir fuori.

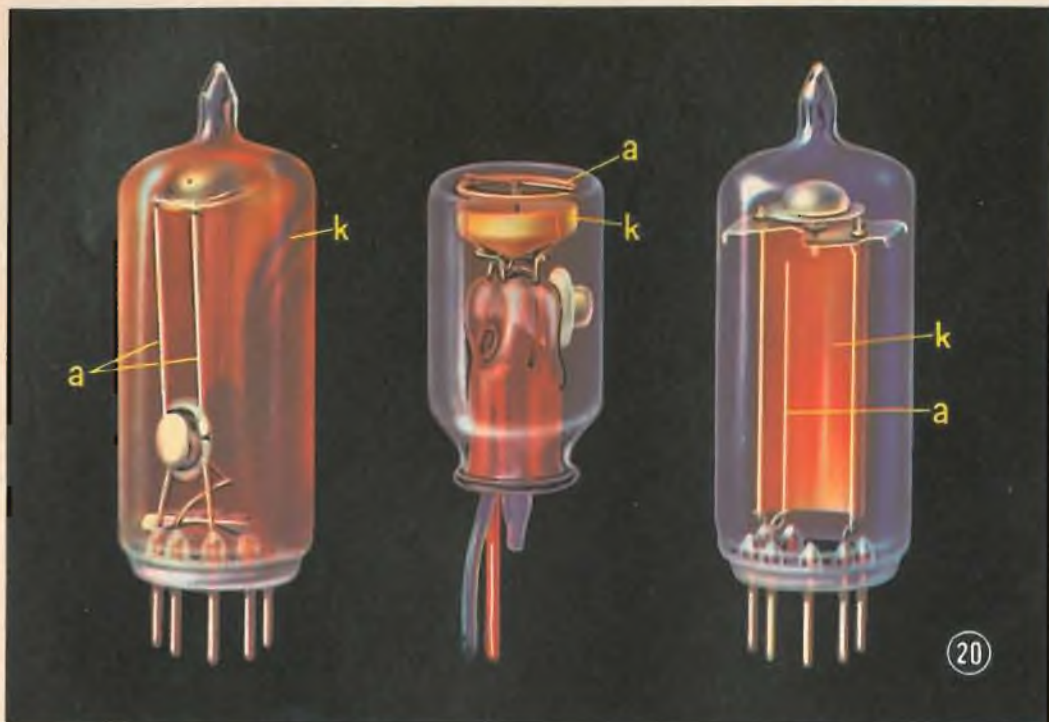


Tavola 20 - **REALIZZAZIONE PRATICA DI ALCUNE FOTOCPELLULE**

Questa tavola illustra l'esecuzione pratica di alcuni tipi di fotocellule. La fotocellula a destra è provvista di un catodo **k** ricoperto di uno strato come quello descritto alla tav. 19. L'anodo **a** è costituito da un'asticciola posta di fronte al catodo. Il piccolo serbatoio rotondo sopra il catodo, contiene il cesio.

Questa fotocellula è sensibile alle radiazioni rosse e infrarosse. La ripartizione spettrale della sensibilità è all'incirca quella indicata nella tav. 14 dalla curva tracciata per un catodo formato da  $\text{Ag-O-C}_s$ .

La fotocellula al centro indica un'altra esecuzione della stessa cellula (fotocellula per illuminazione in testa). Il catodo **k** si trova in alto, sovrastato dall'anodo **a** a forma di anello. Questa fotocellula ha la stessa sensibilità spettrale della precedente.

Il collegamento elettrico esterno con l'anodo e il catodo, è effettuato per mezzo di conduttori volanti e non per mezzo di piedini come nella fotocellula indicata a destra.

A sinistra è raffigurata una fotocellula con catodo di antimoniuro di cesio simile a quello descritto nelle tav. 15 e 16.

Lo strato fotosensibile **k** è depositato sulla parete di vetro dell'ampolla. La sensibilità spettrale corrisponde alla curva indicata nella tav. 14 per catodi formati da  $\text{C}_{s_2}$  Sb-O-C<sub>s</sub>. Questo tubo è pertanto sensibile alla luce azzurra e verde. L'anodo è formato da due asticciole **a**. La costruzione di questo tipo di fotocellula si differenzia da quella delle due precedenti in quanto, il piccolo serbatoio fra le due asticciole dell'anodo, contiene antimonio, e il serbatoio disposto sopra le asticciole anodiche contiene cromato di cesio. Queste sostanze riscaldate evaporano e depositandosi formano lo strato fotosensibile del catodo.

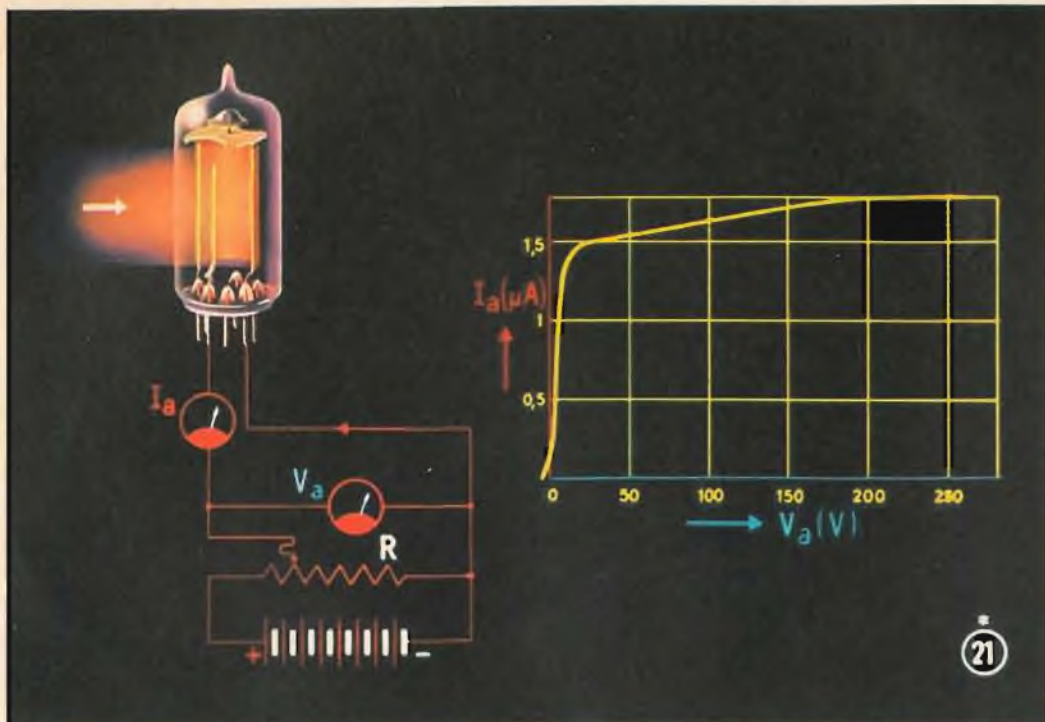


Tavola 21 - CURVA CARATTERISTICA  $I_a/V_a$  DI UNA FOTOCELLULA

Per rilevare la curva caratteristica  $I_a/V_a$  di una fotocellula, si realizza un circuito come indicato a sinistra nella tavola. Tra anodo e catodo si stabilisce una tensione regolabile a mezzo della resistenza variabile  $R$ . I valori della tensione anodica  $V_a$  e della corrente anodica  $I_a$  si possono leggere sugli strumenti di misura. Si illumina il catodo per mezzo di una lampada ad incandescenza campione, di cui siano esattamente conosciute l'intensità luminosa e la temperatura di colore del filamento. Si varia la tensione anodica  $V_a$  (mantenendo costante il flusso luminoso sul catodo) e si annotano i corrispondenti valori di  $I_a$ .

Si ottiene così la curva indicata a destra. Si può osservare come tra anodo e catodo circoli una debole corrente anche per un trascurabile valore di tensione anodica negativo. Ciò è da attribuire al fatto che, alcuni degli elettroni emessi, (vedi tav. 12), hanno velocità tanto grande da superare il campo elettrico opposto e raggiungere l'anodo. Questa corrente, in pratica, si trascura.

Anche quando il catodo non è illuminato si può riscontrare una debolissima corrente tra catodo e anodo, detta **corrente di oscurità**. Essa può essere dovuta:

- 1) a correnti di dispersione attraverso il vetro tra catodo e anodo;
- 2) a fenomeni di termoemissione del catodo;
- 3) a bombardamento del catodo da parte di ioni positivi, dovuti, ad esempio, a gas residui.

La corrente d'oscurità è debolissima e quindi quasi sempre trascurabile.

Si nota inoltre che, fra 0 e 20, la corrente aumenta fortemente con la tensione, poi raggiunge la **zona di saturazione**.

Come risulta dalla curva, anche nella zona di saturazione, la corrente continua, sia pure leggermente, ad aumentare. Ciò è da attribuire all'**effetto Schottky**, che come abbiamo visto (tav. 18), tende ad abbassare il potenziale di estrazione, e quindi ad aumentare il numero degli elettroni emessi, cioè l'intensità della corrente fotoelettronica.

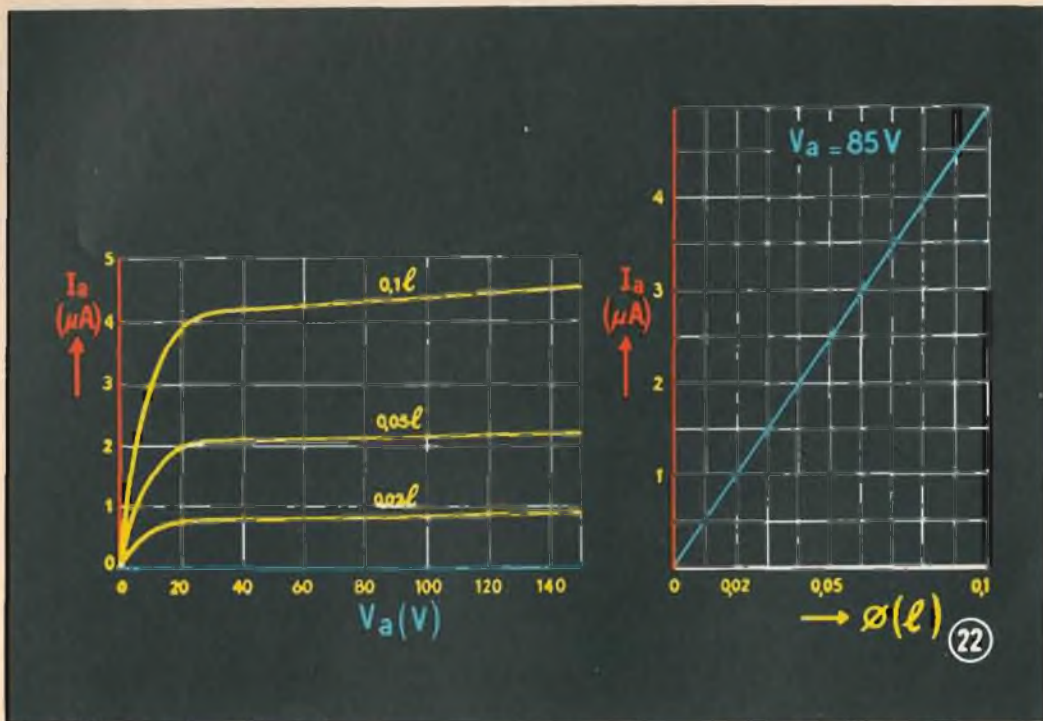


Tavola 22 - CORRENTE ANODICA IN FUNZIONE DELLA TENSIONE ANODICA E DEL FLUSSO LUMINOSO

Vengono qui riprodotte, a sinistra, alcune curve caratteristiche  $I_a/V_a$  ricavate per differenti flussi luminosi. Come si vede, quanto maggiore è il flusso incidente sul catodo, tanto maggiore è il numero di elettroni emessi. A destra è indicata la relazione tra la corrente anodica ( $I_a$ ), e il flusso ( $\varnothing$ ) per una tensione anodica fissa ( $V_a = 85 V$ ). Come già visto (tav. 11), la corrente anodica è direttamente proporzionale al flusso luminoso. Le caratteristiche riprodotte sono quelle di una fotocellula d'uso comune scelta a caso.

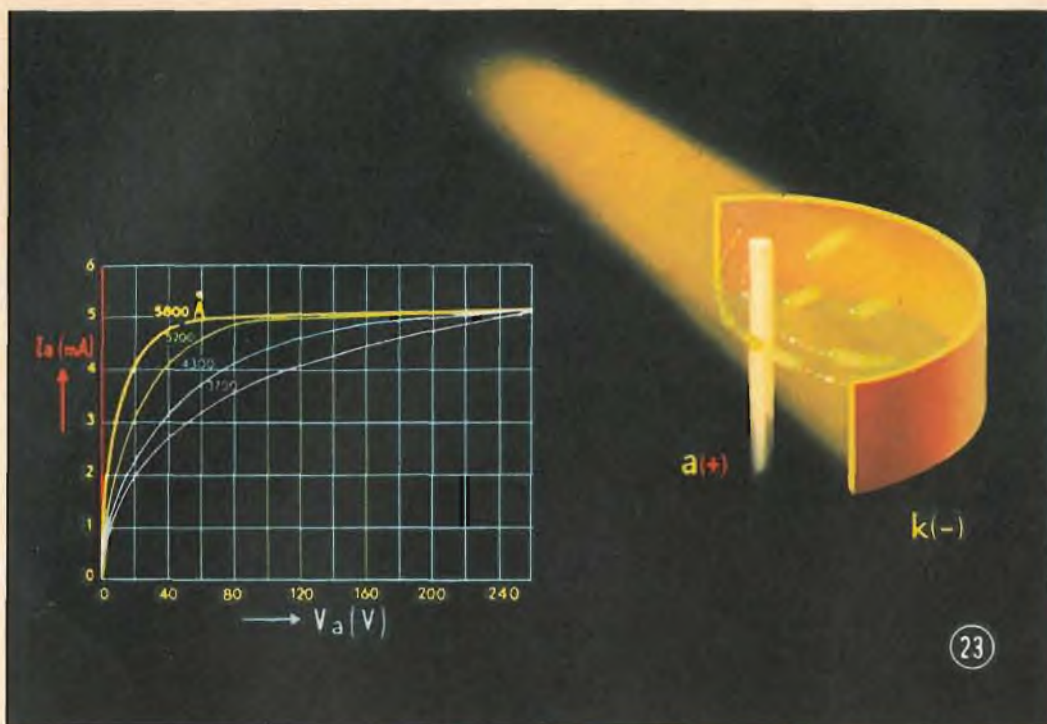


Tavola 23 - INFLUENZA DEL COLORE DELLA LUCE SULLA CARATTERISTICA  $I_a/V_a$

In molte fotocellule, l'anodo, per poter trattenere il minimo di luce possibile, ha la forma di una sottile asticciola.

Ciò però, comporta l'inconveniente che, a basse tensioni anodiche, alcuni elettroni veloci provenienti dal catodo (k), oltrepassano l'anodo andando a colpire la parete di vetro, oppure addirittura il catodo. In questo caso, maggiore sarà la tensione applicata sull'asticciola (tensione anodica) e minore sarà la probabilità che alcuni elettroni, passando davanti o dietro ad essa, non vengano attratti dall'asticciola stessa.

Se, però, il catodo è colpito da fotoni di luce azzurra, dotati di grande energia, ( $\lambda = 3700 \text{ \AA}$ ), gli elettroni emessi saranno più veloci di quelli liberati da quanti di luce gialla ( $\lambda = 5800 \text{ \AA}$ ), che notoriamente sono dotati di minor energia. In questo caso, a parità di tensione applicata sull'asticciola (anodo), gli elettroni estratti dal catodo da quanti di luce azzurra saranno più veloci e quindi difficilmente saranno catturati dall'asticciola, mentre gli elettroni estratti da quanti di luce gialla saranno meno veloci, e quindi più facilmente «afferrabili» dalla tensione presente sull'asticciola. Ciò si può notare sui grafici, a sinistra, dove per un dato valore di tensione anodica si hanno differenti intensità di corrente anodica a seconda del diverso colore della luce incidente.



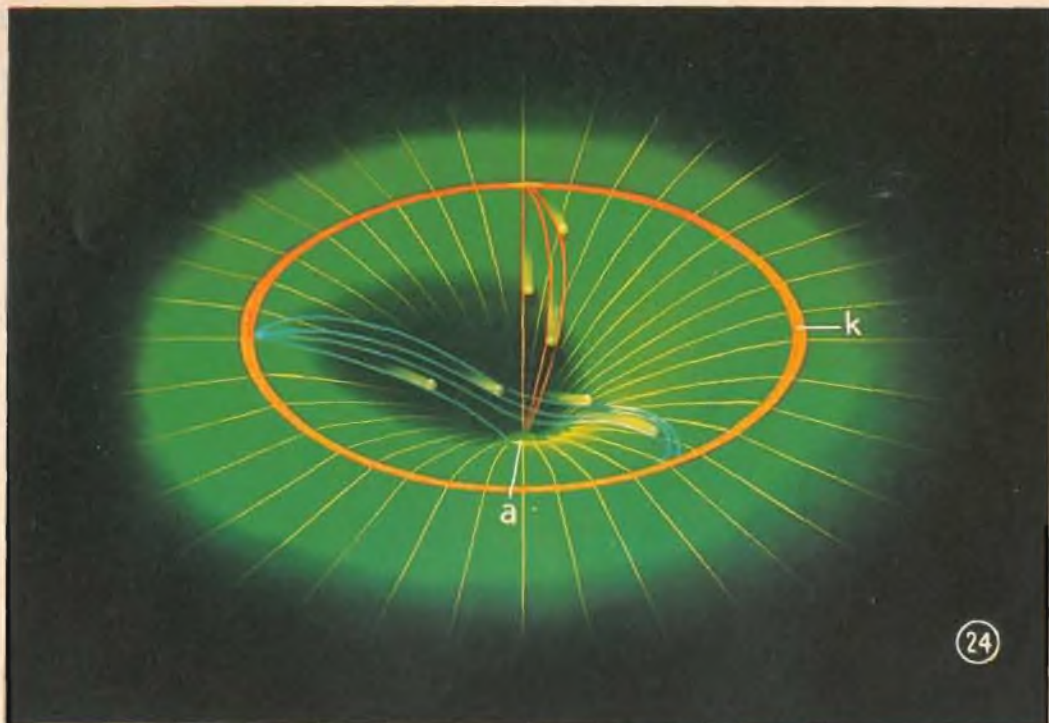


Tavola 24 - **INFLUENZA DEL COLORE DELLA LUCE SULLA FOTOEMISSIONE DIMOSTRATA MEDIANTE IL PARAGONE MECCANICO DELLA MEMBRANA ELASTICA**

L'effetto del colore della luce sull'intensità della fotoemissione illustrata nella tav. 23, può essere meglio spiegato mediante un paragone meccanico realizzato con una membrana elastica tesa su di un anello. La membrana, fissata su un anello metallico, viene « tirata » al centro, verso il basso, mediante un'asta metallica (non rappresentata in figura). L'anello rappresenta il catodo (**k**); l'asta centrale, l'anodo (**a**). Un catodo semicilindrico sarebbe più aderente alla costruzione reale della fotocellula, ma renderebbe poco chiaro il paragone meccanico; per questo si è scelto l'anello intero.

Al posto degli elettroni, si impiegano sferette di acciaio. La forza di gravità che fa rotolare le sferette al centro della membrana (anodo) sostituisce, in questo paragone, la tensione positiva applicata all'asticciola (anodo) della fotocellula vera. Pertanto, il dislivello tra il bordo della membrana elastica e il centro della medesima può, a buon diritto, rappresentare la differenza di tensione esistente tra anodo (**a**) e catodo (**k**) della fotocellula. Le linee verde-chiaro disegnate sulla membrana, hanno l'unico scopo di far risultare meglio la deformazione della membrana, e quindi il « dislivello meccanico ». Lasciando rotolare liberamente una sferetta posta sul bordo della membrana, questa andrà al centro della membrana stessa (anodo). Se però, alla sferetta che si trova sull'orlo della membrana si dà una spinta pressoché tangenziale può darsi che la direzione e la velocità acquistata dalla sferetta in seguito a questa spinta facciano sì che la sferetta « oltrepassi » il centro della membrana (anodo) senza cadervi dentro. Le traiettorie segnate in azzurro sono quelle percorse dalle sfere spinte tangenzialmente e corrispondenti, nelle fotocellule, agli elettroni « veloci » estratti dal catodo da fotoni azzurri ad elevato contenuto energetico; le traiettorie indicate in rosso sono quelle percorse dalle sferette lasciate cadere liberamente dal bordo al centro della membrana e corrispondono, nelle fotocellule, a quegli elettroni « poco veloci » estratti dal catodo da fotoni « rossi » a basso contenuto energetico.

(continua)

# SM/1119



## SCATOLA DI MONTAGGIO DI UN TELEVISORE UHF VHF 19"

**N**el numero 1 del 1961, descrivemmo un ricevitore TV da 23" veramente di classe, atto alla ricezione sia del primo che del secondo programma; con questo ritenevamo di aver soddisfatto la legittima aspettativa dei nostri Lettori e di poter dedicare ad altri articoli tutta la nostra attività.

Illusione, ci sono arrivate in questi ultimi tempi molte lettere di montatori che ci chiedevano: Quando verrà fuori il nuovo 19"? Ci fate avere almeno lo schema di principio? - E' vero che avete realizzato una nuova scatola di montaggio TV? - Riceve anche il II programma? ecc.

Ma cari amici, sapete dirci attraverso quale quinta colonna avete avuto simili

anticipazioni? E si che ce l'abbiamo messa tutta per mantenere il segreto; macchè, sentivamo di continuo aleggiare attorno a noi, come una cappa, l'occhio indiscreto di un quinto colonnista senza riuscire mai ad individuarlo.

Oggi finalmente, terminato l'ultimo montaggio, ed eseguita l'ultima prova, siamo in grado di soddisfare l'aspettativa dei nostri amici presentando l'SM/1119,, un apparecchio perfetto, stabile e sensibile, il Vostro apparecchio insomma.

Esso discende dal precedente SM/2003, a parte infatti il cinescopio, che nel nostro caso è un 19" del tipo ultrapiatto, anche questo apparecchio comprende 16 valvole, due diodi al germanio OA 79, e due raddrizzatori al silicio OA 210 (IS 1695).

Il 4 luglio 1962 la stazione Rai di Milano trasmetterà, per radio, un programma di eccezionale interesse per gli amatori della musica operistica e sinfonica: un concerto diretto dal Maestro Egizio Massimi, Primo direttore d'orchestra del Teatro dell'Opera di Bucarest (Romania).

Il Maestro Massimi, romeno di origine italiana è una delle massime autorità in campo artistico dell'Europa orientale. Basti qualche accenno alla sua lunga e brillante carriera, coronata dall'insignimento al titolo di Maestro Emerito dell'Arte della Repubblica Popolare Romana: egli ricopre la carica di Primo Direttore d'Orchestra di Bucarest dal 1914; dal 1922 al 1923 è stato Primo Direttore della Volksoper di Vienna, dove ha diretto in prima assoluta per l'Austria il Boris Godunoff. Ha diretto innumerevoli opere e concerti in Ungheria, Polonia, Bulgaria, Grecia, Turchia, Jugoslavia.

Nell'Unione Sovietica ha diretto anche recentemente opere russe, tedesche e italiane nonchè concerti di gala al Teatro Bolscioi di Mosca. In Romania mette in scena tutto il repertorio italiano.

La sopra accennata trasmissione radiofonica da Milano sarà la prima prestazione artistica del Maestro Massimi nella sua patria d'origine: siamo lieti di darne l'annuncio, esprimendo l'augurio che questo grande Maestro venga chiamato sovente, d'ora in poi, in Italia, nel quadro degli scambi culturali italo-romeni, e che egli possa accedere al podio dei nostri massimi teatri lirici.

Frattanto invitiamo i nostri lettori a non lasciarsi sfuggire il programma radiofonico che a tempo opportuno verrà precisato dalla stampa qualificata.

Il periodico « TV International » rileva che più del 27% delle navi italiane sono fornite di apparecchi TV: molte navi italiane sono in grado di intercettare i programmi nazionali durante i viaggi che hanno come meta i porti nord e sud americani. Le navi che fanno servizio Italia-Spagna, sono in grado di ricevere programmi spagnoli, italiani e francesi.

Una ditta britannica mette in vendita un apparecchio accessorio per ricevitori radio ordinari, magnetofoni e giradischi. Con questo apparecchio si ha l'impressione di una trasmissione stereofonica. E' una cassetina quadrata di 9 cm di lato collegata con cavi all'apparecchio ricevente o riproduttore. Per ascoltare un pezzo « stereofonicamente » è necessario un secondo altoparlante che si applica facilmente alla cassetina. In questo apparecchio detto « stereophoner » avviene uno spostamento di base, cosicchè nei due altoparlanti si generano due onde sonore immediatamente susseguenti e ne risulta una impressione di suono stereofonico.

La decisione della RTF di accettare la convenzione dello standard a 625 linee è stata salutata con grande soddisfazione dagli altri Paesi europei. La convenzione dello standard semplificherà molto e agevolerà lo scambio dei programmi nell'ambito dell'Eurovisione.

# SM/1119



## SCATOLA DI MONTAGGIO DI UN TELEVISORE UHF VHF 19"

**N**el numero 1 del 1961, descrivemmo un ricevitore TV da 23" veramente di classe, atto alla ricezione sia del primo che del secondo programma; con questo ritenevamo di aver soddisfatto la legittima aspettativa dei nostri Lettori e di poter dedicare ad altri articoli tutta la nostra attività.

Illusione, ci sono arrivate in questi ultimi tempi molte lettere di montatori che ci chiedevano: Quando verrà fuori il nuovo 19"? Ci fate avere almeno lo schema di principio? - E' vero che avete realizzato una nuova scatola di montaggio TV? - Riceve anche il II programma? ecc.

Ma cari amici, sapete dirci attraverso quale quinta colonna avete avuto simili

anticipazioni? E si che ce l'abbiamo messa tutta per mantenere il segreto; macché, sentivamo di continuo aleggiare attorno a noi, come una cappa, l'occhio indiscreto di un quinto colonnista senza riuscire mai ad individuarlo.

Oggi finalmente, terminato l'ultimo montaggio, ed eseguita l'ultima prova, siamo in grado di soddisfare l'aspettativa dei nostri amici presentando l'SM/1119,, un apparecchio perfetto, stabile e sensibile, il Vostro apparecchio insomma.

Esso discende dal precedente SM/2003, a parte infatti il cinescopio, che nel nostro caso è un 19" del tipo ultrapiatto, anche questo apparecchio comprende 16 valvole, due diodi al germanio OA 79, e due raddrizzatori al silicio OA 210 (IS 1695).

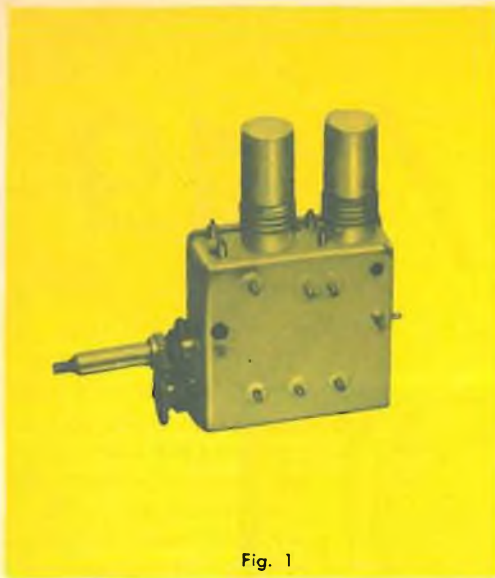


Fig. 1

Tra le principali parti staccate che lo compongono, sono da notare:

- 1) Gruppo sintonizzatore UHF tipo M/418 fig. 1 che monta due triodi EC 86.
- 2) Gruppo sintonizzatore VHF tipo M/792 fig. 2 funzionante con triodo pentodo 6CG8A ed un triodo EC 97.
- 3) Telaio video-audio M/386 fig. 3 che impiega n. 3 valvole 6CB6 una 6AU8, una 6AU6, una ECL 82 e due diodi al germanio OA79 montati per la rivelazione a rapporto del segnale F.M. audio.

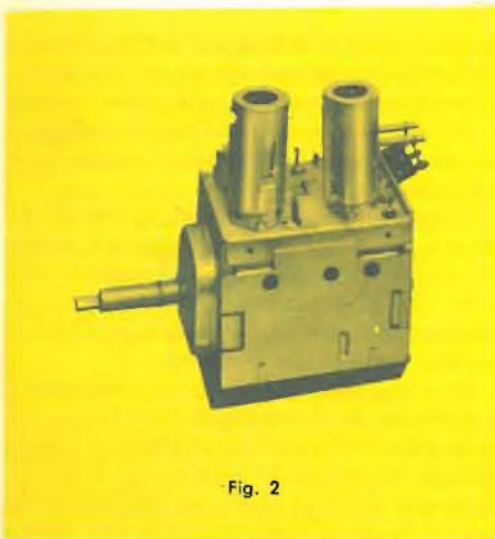


Fig. 2

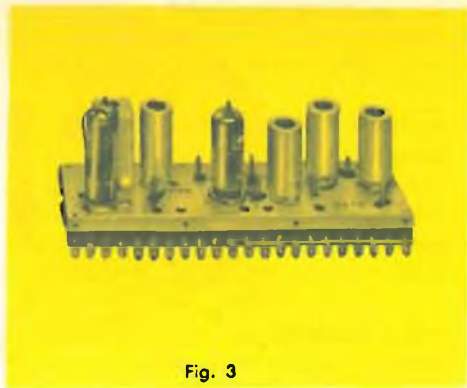


Fig. 3

- 4) Telaio di sincronismo verticale M/388 fig. 4 che monta un triodo-pentodo ECL82.
- 5) Telaio per il sincronismo orizzontale tipo M/387 fig. 5 che comprende due doppi-triodi 6SN7 GTB.

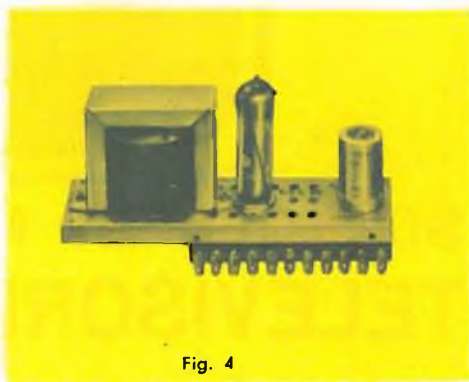


Fig. 4

- 6) Trasformatore d'uscita orizzontale e di EAT M/389 fig. 6 che impiega come raddrizzatore il diodo 1 G 3.

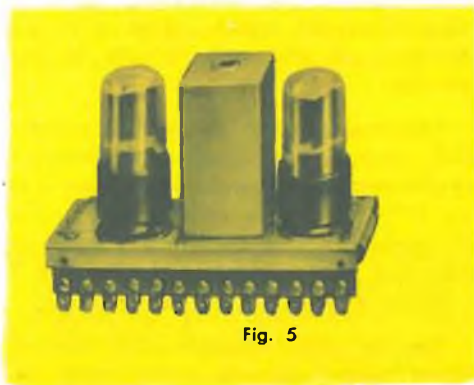


Fig. 5



Fig. 6

### Montaggio meccanico

Il montaggio meccanico va effettuato fissando le singole parti su tre distinti telai dei quali, uno, comprende oltre i tre potenziometri che comandano: la « LUMINOSITA' », il « VOLUME » ed il « CONTRASTO », i due gruppi sintonizzatori VHF ed UHF e la tastiera di commutazione, il secondo comprende: i potenziometri per le frequenze orizzontali e verticali, quello della sensibilità, la basetta per i collegamenti delle antenne UHF e VHF, quella a 9 posti nonchè l'impedenza di filtro.

La fig. 7 mostra, come esse vanno disposte sul primo telaio e la fig. 8, i collegamenti che in un secondo tempo dovranno essere effettuati.

Si comincerà quindi col montare i tre potenziometri scegliendo per la:

LUMINOSITA'	quello da	0,25 MΩ
VOLUME	quello da	0,50 MΩ
CONTRASTO	quello da	600 Ω

Quindi, impiegando le apposite viti ed i distanziatori, si fissi a fianco dei potenziometri la tastiera a tre pulsanti.

Il gruppo M/418 va montato sulla parte superiore del pannello frontale.

Il sintonizzatore VHF dovrà invece essere montato nella parte bassa del telaio a mezzo di tre viti eseguendo poi un fissaggio ben rigido e sicuro.

I comandi di cui sopra, che sporgono tutti sulla parte anteriore della piastra, dovranno corrispondere con i fori ricavati sul

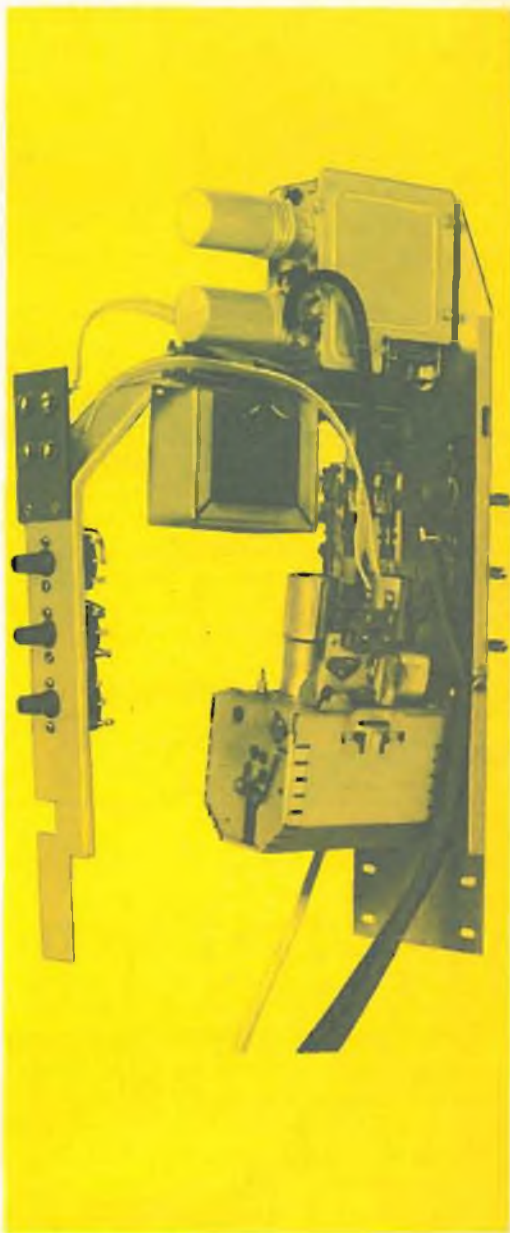


Fig. 7 - Pannello dei gruppi e dei comandi

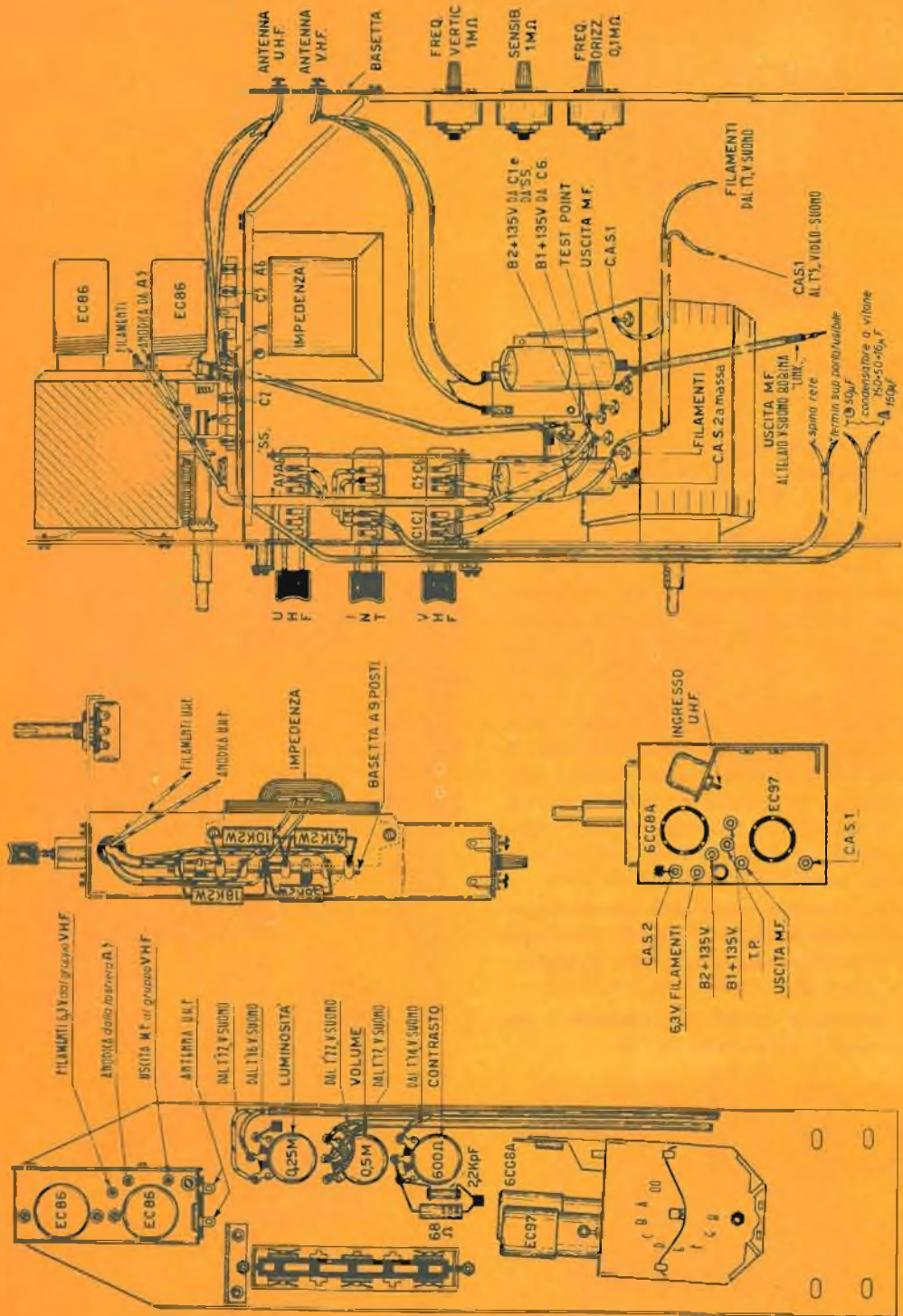
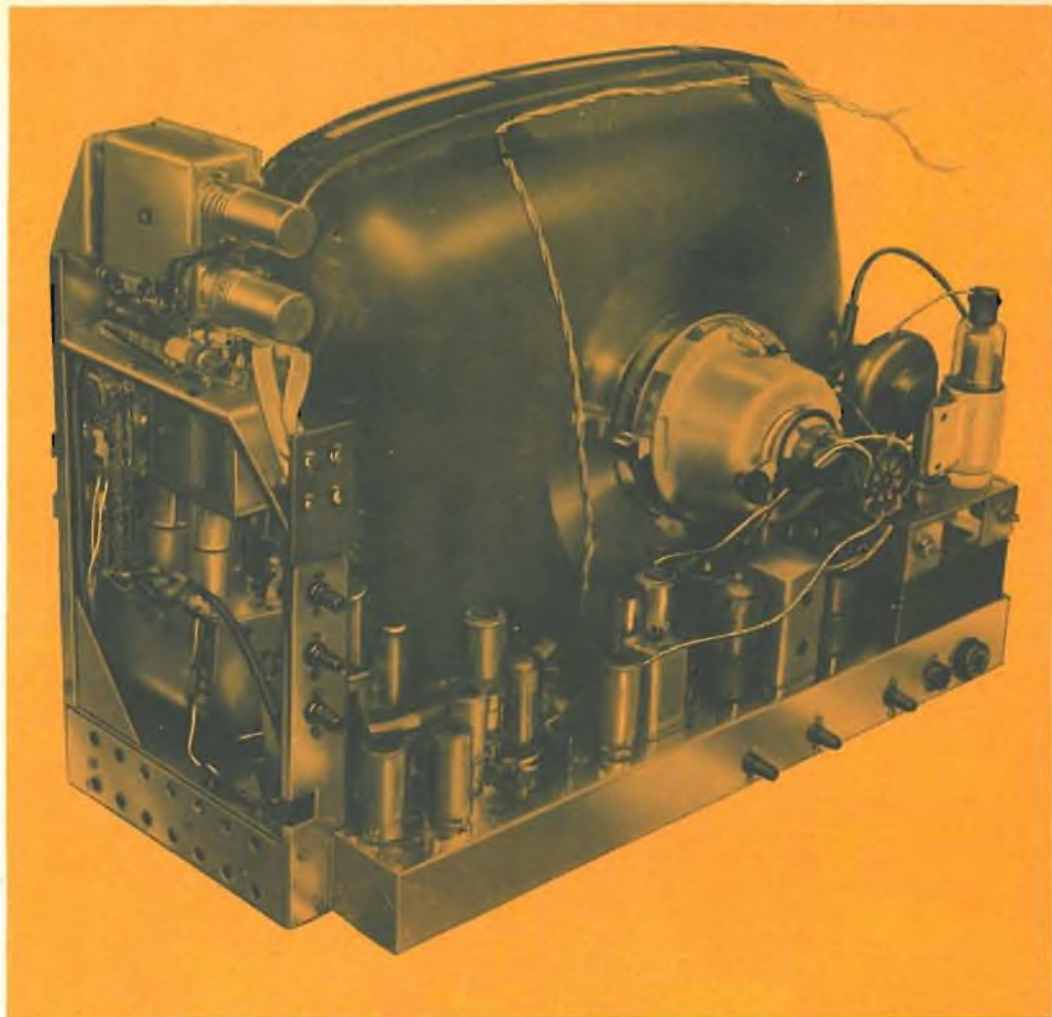


Fig. 8 - Montaggio sul pannello verticale dei gruppi VHF, UHF e dei comandi frontali.



Vista posteriore del telaio SM/1119 montato.

pannello di plastica esterno, non sarà quindi male eseguire qualche prova preventiva; logicamente, eventuali ritocchi finali, dovranno essere eseguiti a montaggio ultimato all'atto dell'introduzione nel mobile dello chassis del televisore completo.

Terminato il montaggio del telaio anteriore, si passi al telaio principale.

La fig. 9 lo rappresenta visto dal basso, si notano i due fori destinati ad accogliere gli zoccoli delle due valvole octal 6DQ6A e 6AX4 da fissare mediante viti da 3 mm.

Si montino poi, facendoli sporgere dalla parte superiore, il condensatore elettrolitico da 150  $\mu$ F, 200 VI, quello 8+8+8  $\mu$ F 500 VI, il 16+16  $\mu$ F, 350 VI.

Dopo, a fianco del secondo zoccolo, e procedendo da sinistra verso destra, si monteranno: la piastrina portaterminali a sei posti, l'altra Y, quindi i doppi ancoraggi K e W; la presa per il collegamento del giogo di deflessione è stata già fissata al telaio a mezzo di rivetti.

Sul piano superiore del telaio, montare la resistenza da 10  $\Omega$  20 W e quindi sul grembiolino posteriore, il cambio tensioni,



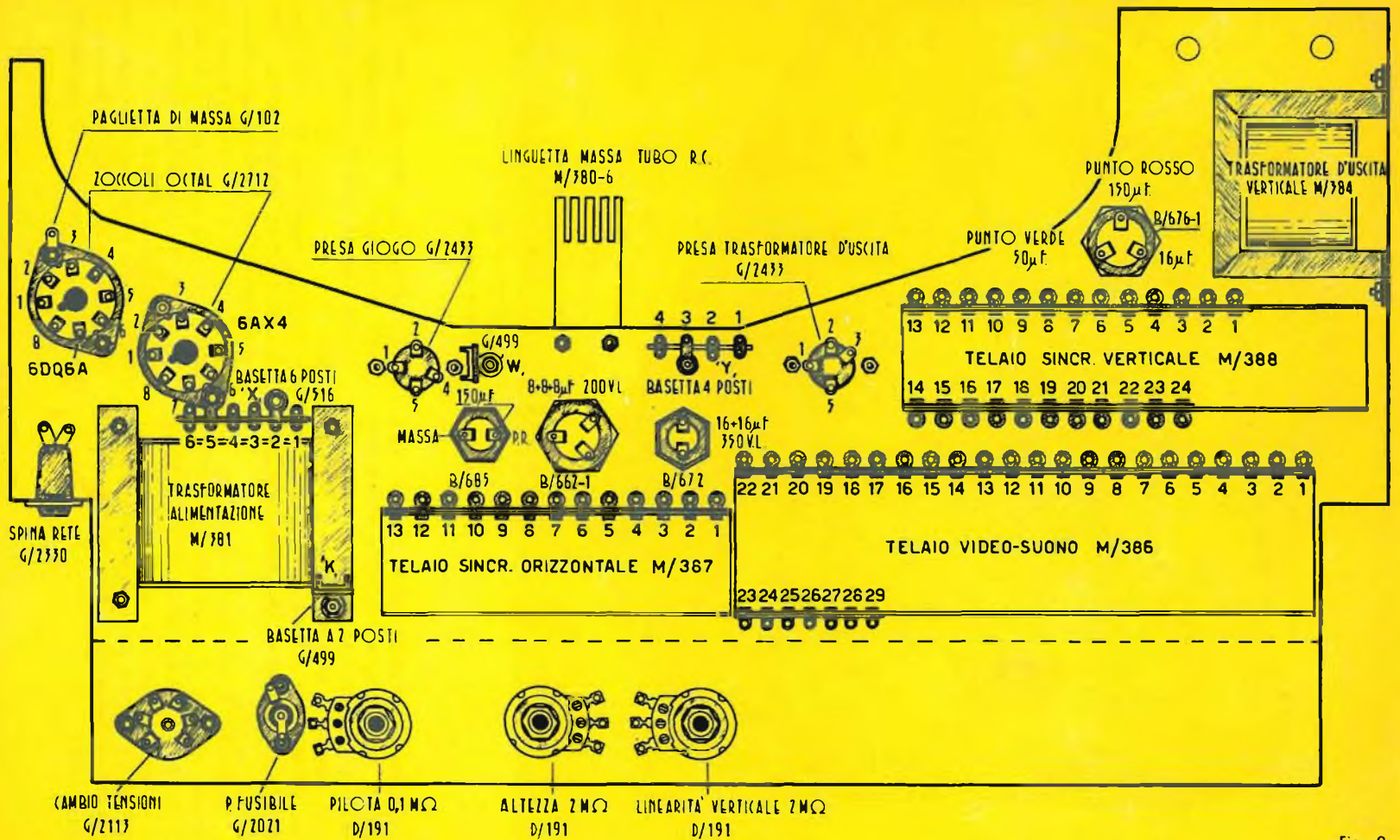
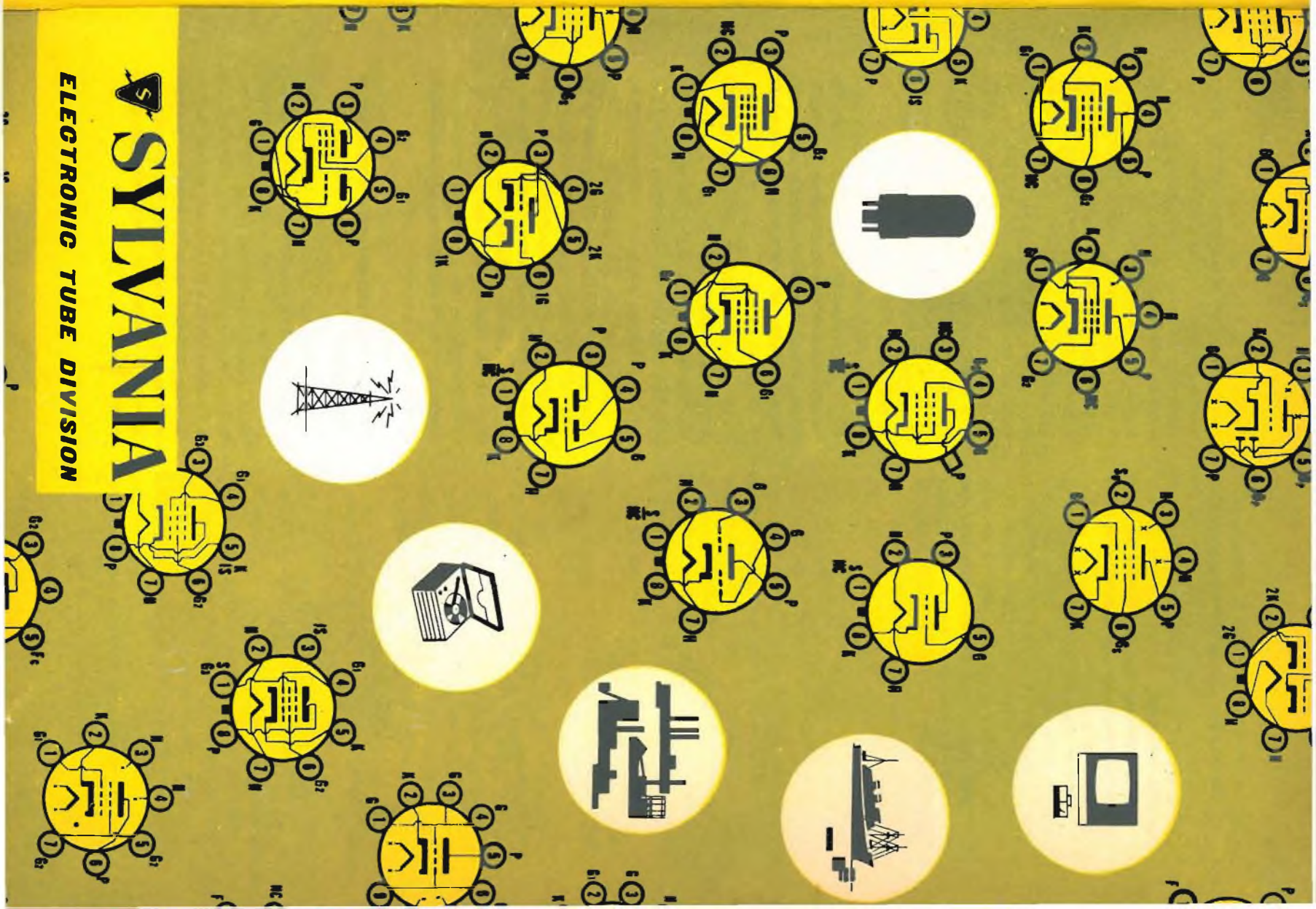


Fig. 9

**SYLVANIA**  
ELECTRONIC TUBE DIVISION



il porta fusibile, il potenziometro da 0,1 M $\Omega$  di pilotaggio, i due da 2 M $\Omega$  cadauno che comandano l'altezza dell'immagine e la linearità verticale.

Porre ben attenzione affinché le varie parti risultino orientate esattamente come indicato nella fig. 9.

Si monti ora nell'apposito alloggiamento situato sulla sinistra del telaio, la presa corrispondente alla spina d'alimentazione, poi il trasformatore d'uscita verticale.

Seguendo il disegno di fig. 10 si monti il trasformatore d'alimentazione nel se-

guente modo: appoggiare longitudinalmente sul telaio, in corrispondenza dei fori, i due lamierini, e appoggiarvi sopra il trasformatore in modo che i conduttori sottili e variamente colorati del primario siano rivolti verso il cambio tensioni, sopra al trasformatore si appoggino trasversalmente due rinforzi, quindi il castello di supporto dall'EAT; infilare quindi le quattro viti poi inferiormente la basetta a due posti K, avvitarne due dadi poi l'altro rinforzo, ed infine gli altri due dadi. Avvitare strettamente onde evitare vibrazioni. Nei due fori frontali del castello supporto dell'EAT si fissi, nell'interno: la bobina di larghezza a sinistra (la più grossa), e la bobina di linearità a destra.

Montare ora, nei rispettivi alloggiamenti, i singoli telaietti premontati. Per far questo si osservi attentamente il disegno di fig. 9, non è possibile sbagliare essendo inconfondibile la posizione dei terminali di ciascuno di essi.

La loro disposizione, da sinistra verso destra, è la seguente:

- a) Telaio sincronismo orizzontale M/387
- b) Telaio sincronismo verticale M/388
- c) Telaio video-audio M/386

Come abbiamo già detto, il trasformatore per la deflessione orizzontale e di EAT M/389 viene disposto immediatamente sopra il supporto sovrastante il trasformatore d'alimentazione. Esso comprende anche la valvola raddrizzatrice 1 G 3 e le bobine di linearità e di larghezza.

Il montaggio meccanico ha termine col fissaggio della linguetta di massa del tubo a R.C.

### Collegamento dei gruppi sintonizzatori e dei comandi

La fig. 8 mostra a sinistra, i collegamenti relativi ai potenziometri, al centro quelli della basetta a 9 posti e della impedenza, ed a destra, quelli dei gruppi e della tastiera. Il potenziometro da 0,25 M $\Omega$  di « LUMINOSITA' » ha il terminale di destra, saldato a massa, quello centrale collegato al termine 16 del telaio video-audio, e quello di sinistra al terminale 12 dello stesso telaio.

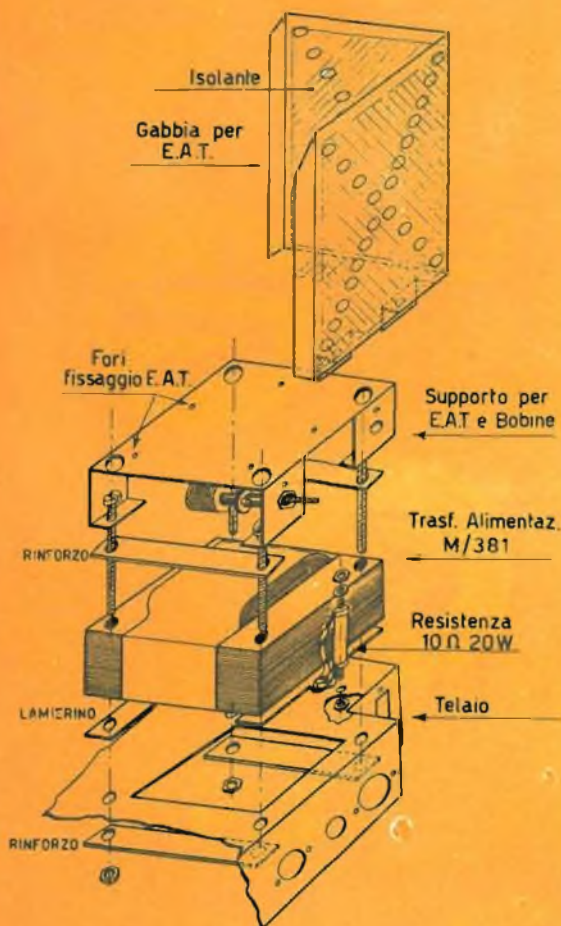


Fig. 10 - Montaggio del trasformatore di alimentazione

Il potenziometro da 0,5 M $\Omega$  regolatore del « VOLUME », avrà il terminale di destra e quello di centro, collegati rispettivamente ai terminali 22 e 17 del telaio-video, quello di sinistra collegato a massa.

Al potenziometro da 600  $\Omega$  « CONTRASTO », si salderà sul terminale sinistro una resistenza da 68  $\Omega$  ed un condensatore da 2,2 KpF in parallelo collegati dall'altro lato alla massa; il terminale centrale verrà collegato direttamente con quello di sinistra, il terzo terminale sarà collegato al terminale 14 del telaio video-suono.

Tutti i collegamenti che fanno capo ai potenziometri, ad eccezione di quello del terminale 12 del telaio Video-Audio verranno effettuati con cavetto schermato.

I tre conduttori che arrivano ai potenziometri « LUMINOSITA' » e « CONTRASTO » verranno racchiusi in un unico tubetto di plastica, in analogo tubetto prenderanno posto quelli del potenziometro « VOLUME ».

Alla coppia di terminali del pulsante centrale (interruttore), che a pulsante schiacciato, viene cortocircuitato, si saldano i due conduttori intrecciati che arrivano rispettivamente dalla spina-rete e dal terminale superiore del portafusibili. Per rendere più sicura l'accensione delle valvole si è pensato di aumentare la superficie di contatto collegando in parallelo con questi, una seconda coppia di terminali della stessa striscia. I due pulsanti per la commutazione UHF e VHF servono per inserire o disinserire in serie al gruppo UHF quello VHF a seconda della necessità.

La tensione per l'alimentazione dei filamenti dei due gruppi è costantemente applicata ai rispettivi terminali ed è prelevata dal terminale n. 1 del telaio Audio-Video.

Terminati i collegamenti fra i gruppi e la tastiera, e fra questa e i conduttori in arrivo dal telaio Audio-Video, non resta che saldare due piattine d'antenna all'ingresso dei gruppi, nella lunghezza sufficiente a raggiungere, a montaggio ultimato, i rispettivi morsetti sulla piastra posteriore.

### Collegamento dei telai premontati e degli altri componenti del telaio principale.

Costituisce la parte più delicata del montaggio, occorre quindi procedere con la massima attenzione imponendosi il massimo controllo sulle operazioni che si vanno via via compiendo, solo così si potrà essere certi del risultato finale.

In questa fase costituirà un indispensabile ausilio, la costante osservazione delle due tavole figg. 11 e 12 riportate fuori testo. Non ci stancheremo quindi di raccomandare **la più scrupolosa osservanza di questi disegni** sia nei confronti della posizione assegnata alle parti minori, che per quanto riguarda il percorso dei conduttori.

Analogamente raccomandazione facciamo nei riguardi dell'esecuzione delle saldature, dovrà essere escluso nel modo più assoluto l'impiego di paste saldanti, le quali comporterebbero una successiva ossidazione del conduttore con possibilità di interruzioni ed isolamento di parti del circuito.

Le saldature di massa poi, dovranno essere effettuate con saldatori aventi la punta di rame di forte dimensione, e ciò perchè, diversamente, al contatto con la lamiera del telaio, si verificherebbe un rapido raffreddamento del rame, con conseguente saldatura **fredda**. L'uso di tubetti di plastica, di diametro adatto a contenere più conduttori, mentre conferisce una certa linearità alle connessioni, ne consolida la posizione lungo i percorsi stabiliti.

Essi sono particolarmente utili quando i conduttori passano attraverso i fori del telaio dove potrebbero venire a contatto con la massa del telaio stesso determinando dei corti circuiti.

Ricordare infine che l'eccessiva persistenza del saldatore nei punti sotto saldatura, non solo deteriora i materiali isolanti vicini, ma brucia, per un certo tratto, la copertura in plastica che avvolge ogni conduttore.

# SM/1119 - Vista piano superiore del telaio principale cablato

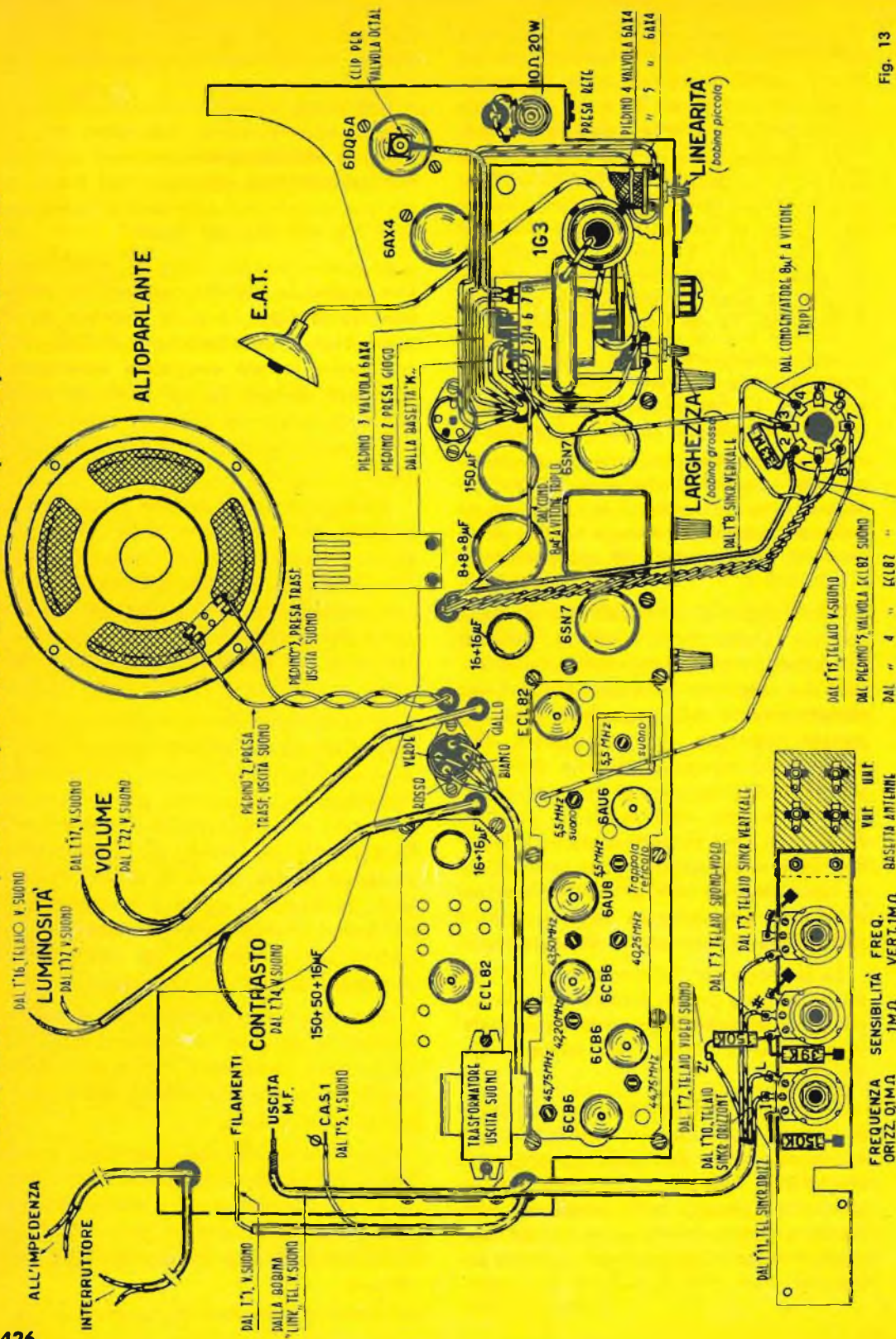


Fig. 13

## Cablaggio sul piano superiore del telaio

Eseguiti i collegamenti nella parte interna del telaio-base, e fatti passare attraverso gli appositi fori i conduttori destinati agli organi soprastanti, si rovesci il telaio e si proceda al completamento del cablaggio sul piano superiore.

I conduttori che escono superiormente dal telaio, secondo quanto è illustrato in fig. 13, sono:

- a) un cavetto schermato in arrivo dalla bobina d'ingresso del telaio video (link) che verrà collegato all'apposito terminale del gruppo VHF.
- b) Un tubetto in plastica contenente tre conduttori isolati di cui uno, porta dal terminale 8 del telaio video la tensione anodica alla tastiera, il secondo che dal terminale 5 porta al gruppo VHF il controllo automatico di guadagno (A.G.C.) e l'ultimo che dal terminale 1 porta ai gruppi la tensione d'alimentazione dei filamenti.
- c) Due fili intrecciati che dalla rete e dal fusibile raggiungono i terminali del tasto « Interruttore ».
- d) Due cavetti schermati ed uno in filo normale che dal telaio Video-Audio congiungono: con un cavetto schermato, il terminale 14 al potenziometro « CONTRASTO », con l'altro cavetto schermato, il terminale 16 col potenziometro « LUMINOSITA' », ed il conduttore isolato che collega il terminale 12. Anch'esso col potenziometro della « LUMINOSITA' ».
- e) Due fili che dai terminali 17 e 22 del video raggiungono, abbinati, il potenziometro « VOLUME ».
- f) Tre conduttori (racchiusi in unico tubo) che, provenienti rispettivamente dai terminali 10 e 11 del telaioetto M/387 e 3 dell'oscillatore verticale, vanno collegati ai potenziometri « FREQUENZA ORIZZONTALE » e « FREQUENZA VERTICALE » montati entrambi sulla piastra che reca anche i morsetti d'antenna.
- g) I conduttori collegati ai piedini 4 e 5 dell'ECL 82, ai terminali 10 e 11 del telaioetto di sincronismo verticale, ed al condensatore da 8  $\mu$ F.
- h) La treccia dei due conduttori in arrivo dal trasformatore d'uscita dell'altoparlante.

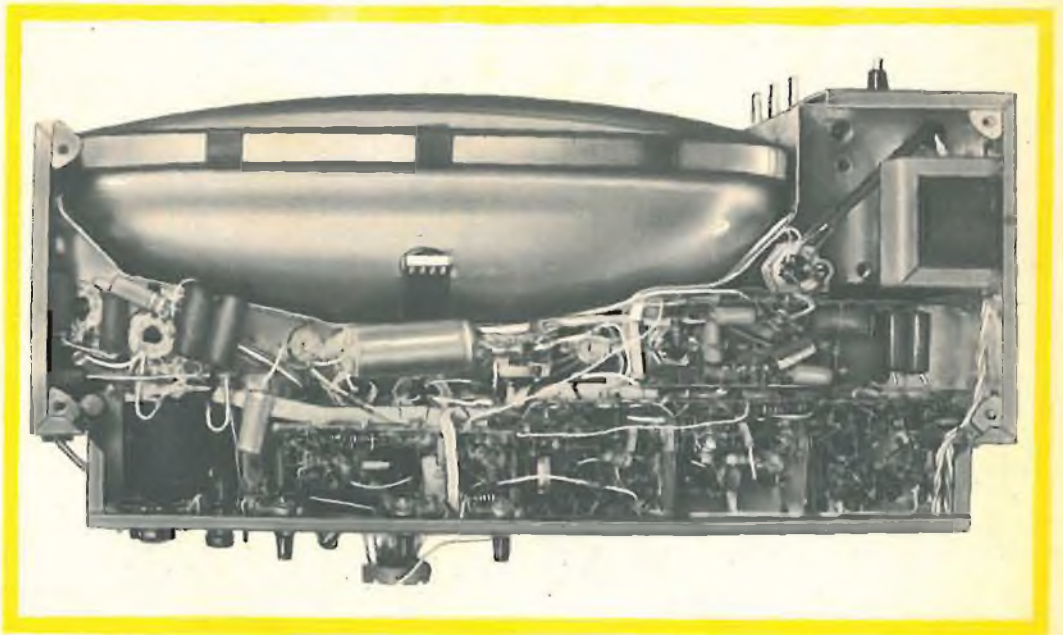


Foto TV visto di sotto.

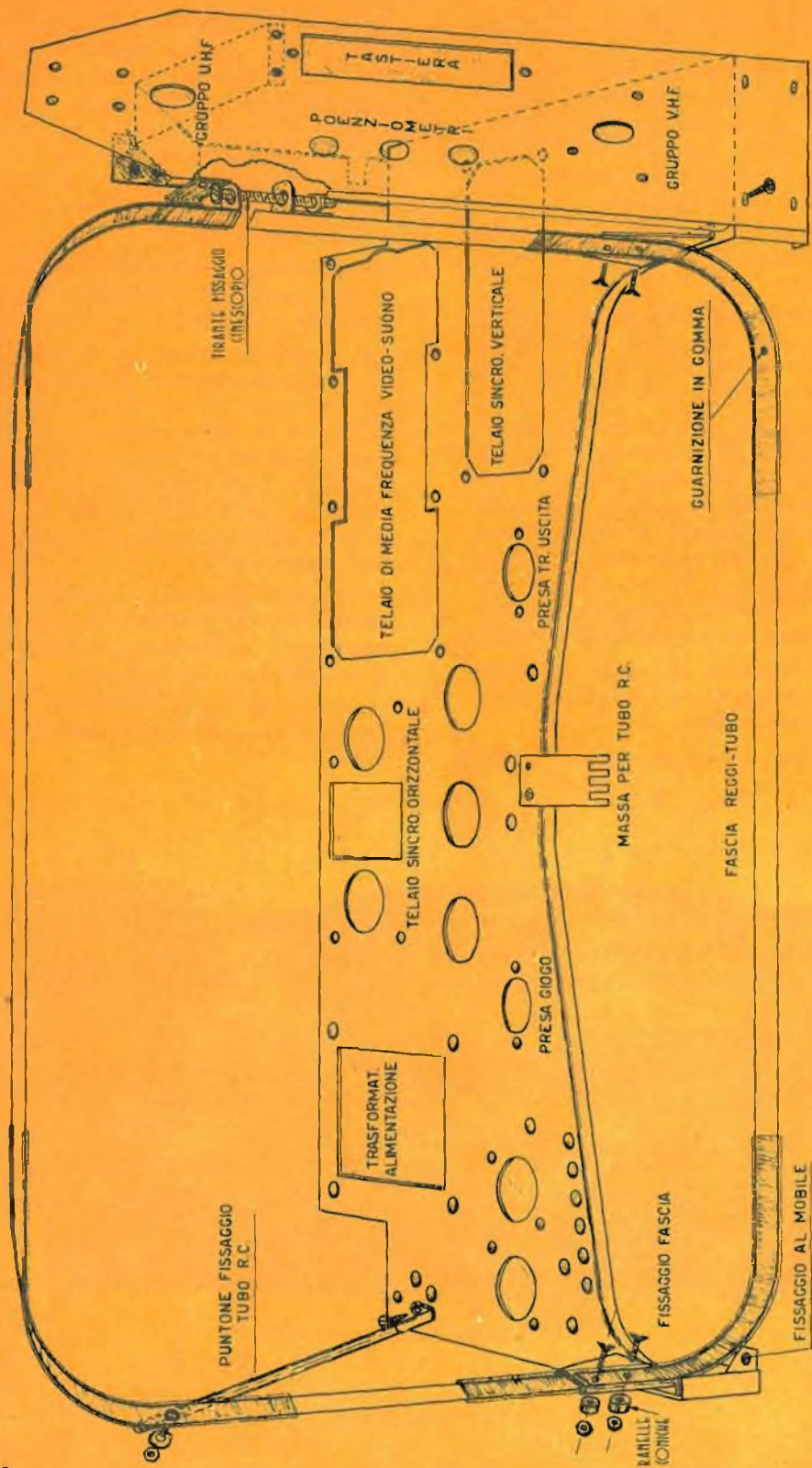
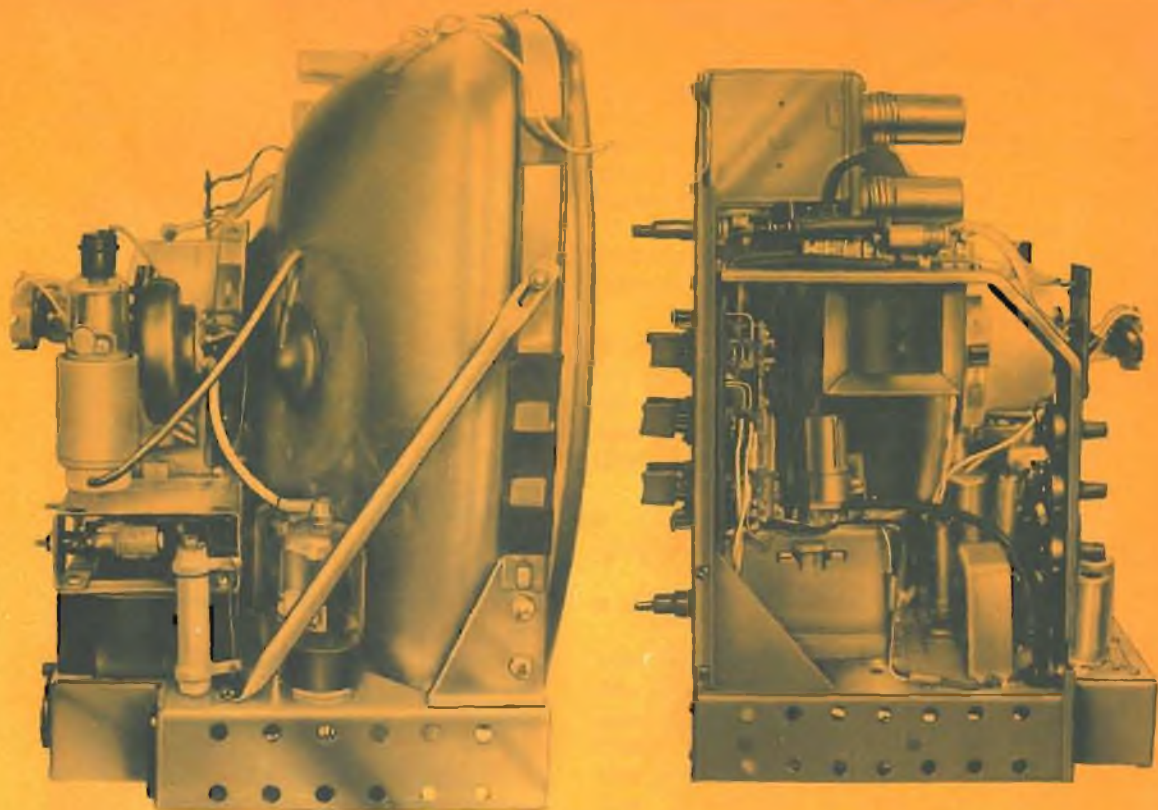


Fig. 14 - Montaggio della fascia per il fissaggio del tubo.



Il televisore SM/1119 visto dal lato dell'EAT e da quello dei sintonizzatori.

A questo punto, sempre riferendoci alla fig. 13, inizieremo il cablaggio dell'EAT, delle bobine di « linearità » e « larghezza », l'attacco a ventosa dell'anodo del cinescopio ed il clips della valvola 6DQ6A.

#### **Fissaggio al telaio della piastra anteriore porta comandi M/380-7**

Questa operazione si esegue unendo mediante sei viti autofilettanti, le due parti in corrispondenza della piegatura anteriore di sinistra del telaio base.

Per ottenere la corrispondenza tra i perni di comando e dei pulsanti, con i fori del pannello esterno di plastica, sono stati ovalizzati i quattro fori in basso della piastra frontale, si può giocare così sulla possibilità di uno spostamento reciproco, per ottenere la corrispondenza suddetta.

#### **Montaggio del cinescopio**

Il tubo R.C. è fissato al telaio-base, da una fascia metallica a sua volta ancorata

alle due squadrette rialzate sulle fiancate interne del telaio con quattro viti da 3 mm.

La fascia abbraccia il cinescopio sul perimetro anteriore e viene stretta da un tirante.

Per evitare che il metallo eserciti una diretta pressione sul vetro, è bene interporre fra la fascia e i quattro angoli del tubo, quattro spessori di gomma.

E' questa un'operazione che richiede molta attenzione. Non si deve stringere la fascia metallica oltre un certo limite, per evitare pericoli di implosione del tubo. Si rammenti in ogni modo, che la fascia metallica non deve mai venire a diretto contatto con il tubo.

Il tirante, va introdotto prima nell'occhiello terminale superiore della fascia (fig. 14), poi in quello inferiore, dopo di che, applicato il dado, si stringe mediante cacciavite e chiave. La posizione orizzontale del tubo viene assicurata da un puntone posto sul lato sinistro e fissato, da una parte, al telaio base per mezzo di una vite autofilettante grossa, e dal-

l'altro, a mezzo di una vite, ranella grower, e dado, alla fascia che circonda il tubo. Sul lato destro, il tubo sarà fissato al frontale stringendo per mezzo di una vite con dado, una squadretta saldata sulla fascia.

### Messa a punto del televisore

Montate le valvole e l'altoparlante, si faccia la prova delle tensioni, queste, misurate con un voltmetro da 20 k $\Omega$ /V dovranno risultare, con una buona approssimazione uguali a quelle riportate nella apposita tabella.

Constatata l'esattezza delle tensioni, si passi alla regolazione delle dimensioni dello schermo.

Prima di tutto osservare come esso si presenta.

Se fosse totalmente o parzialmente buio, agire sul comando « LUMINOSITA' » portando questo a circa 2/3 della sua corsa.

Se sullo schermo, in luogo del quadro luminoso, si presentasse una linea orizzontale (mancanza di sincronismo verticale), ridurre subito al minimo la lumi-

nosità e poi ricercare la causa del guasto.

Ottenuta l'illuminazione di tutto lo schermo, controllare l'esattezza delle sue dimensioni.

Secondo lo standard a noi assegnato, l'altezza e la larghezza debbono stare tra loro nel rapporto 3 a 4.

A questo proposito è bene rammentare che, per modificare l'ampiezza del quadro si deve agire sulla « bobina di larghezza » posta subito sotto il trasformatore di EAT, mentre per variare l'altezza bisogna ricorrere al potenziometro omonimo (2 M $\Omega$ ) montato sulla parte posteriore del telaio principale.

Effettuate queste regolazioni, predisporre il sintonizzatore sul canale che si vuol ricevere.

Premettiamo subito, che essendo i due sintonizzatori UHF e VHF e gli altri telaietti premontati, forniti completi di valvole e con i circuiti perfettamente allineati, **essi non devono essere manomessi per nessun motivo.**

In queste condizioni, la messa a punto può essere benissimo condotta con il solo ausilio del monoscopio.

TABELLA DELLE TENSIONI

Terminali	1	2	3	4	5	6	7	8	9	12	13	14	18	23	29	Osservazioni	
Gruppo U.H.F.				6.3	190												Le tensioni sono state misurate, in assenza di segnale, impiegando un voltmetro a 20 k $\Omega$ /V.
Gruppo V.H.F.						190			6.3								
Telaio intercarrier	6.3		0 ÷ 80				280	190					6.3		280		
Sincroniz. Orizzontale	200	6.3	80			200											
Sincroniz. Verticale										280		6.3		280			
Circuito Aliment.	Dopo la 1 <sup>a</sup> cellula di filtro: 280 v.c.c. Dopo la 2 <sup>a</sup> cellula di filtro: 80 v.c.c.																





Fig. 15



Fig. 16



Fig. 17



Fig. 18

### 1) Operazioni preliminari.

Connesso il televisore all'antenna, e predisposto il sintonizzatore per il canale corrispondente a quello della trasmittente che si vuol ricevere, portare il comando di sintonia fine a circa metà corsa, e osservare il monoscopio.

### 2) Regolazione geometrica del quadro.

a) Se l'immagine si presenta inclinata come in fig. 15 allentare la vite del collarino di bloccaggio del giogo di deflessione e girare questo fino a portare l'immagine stessa in posizione perfettamente orizzontale.

b) Per variare l'altezza dell'immagine fig. 16, regolare il potenziometro d'altezza verticale.

Per variare l'ampiezza orizzontale, ritoccare il nucleo della bobina di larghezza.

Queste operazioni dovranno essere effettuate in modo che il monoscopio risulti compreso entro i bordi esterni dello schermo.

c) Per regolare la **linearità verticale** (vedi fig. 17), agire sul potenziometro da 2 M $\Omega$  situato posteriormente al telaio. La **linearità orizzontale**, fig. 18, si regola estraendo più o meno il nucleo della bobina situata sotto la gabbia contenente l'E.A.T.

d) La centratura del quadro (vedi fig. 19) si ottiene regolando l'apposito centratore montato sul giogo.

### 3) Messa a punto dell'oscillatore locale.

Girare nel senso orario i due comandi del contrasto e del volume e con l'ausilio di un piccolo cacciavite, regolare verso destra o sinistra, la vite dell'oscillatore locale, posta sulla testata anteriore del sintonizzatore VHF fino ad ottenere un'immagine nitida ed esente dal reticolo dovuto alla nota audio trasmessa insieme al monoscopio.

### 4) Messa a punto sincronismi.

Regolare i comandi di contrasto e di luminosità sino a far risultare l'immagine nitida e ben definita.

Controllare l'efficacia del comando di sincronismo orizzontale. Esso, se ben regolato, deve dare un'immagine stabile per tutta la corsa del potenziometro; qualora ciò non avvenisse, ritoccare il nucleo superiore del trasformatore dell'oscillatore bloccato orizzontale sino ad ottenere la migliore condizione di stabilità.

La fig. 20 e 21, riportano l'immagine così come essa appare allorchè è errata la posizione del comando della frequenza

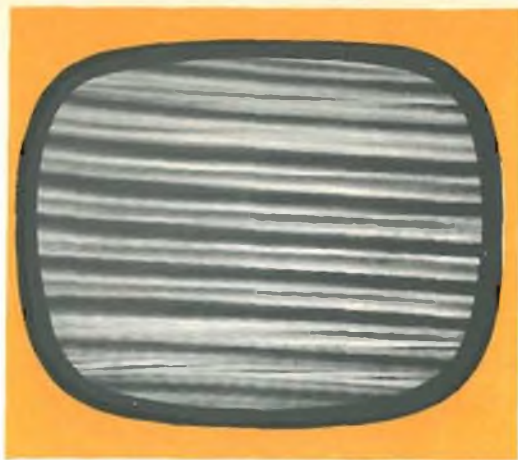


Fig. 20



Fig. 21



Fig. 19



Fig. 22



# PHILIPS



## valvole con griglia a quadro per televisione

- E/PC 86** Triodo UHF per stadi amplificatori RF e convertitori autooscillanti.
- E/PC 88** Triodo UHF per stadi amplificatori RF; elevato guadagno di potenza; bassa cifra di rumore.
- E/PC 97** Triodo VHF per stadi amplificatori RF - bassa capacità anodo - griglia; circuiti neutrode.
- E/PCC 88** Doppio triodo VHF per amplificatori RF "cascode"; elevata pendenza ( $S = 12,5 \text{ mA/V}$ ); bassa cifra di rumore.
- E/PCC 189** Doppio triodo VHF a pendenza variabile ( $S = 12,5 \text{ mA/V}$ ) per amplificatori RF "cascode".
- E/PCF 86** Triodo-pentodo per impiego nei selettori VHF; pentodo con griglia a quadro con elevato guadagno di conversione.
- EF 183** Pentodo ad elevata pendenza variabile ( $S = 14 \text{ mA/V}$ ) per amplificatori di media frequenza TV.
- EF 184** Pentodo ad elevata pendenza ( $S = 15,6 \text{ mA/V}$ ) per amplificatori di media frequenza TV.

orizzontale; la fig. 22 mostra invece come appare l'immagine quando è inesatta la regolazione della frequenza verticale (immagine fuori quadro divisa da riga nera che si sposta verso l'alto o verso il basso).

### ALLINEAMENTO DEL GRUPPO UHF

Per tarare la parte UHF si commuti il circuito, a mezzo della tastiera, sulla posizione UHF e poi si sintonizzi il gruppo.

Se non si ottenesse subito l'immagine trasmessa, o quando questa fosse poco stabile ecc., regolare **unicamente il nucleo** della bobina d'uscita fino alla migliore visione.

Si possono così ritenere concluse le operazioni di taratura dell'apparecchio; non rimane altro che montare lo chassis nel mobile.

### MONTAGGIO NEL MOBILE

Prima di introdurre il telaio completo nel mobile fissare sulla parete di sinistra l'altoparlante. Poichè la mascherina frontale di plastica costituisce la cornice del cinescopio e, al tempo stesso, l'elemento di chiusura del mobile; l'introduzione del telaio ha luogo sul lato anteriore del mobile.

Lo chassis completo si fissa al mobile

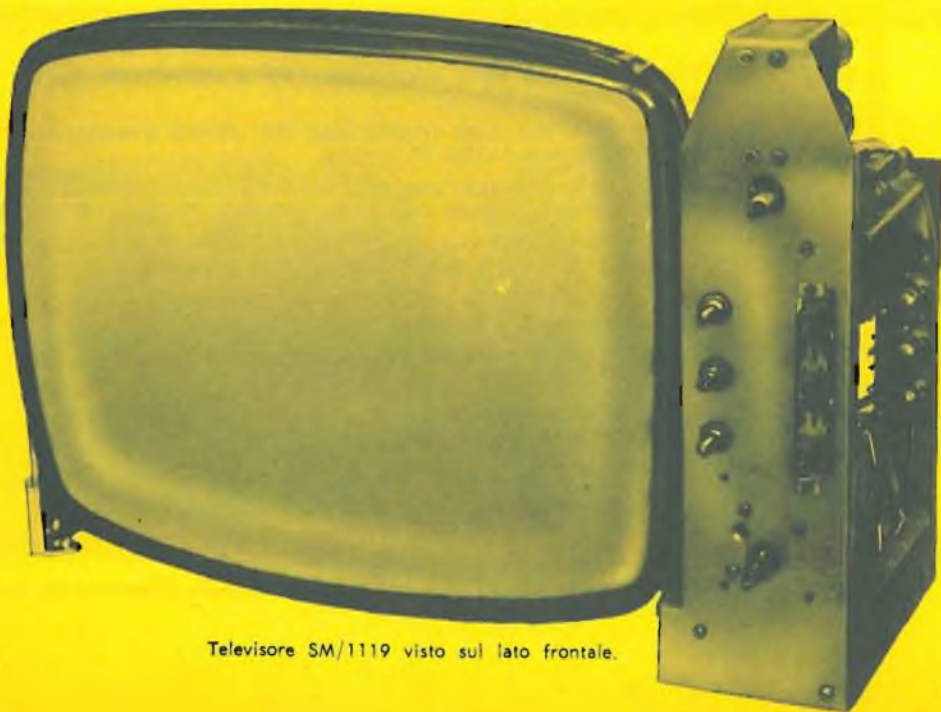
attraverso i fori predisposti sotto la sua base, con quattro viti  $6 \times 25$ , e relative rondelle. Queste viti verranno strette a fondo solo dopo aver riscontrato che i perni dei comandi, ed i pulsanti, si muovono liberamente nei loro fori.

La maschera frontale si applica introducendo il bordo superiore nell'apposito incastro e spingendola poi in modo che essa aderisca perfettamente al mobile.

In un primo momento essa verrà applicata provvisoriamente per accertarsi che non vi siano intoppi nei movimenti della tastiera. Per eventuali correzioni di posizione si può agire sia sulle due viti della tastiera (allentare, spostare e stringere), sia sulle quattro del telaio dei comandi.

Per gli spostamenti laterali, basterà avvalersi del gioco consentito dalle quattro viti di fissaggio al mobile, le quali si stringono a fondo a centratura raggiunta.

Una volta ben sistemati i comandi, si pulisca con cura tanto lo schermo del cinescopio, come la parte trasparente della mascherina frontale di chiusura. In ultimo, si introduca, come si è già detto, il frontale esterno nell'incastro che trovasi sotto il bordo superiore del mobile e lo si fissi definitivamente con due viti da legno, da introdurre nei fori già predisposti.



## TABELLA DELLE TENSIONI

Le tensioni sono misurate ai piedini delle valvole con voltmetro a valvola e con televisore regolato normalmente, nelle seguenti condizioni: **A** = con segnale 10.000  $\mu$ V applicato all'entrata del televisore regolando su "Locale", il controllo "SENSIBILITA", **B** = senza segnale

Simbolo schem.	Valvola tipo	Funzione	Placca volt		Griglia schermo volt		Catodo volt		Griglia pilota volt	
			A	B	A	B	A	B	A	B
V1	EC96	AMPLIFICATRICE R.F. V.H.F.	130	115	—	—	0,4	0,3	-4	—
V2A	6CG8A	OSCILLATRICE R.F.	95	90	—	—	0	0	$\Delta$	$\Delta$
V2B	" "	MESCOLATRICE R.F.	125	120	0	0	0	0	-2,5	-1,5
V3	6CB6	AMPLIFICATRICE F.I.	125	118	125	118	0,3	0,9	-2,5	$\Delta$
V4	" "	2 " "	260	270	260	270	130	120	125	117
V5	" "	3 " "	230	220	225	220	4	3,5	$\Delta$	$\Delta$
V6A	6AU6	RIVELATRICE VIDEO	-8	$\Delta$	—	—	—	—	-3,5	0
V6B	" "	AMPLIFIC. FINALE VIDEO	200 $\phi$	150 $\square$	230 $\phi$	190 $\square$	2 $\phi$	1,6 $\square$	35 $\phi$	0 $\square$
V7	6AU6	LIMITATRICE SUONO	80	70	75	70	0	0	-5	$\Delta$
V8A	ECL82	PREAMPLIFICATRICE SUONO	85 $\boxtimes$	85	—	—	0	0	-1 =	-1
V8B	" "	FINALE SUONO	220 $\boxtimes$	210	220 $\boxtimes$	200	$\Delta$	15	$\Delta$	$\Delta$
V9A	6SN7 G.T.B.	SEPARATRICE SINCRONI/MI	21	—	—	—	0	0	-8	$\Delta$
V9B	" "	" "	45	—	—	—	0	0	$\Delta$	$\Delta$
V10A	6SN7 G.T.B.	COMPARATRICE DI FASE	95	—	—	—	$\Delta$	$\Delta$	-15	-18
V10B	" "	OSCILLATRICE ORIZZONTALE	190	—	—	—	—	—	50	—
V11A	ECL82	MULTIVIBBRAT. VERTIC.	85	—	—	—	0	0	—	—
V11B	" "	FINALE VERTICALE	260	—	190	190	0	0	—	—
V12	6DQ6	FINALE ORIZZONTALE	$\Delta$	—	—	140	—	13	-22	—
V13	6AX4	DAMPER	260	—	—	—	$\Delta$	—	—	—
V14	1G3	RADDRIZZATRICE E.A.T.	$\Delta$	—	—	—	—	17K $\neq$	—	—
V15	19 A Q	CINESCOPIO	17KV $\neq$	—	450	—	70	—	50	*
V16	EC86	AMPLIFICATRICE R.F. U.H.F.	170	170	—	—	0,6	0,6	0	0
V17	EC86	MESCOLATRICE R.F. U.H.F.	155	150	—	—	1	1	0	0
DIODO1	0A210	RADDRIZZ. ALIMENTAZIONE	127	127	—	—	—	—	—	—
DIODO2	0A210	" "	265	265	—	—	—	—	—	—

$\Delta$ : la tensione non è misurabile, oppure non deve essere misurata, o il valore leggibile non è significativo

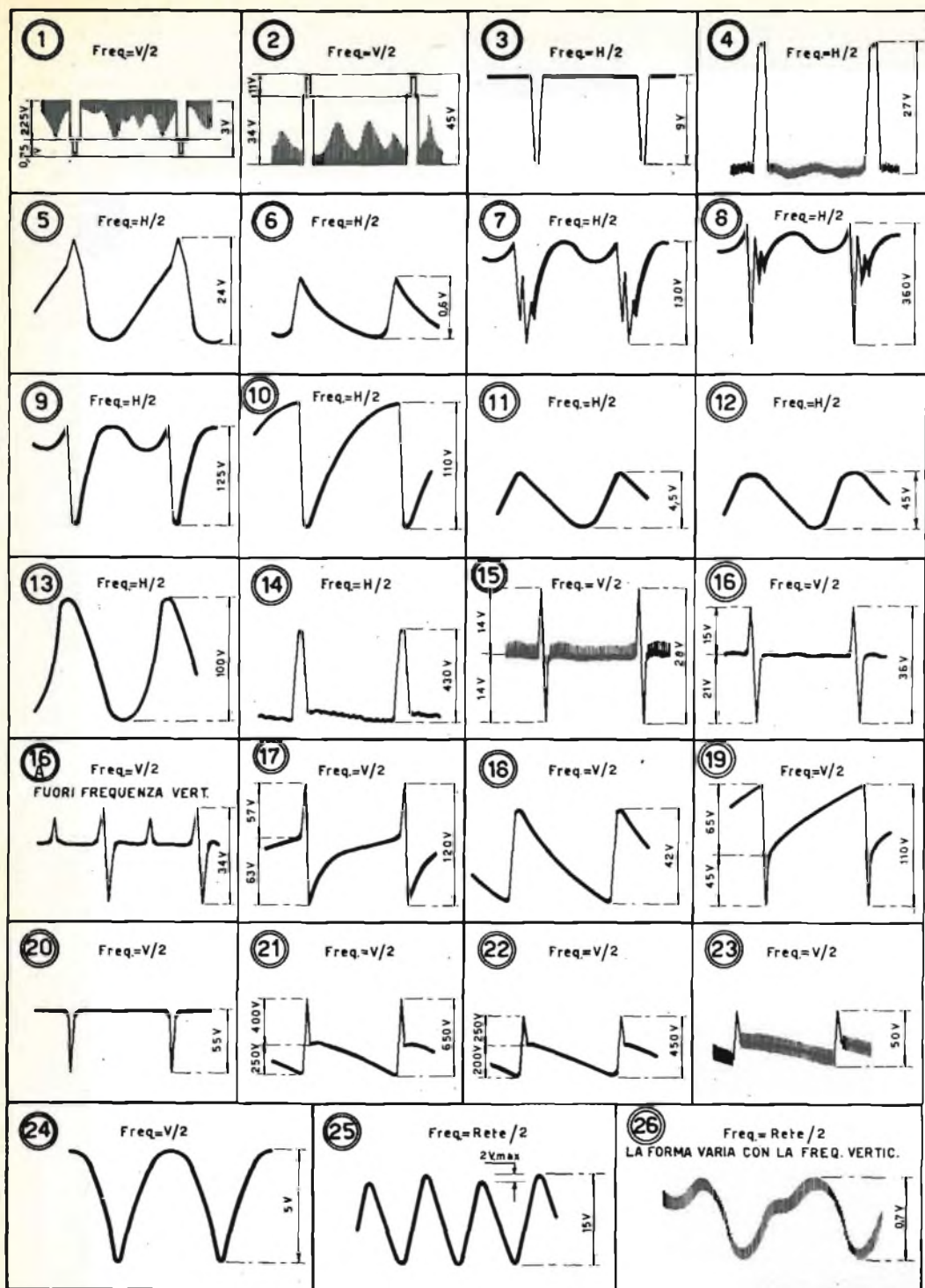
$\neq$  misurabile con probe per E.A.T. tenendo la luminosità al minimo

$\square$  con contrasto regolato al massimo

$\phi$  con contrasto regolato regolarmente

$\boxtimes$  con volume suono al minimo

\* varia con la luminosità, contrasto normale



OSCILLOGRAMMI SM/1119

## ELENCO MATERIALE SM/1119

Quantità	Descrizione	N. di Catalogo GBC
n. 1	Telaio completo di accessori . . . . .	1119-1
» 1	Gruppo UHF con valvole . . . . .	M/762
» 1	Gruppo VHF con valvole . . . . .	M/799
» 1	Telaio intercarrier con valvole . . . . .	M/1064
» 1	Telaio sincro orizzontale . . . . .	M/1067
» 1	Telaio sincro verticale . . . . .	M/1069
» 1	Trasformatore di alimentazione . . . . .	M/1069
» 1	Trasformatore d'uscita verticale . . . . .	M/1063
» 1	Trasformatore d'uscita suono . . . . .	M/1061
» 1	Impedenza . . . . .	M/1062
» 1	Trasformatore d'uscita orizzontale E.A.T. . . . .	M/1070
» 1	Giogo di deflessione . . . . .	M/1073
» 1	Tastiera a 3 pulsanti . . . . .	O/517
» 1	Bobina d'ampiezza . . . . .	M/400
» 1	Bobina di linearità . . . . .	M/402
» 1	Cambio tensioni . . . . .	G/2113
» 1	Porta fusibile . . . . .	G/2021
» 1	Fusibile 1,5 A 5 x 20 . . . . .	G/1902
» 1	Spina a vaschetta . . . . .	G/2330
» 1	Altoparlante . . . . .	1119-2
» 3	Manopole per potenziometri . . . . .	F/117
» 2	Manopole per gruppo UHF . . . . .	F/96-1
» 2	Manopole per gruppo VHF . . . . .	F/96-6
» 1	Antenna per VHF a stilo . . . . .	N/142
» 1	Basetta antenne UHF - VHF . . . . .	G/580
» 1	Prese, giogo . . . . .	G/2433
» 2	Basette a 2 posti . . . . .	G/499
» 1	Basetta a 4 posti . . . . .	G/517
» 1	Basetta a 6 posti . . . . .	G/516
» 1	Basetta a 9 posti . . . . .	G/502
» 1	Paglietta di massa . . . . .	G/102
» 1	Zoccolo tubo RC . . . . .	G/2795-6
» 2	Zoccoli octal ceramici . . . . .	G/2712
» 1	Cordone d'alimentazione con spina e presa . . . . .	C/260
» 1	Clips per valvola octal . . . . .	2003-5
» 1	Tirante per resistenza 10 ohm, 3,5 x 70 con ranelle e dado . . . . .	2003-7
» 2	Distanziatori per tastiera . . . . .	2003-2
» 4	Passafili da 8 mm. . . . .	2003-4
» 3	Passafili da 12 mm. . . . .	1119-3
» 4	Viti 6 x 25 fissaggio al mobile e ranelle . . . . .	2003-8
» 1	Vite 6 x 60 fissaggio tubo . . . . .	1119-4
» 12	Viti 2 x 5 fissaggio potenziometri . . . . .	1119-5
» 9	Viti e dadi 3 x 9 . . . . .	1119-6
» 8	Viti a testa svasata e dadi 3 x 9 . . . . .	1119-7
» 2	Viti a testa svasata 3 x 24 . . . . .	1119-8
» 17	Viti 3 x 6 con dadi . . . . .	G/21 - G/41
» 1	Ranella grower . . . . .	1119-9
» 4	Ranelle coniche fissaggio fascia . . . . .	1119-10
» 16	Viti autofilettanti . . . . .	1119-11
» 1	Vite autofilettante . . . . .	1119-12

Quantità	Descrizione	N. di Catalogo GBC
» 18	Viti autofilettanti	G/68
» 1	Condensatore elettrolitico 150+50+16 µF 350 VI a vitone	B/676-1
» 1	» » 16+16 µF 350 VI a vitone	B/672
» 1	» » 8+8+8 µF 500 VI a vitone	B/662-1
» 1	» » 150 µF 200 VI a vitone	B/685
» 1	» » 150 µF 200 VI a cartuccia	B/518-6
» 1	Condensatore 1 µF 125 VI	B/221-1
» 2	» 4,7 K pF	B/16
» 2	» 0,1 µF 1000 Vn cc	B/280
» 1	» 0,1 µF 125 Vn cc	B/219
» 1	» 2,2 K pF 1500 V	B/253
» 1	» 4,7 K pF 400 Vn cc	B/255
» 1	» 33 K pF 400 Vn cc	B/260
» 2	» 0,47 µF 125 VI	B/221
» 1	Resistenza 470 K ohm ½ W	D/32
» 1	Resistenza 10 ohm 20 W	D/94
» 1	» 100 ohm 2 W	D/53
» 1	» 1,5 K ohm 2 W	»
» 1	» 4,1 K ohm 2 W o 2 da 8,2 K ohm 1 W parallelo	»
» 1	» 10 K ohm 2 W	»
» 1	» 15 K ohm 2 W	»
» 1	» 18 K ohm 2 W	»
» 1	» 68 ohm ½ W	D/32
» 1	» 100 ohm ½ W	»
» 1	» 3,9 K ohm ½ W	»
» 1	» 39 K ohm ½ W	»
» 1	» 56 K ohm ½ W	»
» 1	» 68 K ohm ½ W	»
» 3	» 150 K ohm ½ W	»
» 1	» 220 K ohm ½ W	»
» 3	» 470 K ohm ½ W	»
» 1	» 1,2 M ohm ½ W	»
» 1	» 3,3 M ohm ½ W	»
» 1	Potenziometro 600 ohm log. inverso	D/213-1
» 1	» 0,25 M ohm lineare	D/212
» 1	» 0,5 M ohm logaritmico	D/211
» 2	» 0,1 M ohm lineare	D/191
» 2	» 1 M ohm lineare	D/191
» 2	» 2 M ohm lineare	D/191
» 2	Diodi 1 S 1695 oppure n. 2 0A210	
» 1	Valvola EC97	
» 1	» 6CG8A	
» 3	» 6CB6	
» 1	» 6AU8	
» 1	» 6AU6	
» 2	» 6SN7/GTB	
n. 1	Valvola 6DQ6/A	
» 1	» 1G3	
» 2	» ECL82	
» 2	» EC86	
» 1	» 6AX4/GT	
» 1	Tubo 19AQP4	



# ELECTROLUBE

CREATO PER L'ELETTRONICA  
LA RADIOTECNICA  
LA TV E LABORATORI

un lubrificante dalle qualità sorprendenti

Con l'aumentato uso di apparati elettronici ed elettrici per il controllo dei vari sistemi industriali, nell'aviazione e nella meccanica, si sente sempre più la necessità di una assoluta sicurezza di funzionamento dell'apparato annesso. Quest'apparecchiatura è sempre dipendente dal buon funzionamento dei contatti elettrici, le cui superfici con l'andar del tempo sono soggette ad una alta resistenza elettrica.

L'ELECTROLUBE è stato perciò sviluppato per ovviare a questo inconveniente perchè riduce la caduta di tensione ed impedisce la formazione d'arco e l'appannamento di queste superfici di contatto conduttrici di corrente. Inoltre, esso costituisce un mezzo di lubrificazione meccanica di lunga durata e provata sicurezza per tutti carichi di attrito e cuscinetti, ciò grazie alla sua composizione inerte chimica e molecolare.

## CARATTERISTICHE GENERALI

Il lubrificante ELECTROLUBE è un fluido chimicamente inerte, senza contenuto di carbone, che respinge l'acqua e possiede alte proprietà di lubrificazione, per materiali, metallici e non metallici, sempre su di una estesa gamma di temperatura.

Le proprietà di questo prodotto lo definiscono come un lubrificante meccanico di alta efficienza. Di importanza ancora maggiore, però, è la sua bassa resistenza elettrica ed il suo coefficiente negativo di resistenza alla temperatura, poichè queste caratteristiche si combinano per dare una ridotta caduta di tensione quando il liquido viene applicato tra contatti elettrici di qualsiasi natura e per impedire la formazione d'arco nei punti dove questi contatti si verificano o s'interrompono. Queste proprietà elettriche vengono aumentate dalla proprietà bagnante dell'ELECTROLUBE naturale nei lubrificanti meccanici. Inoltre, l'aggiunta di un solvente volatile incluso nel prodotto standard aumenta l'azione bagnante e di solubilità, ammorbidisce e scioglie qualsiasi strato residuo di olio o grasso minerale, come pure elimina qualsiasi impurità dalle superfici di contatto. Il lubrificante ELECTROLUBE per se stesso scioglie (non chimicamente) il sottile strato di ossidazione, di solforazione ecc. che ha spesso tendenza a formarsi in questi punti.

Esso agisce inoltre come copertura protettiva per impedire la formazione di tali strati sulle superfici originariamente pulite.

Vi sono quindi tre casi distinti, in cui

l'ELECTROLUBE dimostra le sue apprezzabili qualità: come lubrificante meccanico, come mezzo conduttore sulle superfici stazionarie (fisse) e come eliminatore di scintille nei punti dove si verifica o s'interrompe il contatto. Passiamo a descrivere con maggiori dettagli queste proprietà del prodotto.

### IMPIEGO COME LUBRIFICANTE MECCANICO

Usato come lubrificante tra due superfici mobili, l'ELECTROLUBE ha rendimento e proprietà altamente superiori a quelle richieste da un lubrificante convenzionale di alta qualità. Può essere applicato in modo soddisfacente come pellicola di copertura avente uno spessore molecolare. Inoltre, grazie alla sua inerzia strutturale, non si verifica alcuna degenerazione chimica col passare del tempo. Questa stabilità è favorita dalle sue proprietà di resistenza all'acqua ed all'olio minerale, come pure alla sua estesa gamma di temperature di funzionamento, che vanno da + 470° F (+ 224° C) fino a - 50° F (- 46° C). Da queste sue proprietà risulta che il lubrificante ELECTROLUBE potrà essere impiegato con ottimi risultati anche con condizioni avverse di ambiente.

Infine, l'uso del lubrificante ELECTROLUBE non è limitato soltanto alle superfici metalliche, ma può essere applicato anche a molti tipi di materiale legnoso o di plastica. Come particolare si può segnalare quello per la lubrificazione di cassetti scorrevoli o porte stagne nei mobili di legno. La tabella 1 indica alcune applicazioni possibili in questo campo.

### PRESTAZIONI COME MEZZO CONDUTTORE SU SUPERFICI ELETTRICHE STAZIONARIE

Idealmente, due superfici « in contatto » l'una contro l'altra sono in contatto sull'intera zona. Infatti, nessuna superficie fisica e perfettamente piana ed un perfetto contatto può effettuarsi su non più di tre punti, anche se questi punti verranno invariabilmente trasformati dalla pressione in tre piccole zone di contatto. Lo scopo di un convenzionale lubrificante meccanico è quello di « distribuire il carico » interponendo una pellicola ininterrotta tra le due superfici sull'intera zona nominale di contatto, come è indicato nella Fig. 1. Il lubrificante normale, tuttavia, è quasi sempre un isolatore elettrico con una specifica resistenza nell'ordine di  $10^{-6}$  megohm/cm<sup>3</sup>. Di conseguenza non si può

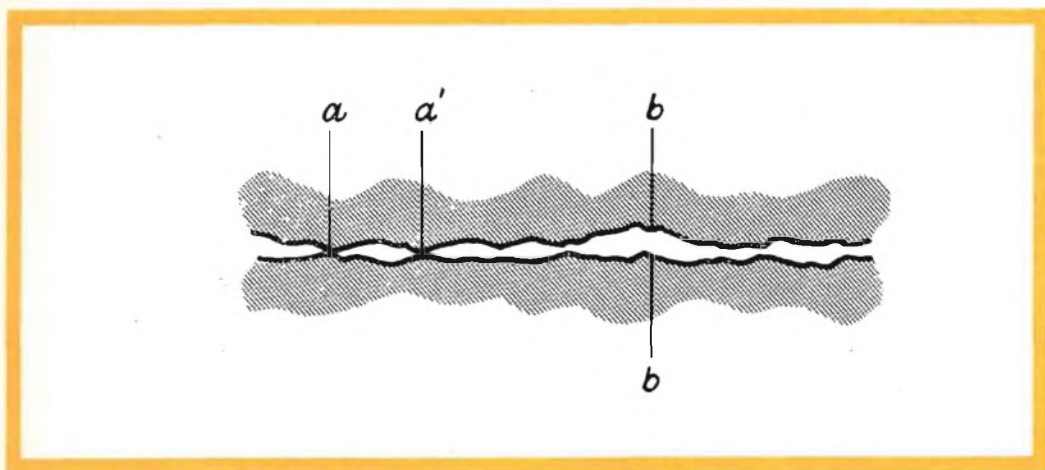


Fig. 1 - Sezione indicante le superfici di contatto ingrandite.

pretendere di stendere il carico elettrico, oppure — altrimenti detto — di diminuire la densità di corrente alle superfici di contatto e di ridurre la caduta di tensione attraverso le stesse. Questo lubrificante normale agisce come un vero isolatore ed aumenta la caduta di tensione. Il lubrificante ELECTROLUBE ha d'altra parte una resistenza specifica di circa  $0,4 \times 10^3$  megaohm/cm<sup>3</sup> alla temperatura ambiente e costituirà perciò una resistenza trascurabile in una zona come quella segnata con la linea « a - à », dove la pellicola è microscopicamente sottile. Il risultante flusso di corrente aumenterà la temperatura del fluido e, dato che il lubrificante ELECTROLUBE ha un alto coefficiente negativo di temperatura/resistenza, questo aumento di temperatura produrrà una diminuzione progressiva della resistenza in questa zona (Vedi Fig. 10). La conduzione e la convezione di calore diminuirà così la resistenza nella vicinanza del punto « b », dove, a causa del traferro (dello spazio) più largo, il flusso di corrente è, in misura corrispondente, minore. In tal modo vi è un effetto di equalizzazione sopra l'intera zona di contatto, con il risultato che nel caso di contatti più puliti, l'applicazione del lubrificante ELECTROLUBE può ridurre la caduta di tensione per un fattore di 6 a 10 a 1.

Il miglioramento sarà molto maggiore se i contatti originariamente sporchi o contaminati con oli minerali, verranno innanzi tutto puliti con ELECTROLUBE Brand N. 1, che contiene un solvente. Si desidera inoltre far rilevare che questo miglioramento non è limitato alla corrente alternata a bassa frequenza. Un aumento di guadagno di 3 dB può essere ottenuto mediante l'applicazione del lubrificante ELECTROLUBE al solo circuito d'antenna di un ricevitore radio o televisivo.

Nella tabella 2 è dato un elenco — anche se, non del tutto esauriente — comprendente i componenti elettrici e gli impieghi per i quali l'uso dell'ELECTROLUBE può essere molto vantaggioso. Esso può essere applicato ad ogni tipo di raccordo a spina o presa, come pure a qualsiasi valvola del suo zoccolo ed a qualsiasi ter-

minale di cavo o filo, nonchè a qualsiasi targhetta d'identificazione fissata ad un terminale a vite. Nei suddetti casi l'ELECTROLUBE diminuirà la resistenza di contatto e la manterrà al suo valore più basso.

### **Impiego come inibitore di scariche su contatti elettrici mobili**

L'ELECTROLUBE garantisce una bassa caduta di tensione, poichè può venire spalmato molto bene sulle superfici e, grazie alla sua resistenza relativamente bassa, costituisce (forma) una vasta zona di contatto e di conduzione tra una superficie e l'altra. Il lubrificante ELECTROLUBE, sebbene abbia una bassa resistività rispetto ad un isolamento, ha un valore di resistenza molto più alto del valore di conduzione del materiale che forma i contatti. Una bassa caduta di tensione può essere ottenuta soltanto se la « pellicola » che forma l'ELECTROLUBE, steso su di una zona rilevante fra contatti, è sottile in modo microscopico o quasi, in modo che la via di conduzione sia ugualmente breve. Questa condizione è infatti una caratteristica delle normali superfici di contatto.

Consideriamo ora, piuttosto in dettaglio, l'azione che si verifica quando un paio di contatti, per esempio quelli di un semplice relais, si aprono. Se i contatti sono asciutti, non appena un contatto si stacca dall'altro, nel circuito viene immediatamente introdotta una resistenza molto alta (Vedi Fig. 2). L'intera tensione del circuito aperto della sorgente appare attraverso il positivo del traferro, quasi invariabilmente come un impulso di tensione induttiva molto più alta ed è dovuto all'improvvisa diminuzione (caduta) di corrente. Ne risulta che lo strato d'aria tra i contatti si rompe, si forma un momentaneo arco, si verifica un notevole aumento della temperatura locale ed i contatti si bruciano.

Prendiamo ora in esame l'azione che si verifica quando sugli stessi contatti vi è una pellicola di lubrificante ELECTROLUBE (Fig. 3a). Mentre i contatti sono chiusi, questa pellicola assicura una bassa caduta di tensione. Quando i contatti cominciano

ad aprirsi, la pellicola non si rompe immediatamente. D'altra parte, a causa della sua viscosità ed alla tensione di superficie, la pellicola si tende e forma un ponticello a colonna tra un contatto e l'altro, come indicato nella figura 3b. La resistenza di questa colonna sarà alta in confronto a quella dei contatti chiusi e continuerà ad aumentare man mano che i contatti si separano, ma sarà sempre più bassa di quella di un circuito aperto in confronto all'azione sui contatti secchi l'aumento può essere considerato come un processo

mentre lo strappo di rottura della colonna assicurerà un aumento, molto rapido dell'effettiva lunghezza dell'intraferro (della distanza). Conformemente a quanto sopra, la possibilità della formazione dell'arco verrà grandemente ridotta — nel caso l'arco si dovesse in genere verificare — e comunque sarà molto meno rilevante di quanto lo sarebbe con contatti secchi. Infine l'arco si fermerebbe in tutti i casi alle superfici delle pellicole protettive di ELECTROLUBE e non brucerebbe i contatti di metallo o carbone sotto alle stesse.

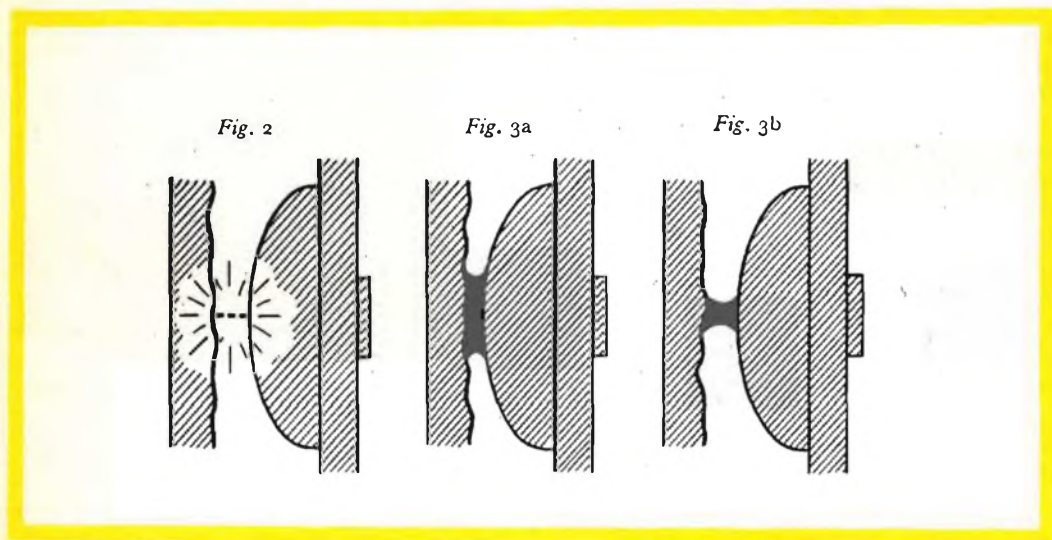


Fig. 2 - Formazione d'arco su contatti secchi.

continuativo. Inoltre l'aumento della temperatura mentre la colonna si tende diminuirà la resistività ed avrà perciò un effetto ritardatore sull'aumento della resistenza. Ciò malgrado, per tutto questo tempo si avrà una caduta della corrente circuitale a causa dell'aumentante resistenza e quando finalmente la colonna si romperà, tale corrente sarà diminuita fino a costituire una piccola frazione del suo valore a circuito chiuso.

L'aumento della tensione induttiva sarà perciò corrispondentemente più piccola,

## DATI DI PROVA

### Controlli sui contatti dei relais

La descrizione che segue di un « test » sui contatti del relais con carico induttivo conferma le qualità del prodotto. Due relais con contatti argentati sono stati regolati per un traferro di 0,036 pollici, con una tensione di molla di 15 mg. I contatti di uno dei relais (relais A) non vennero sottoposti ad alcun trattamento, mentre quelli dell'altro relais (relais B) vennero trattati con ELECTROLUBE N. 2. Ciascun relais ven-

# ELECTROLUBE\*

BRAND LUBRICANT



**Il NUOVO** lubrificante creato per l'industria **ELETTRICO-MECCANICA**. Eccezionalmente efficiente questo prodotto presenta le seguenti caratteristiche:



Per niente tossico - Chimicamente inerte - Privo di carbone - Non asciuga - Respinge l'acqua - Protegge le superfici dalle corrosioni e dalle ossidazioni - Indicato per i contatti ad arco ed elettrici - Con resistenza elettrica più bassa di qualsiasi lubrificante liquido - In pratici e originali contenitori.

REGISTERED  
TRADE MARK



**PARTICOLARMENTE STUDIATO PER I SELETTORI UHF - VHF  
INDISPENSABILE NEL VOSTRO LABORATORIO**

In vendita presso tutte le Sedi G.B.C.

ne collegato in serie con una batteria da 12 V e col circuito primario di una bobina di accensione, il cui avvolgimento secondario era collegato ad un lato di uno spinterometro, mentre l'altro terminale ritornava alla batteria per mezzo di una presa da 8 V in serie con un meccanismo di commutazione « on/off » (aperto/chiuso), funzionante ad una frequenza di commutazione di 42 operazioni al minuto. La corrente nel circuito era di 3,4 A; la induttanza del primario della bobina di accensione era di 10 mH e quella del secondario di 62 H. Il circuito è illustrato nella fig. 4. Dopo 318,160 la prova era finita e dalla misura risultava che la resistenza di contatto del relais A era aumentata da 0,006 a 0,008 ohm, mentre quella del relais B era diminuita da 0,006 a 0,0045 ohm.

Nel caso del relais B la diminuzione è stata attribuita al fatto di aver eliminato l'ossidazione e di aver aumentato la zona

di contatto in seguito all'impatto. Durante la prova il traferro 2 del circuito secondario unito al relais A doveva essere progressivamente ridotto da 3/16 a 1/16 di pollice onde mantenere la formazione di scintille ai punt dovuti. Questa necessità di una ripetuta regolazione deve essere attribuita alla sempre maggiore caduta di tensione ai contatti del relais. Col relais B non è stata necessaria alcuna regolazione. Infine, dopo questa prova di funzionamento le superfici dei contatti del relais A mostravano la bruciatura nonché perdite di metallo (Vedi Fig. 6); mentre quelli del relais B avevano subito; è vero, delle deformazioni a causa dell'impatto, ma non avevano alcun segno di bruciatura (Vedi Fig. 7).

Dai risultati di queste prove possono essere tratte diverse conclusioni. In primo luogo, grazie alle virtù dell'applicazione di ELECTROLUBE, la resistenza di contatto diminuisce piuttosto che aumentare e non

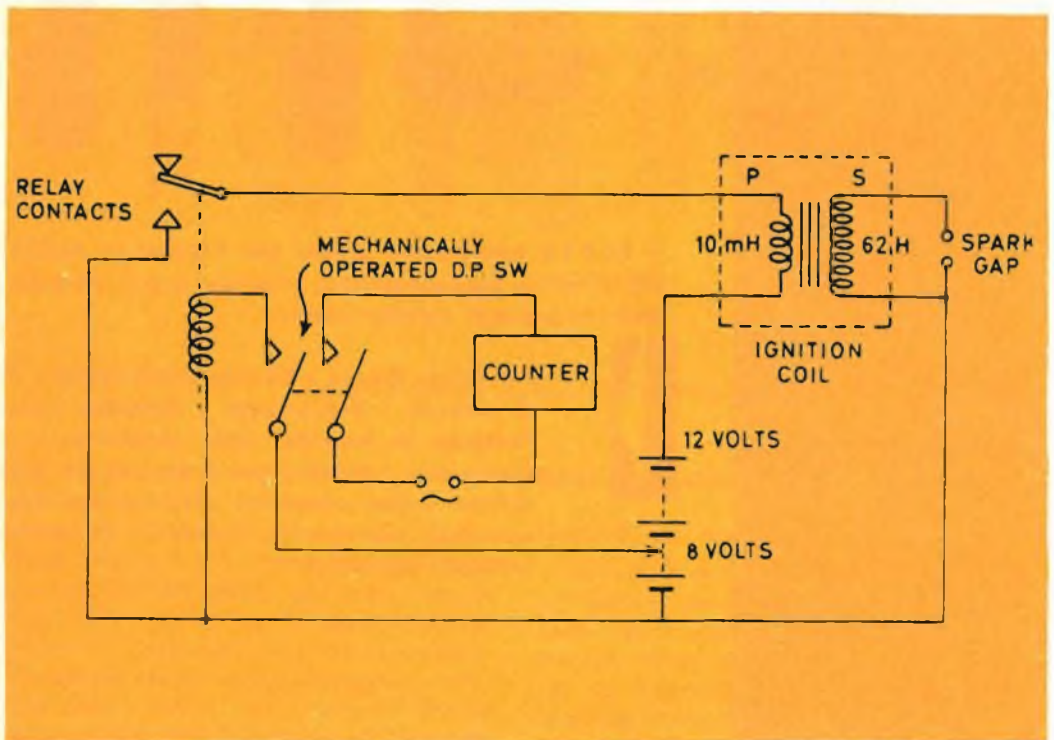


Fig. 4 - Circuito di prova diagrammatico per contatti di relais con e senza trattamento con ELECTROLUBE.

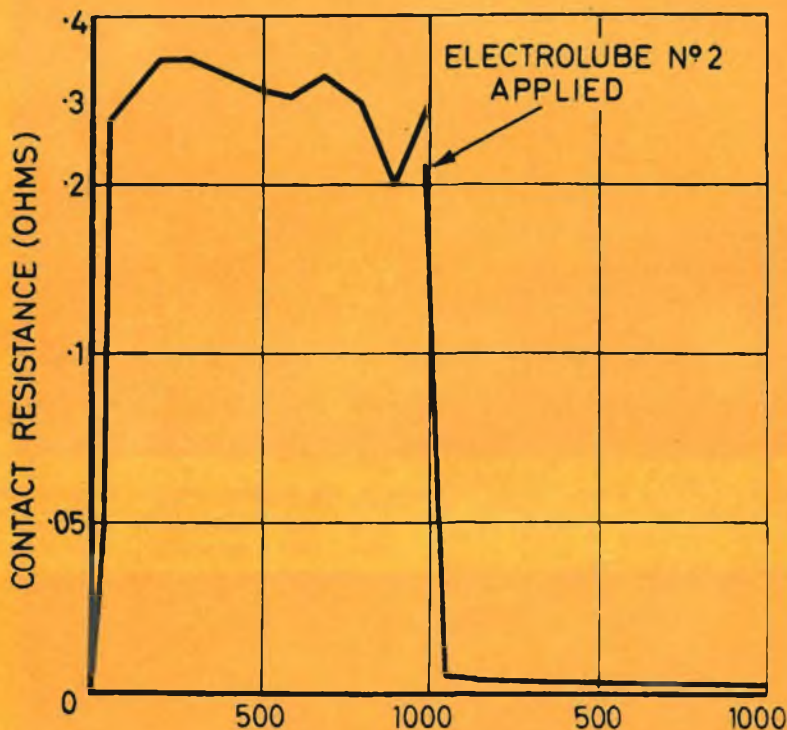


Fig. 5 - Grafico indicante la diminuzione di resistenza dei contatti che funzionano con carico induttivo di 3,5 amps., 12 V c.c., asciutti, (DRL) ed il funzionamento dopo l'applicazione di ELECTROLUBE N. 2.

è quindi necessaria alcuna regolazione della distanza (del traferro) di contatto per mantenere in piena efficienza la bobina di accensione. In secondo luogo, il formarsi di scintille nei contatti che avevano subito il trattamento, pur mancando durante la maggior parte della prova, si verificava per un breve momento dopo l'applicazione, ma malgrado ciò non veniva notata alcuna traccia di bruciatura sulla superficie di contatto. Ciò significa chiaramente che l'eventuale formarsi di scintille interessa unicamente le superfici della pellicola di ELECTROLUBE e non arriva al metallo ricoperto da esso.

Ricapitolando, la diminuzione di resistenza di contatto e l'assenza di bruciature, fattori da attribuirsi all'uso del lubri-

ficante ELECTROLUBE, sono due elementi che si combinano per prolungare la durata ed eliminare la necessità di ripetere frequentemente la regolazione.

La gamma delle applicazioni di ELECTROLUBE sui contatti mobili è vasta quanto la gamma di applicazione sui contatti stazionari. Vi sono compresi i relais leggeri, di peso medio, di cui la descrizione data sopra può servire da esempio, commutatori di ogni specie, compresi quelli « on/off », commutatori selezionatori RF, dispositivi di avviamento per motori, convertitori per motori e generatori, potenziometri a filo ed a carbone ed infine termostati. Un elenco dettagliato a questo riguardo è dato nella tabella 3.



Fig. 6 - Contatti sui quali non è stato operato il trattamento che indicano crateri e sporgenze causati dalla asportazione del metallo.



Fig. 7 - Contatti trattati con ELECTROLUBE che mostrano i segni dell'impasto, ma con una completa assenza di trasferimenti del metallo. (Ingrandimento x 10).

### PROVA CON I COMMUTATORI BIPOLARI « ON/OFF »

Dalla linea di montaggio sono stati presi tre interruttori bipolari « On/Off » (come quelli combinati con i potenziometri di controllo negli apparecchi radio ecc.) e sono stati ben lubrificati, compresi i contatti, con ELECTROLUBE Brand N. 2 e ciò in data 22 novembre 1954.

E' stata annotata la resistenza di contat-

to di ciascuna commutazione (le due paia di contatti in serie), dopo di che è stata effettuata la prova meccanica mediante 42 operazioni al minuto, con un carico resistivo che limita la corrente a 2 ampères a 250 V ca (lo standard per gli interruttori è di 250 V 1 A).

Dopo 45.610 operazioni è stata annotata nuovamente la resistenza di contatto di ciascun interruttore.

Gli interruttori sono stati quindi imma-



gazzinati senza protezione in un locale polveroso della fabbrica.

Il 22 marzo 1960 gli interruttori sono stati leggermente ventilati per eliminare la polvere che era rimasta attaccata agli stessi e sono state effettuate sei operazioni a mano, senza carico, per ciascun interruttore.

La resistenza di contatto di ciascun interruttore è stata nuovamente misurata come sopra indicato e confrontata con i dati precedenti come segue:

### RESISTENZA DI CONTATTO

Commutatore N°	Inizio della prova	Dopo 45,610 operazioni	Dopo circa 5 anni e mezzo il 22.3.60.
1.	.005 ohm	.008 ohm	.0075 ohm
2.	.004 ohm	.006 ohm	.007 ohm
3.	.004 ohm	.006 ohm	.005 ohm

Dopo l'applicazione iniziale di ELECTROLUBE Brand N. 2 in data 2-11-54 gli interruttori non furono più lubrificati o comunque trattati in alcun modo.

Dopo il completamento della prova, il 22 marzo 1960, si è provveduto ad elimi-

nare completamente la polvere che aveva aderito ai contatti in modo da liberare la **placcatura d'argento ed è stato constatato che quest'ultima non presentava alcun segno di deterioramento.**

Rivedendo la progressione di questa prova si può dire che gli interruttori in questione sono stati fatti funzionare per un equivalente di 25 anni in media, a doppio carico.

Al termine di questa parte della prova, la placcatura argentata (della grossezza iniziale di 0.005 pollici) sulle superfici di contatto di ciascun interruttore era ancora entro il limite previsto per un interruttore non ancora usato.

Durante questi cinque anni e mezzo gli interruttori sono stati esposti alla polvere industriale ed al fumo di natura ossidante e corrosiva e nonostante ciò, al termine della prova le superfici lubrificanti non risultano in alcun modo danneggiate e la resistenza di contatto risulta diminuita in due casi.

Questo era dovuto all'effetto « sigillante » della persistente pellicola formatasi durante l'applicazione iniziale di ELECTROLUBE BRAND N. 2.

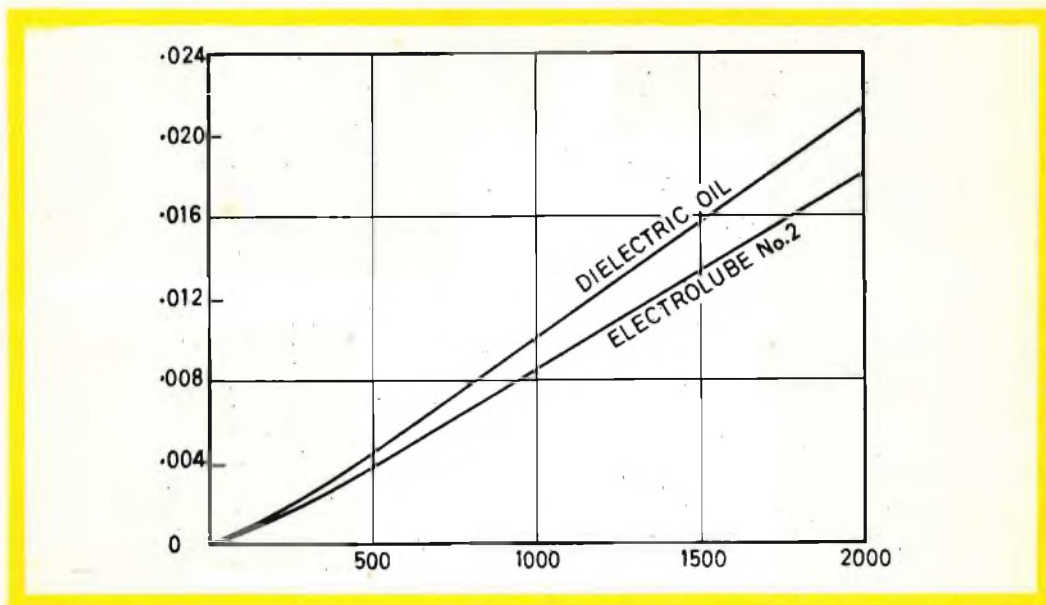


Fig. 8 - Prova con l'alta tensione. Si vede il confronto tra la tensione media dei contatti completamente immersi in olio dielettrico e di quelli immersi in ELECTROLUBE N. 2.

**PROVA CON L'ALTA TENSIONE, CONFRONTANDO UN OLIO ISOLANTE DIELETTRICO CON L'ELECTROLUBE N. 2**

Per poter stabilire le proprietà dell'ELECTROLUBE N. 2 come isolante, è stata fatta una prova comparativa con un olio dielettrico standard. I risultati, come indicato nel grafico qui sotto riportato, dimostrano che questo fluido costituisce un'eccezionale combinazione delle proprie qualità con le caratteristiche dielettriche.

**RISULTATI DELLA PROVA SULL'INTERRUPTORE BIPOLARE ON/OFF**

I seguenti risultati di prova indicano il diminuire dell'effetto di ossidazione e la progressiva diminuzione della resistenza di contatto tra i contatti a placatura ossidata:

Prima dell'applicazione di ELECTROLUBE N. 2 . . . . .	.01325
Dopo l'applicazione e con commutazione meccanica - una volta . . . . .	.01025
Dopo l'applicazione e con commutazione meccanica - 20 volte . . . . .	.00825
Idem c.s. - 60 volte . . . . .	.00725
» » - 100 » . . . . .	.00625

**Definizioni**

Il lubrificante identificato da un cappuccio ROSSO è noto come ELECTROLUBE Brand N. 2. Esso è un prodotto complesso, non essiccante, senza contenuto di oli minerali e che non attacca il polietilene, il nylon, i formaldeidi ecc. E' un fluido conduttore di elettricità, senza contenuto di carbone e resistente all'acqua, che mantiene le sue notevoli proprietà lubrificanti per una vasta gamma di temperature.

Poichè non è miscibile con oli o grassi minerali, qualsiasi traccia di tale sostanza su di una superficie già ossidata formerebbe una barriera che impedirebbe la sua azione. Per ottenere un sicuro effetto di questo lubrificante nelle condizioni sopra accennate, è stato aggiunto a questo prodotto un solvente volatile e questa soluzione è stata denominata « ELECTROLUBE Brand N. 1 », con coperchietto VERDE. Questo solvente volatile agisce come agente spalmatore, penetra, ammorbidisce e scioglie la pellicola di olio o grasso o

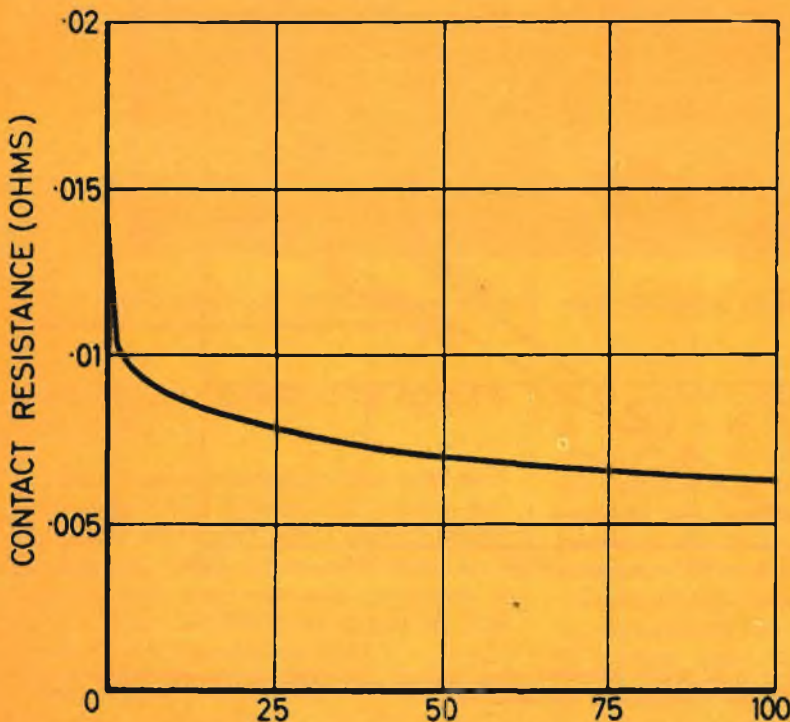


Fig. 9 - Operazione dopo l'applicazione. Il grafico rappresenta la progressiva diminuzione della resistenza di contatto tra i contatti con placatura ossidata di un commutatore bipolare « ON/OFF » dopo l'applicazione di ELECTROLUBE N. 2.



**BERNESTEIN**

*il vero tecnico  
usa utensili Bernestein*

qualsiasi altra contaminazione di carbone o altre sostanze e quindi evapora in pochi minuti, permettendo all'ELECTROLUBE di sciogliere la pellicola di ossido o solfuro sulla superficie del metallo.

Una volta che questa pellicola formata dall'ossidazione è sciolta, può venire tolta mediante strofinatura, oppure meccanicamente per mezzo dello stesso movimento delle due superfici in contatto.



Fig. 10 - Distanza tra i contatti (in pollici). Grafico indicante la resistenza dell'ELECTROLUBE N. 2 CON SEPARAZIONE a 20°C. Non vi è passaggio di corrente. Diametro del contatto: 240".

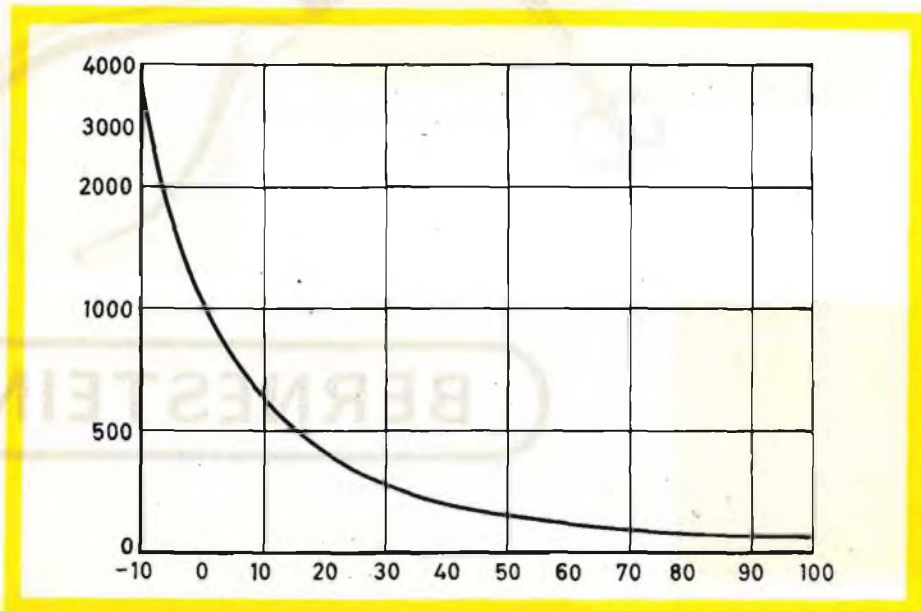


Fig. 11 - Temperatura °C. Grafico indicante la diminuzione di resistenza dell'ELECTROLUBE N. 2 man mano che la temperatura aumenta.

## **IL DISPENSATORE IN NYLON DI ELECTROLUBE: "SNORKEL"**

Questo ingegnoso dispositivo, ideato per realizzare il massimo servizio e la massima economia, ha una portata di 4 pollici e per mezzo del suo tubo flessibile e del piccolo orificio d'uscita permette l'applicazione diretta di ELECTROLUBE, cioè goccia a goccia ed in qualità controllata nei punti dove l'applicazione risulta necessaria, senza timore di provocare graffiature e senza dover esercitare pressione.

L'ELECTROLUBE elimina le impurità e consente un controllo istantaneo della « alimentazione » con una leggera pressione, a seconda della necessità, sul corpo della bottiglia.

Piegando il tubetto di nylon su un dito si potranno seguire gli angoli. Si piega il tubo in modo da spremere qualche goccia sul cuscinetto di spugna intorno al collo del tubo.

I piedini delle valvole, i perni delle spine ed altre parti piccole possono venire quindi convenientemente lubrificate con questo cuscinetto di spugna, senza che vi siano perdite od eccedenza di prodotto. Il lubrificante ELECTROLUBE si usa a gocce: vi sono 500 gocce in una bottiglietta ed il tubetto « Snorkel » permette di usare queste gocce ad una ad una.

### **CONTENITORE**

Il lubrificante ELECTROLUBE si trova in commercio in bottigliette di plastica da due onces ed in « penne » a ricambio tascabile. Ambedue i tipi sono forniti di un dispensatore flessibile « Snorkel » (Brevetti inglesi e stranieri).

Per largo uso industriale i lubrificanti ELECTROLUBE vengono forniti all'ingrosso.

Contenitore per il territorio USA: vasi di metallo da un gallone, sigillati.

Idem c.s. da 5 galloni.

Contenitore per l'esportazione Vaso in metallo da 5 kg., sigillato.

Idem c.s. da 25 kg.

## **ALCUNE APPLICAZIONI TIPICHE DEL LUBRIFICANTE ELECTROLUBE**

### **Come lubrificante completamente meccanico si applica per:**

Commutatori e controlli nei dispositivi e nelle installazioni elettriche e meccaniche.

Ingranaggi di apparati fotografici, di registrazione e di riproduzione specialmente nei comandi di precisione per movimento ritardato.

Tutti gli ingranaggi per i quali una lubrificazione duratura è di importanza assoluta.

Dispositivi (ingranaggi) di precisione, per esempio negli orologi, dispositivi a orologeria, misuratori e specialmente apparecchi telestampati, telescriventi e tele-registranti, apparecchiature aeronautiche e navali, apparecchiature automatiche.

Tutti gli ingranaggi (i cuscinetti) nei meccanismi elettrici ecc., destinati all'uso dell'aria aperta e perciò esposti alle intemperie, come per esempio:

nei trasporti  
negli alaggi (Haulage)  
nell'agricoltura

### **Come mezzo conduttore sulle superfici stazionarie si applica per:**

Spire e prese di ogni genere  
Piedini di valvole, antenne di telescopi e giunti di scatole schermati  
Terminali di viti e morsetti  
Zoccoli di valvole  
Bocchettoni di raccordo e targhette, circuiti stampati e connettori.

### **Come mezzo conduttore ed inibitore di scintille nei contatti mobili si applica per:**

Contatti di relais, contattori, solenoidi, interruttori  
Commutatori ON/OFF, fusibili (wafer) e di cambiamento d'onda e sintonizzatori  
Contatti a manopola a pressione, contatti a chiave e contatti a termostato  
Controlli di volume e potenziometri a spirale ed a carbone  
Generatori e commutatori di motori ed anelli di scorrimento.

**Caratteristiche tipiche fisiche ed elettriche del lubrificante ELECTROLUBE**

Gravità specifica a 15° C (59° F) 0,99  
 Tensione di superficie 34 dine/cm  
 Punto di lampeggiamento 246° C (475° F)  
 Punto di scorrimento — 46° C (— 50° F)  
 Punto di ebollizione (a 10 mm di pressione) 410° C (770° F)

Resistività a — 10° C (+ 14° F) 3500 Megaohm/cm<sup>3</sup>  
 Resistività a + 20° C (+ 68° F) 400 Megaohm/cm<sup>3</sup>  
 Resistività a + 120° C (+ 248° F) 50 Megaohm/cm<sup>3</sup>

**N.B.** - Olio minerale S.A.E. 5:  
 Resistività a + 20° C (+ 68° F) 10<sup>6</sup> Megaohm/cm<sup>3</sup>



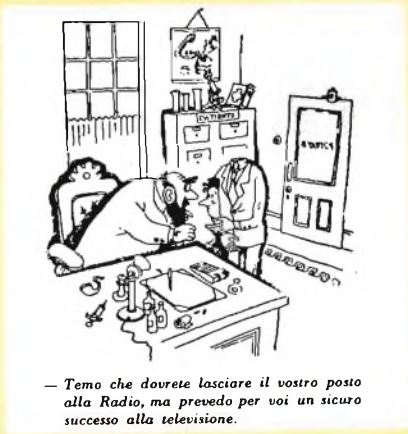
— Avanti, metti tutto a posto in fretta. Sta arrivando qualcuno.



**Video risate**



— Siamo spiacenti ma, per difficoltà impreviste, dobbiamo interrompere temporaneamente il programma.



— Temo che dovrete lasciare il vostro posto alla Radio, ma prevedo per voi un sicuro successo alla televisione.



— Devi aver sbrogliato ad attaccare qualche filo.



— Molto lavoro, eh?



# IMPIEGO DEL TRIODO

## PC 88

### nello stadio amplificatore

## RF

### di un selettore di canali

## UHF

**I**l nuovo triodo UHF PC 88 è stato sviluppato in seguito agli studi ed alle esperienze acquisite nel campo UHF con l'impiego del triodo PC 86. Nella banda UHF, come già ha sufficientemente dimostrato il triodo PC 86, anche i triodi in esecuzione noval possono dare ottime prestazioni. Il triodo PC 88 è, ovviamente, anch'esso con griglia a quadro, ed è stato particolarmente studiato per essere impiegato nello stadio amplificatore dei selettori UHF. Montato con griglia a massa, esso è in grado di fornire le prestazioni richieste da un sifatto stadio, e cioè: notevole amplificazione di potenza, buona stabilità di funzionamento e bassa reazione sul catodo del segnale presente sull'anodo, cioè, elevato disaccoppiamento tra circuito d'ingresso e circuito di uscita.

#### **Amplificazione di potenza e induttanza dei piedini di griglia.**

Si realizza un'elevata amplificazione di potenza quando si può disporre di una valvola con pendenza elevata oppure aumentando l'impedenza del carico anodico ( $A = S \cdot Z$ ); quest'ultima, a sua volta, può essere aumentata quando risultino basse sia la reazione che la capacità di uscita della valvola. Oltre a ciò, la bassa capacità di uscita e la bassa induttanza dei

terminali di griglia della valvola fanno sì che tra circuito d'ingresso e circuito di uscita esista un elevato disaccoppiamento. Il basso valore ( $0,5 \mu\text{H}$ ) dell'induttanza dei terminali di griglia (piedini) è stato ottenuto facendo fuoriuscire la griglia contemporaneamente su 5 piedini.

#### **Capacità di uscita**

La riduzione della capacità di uscita della valvola è stata ottenuta dimezzando l'anodo; ne è derivata una nuova disposizione elettrodica nella quale l'anodo viene a trovarsi in una posizione asimmetrica rispetto al catodo; ciò è indicato schematicamente in fig. 1. Che questa particolare costruzione riduca notevolmente le capacità interne della valvola è fuori discussione; ma è evidente però che con questa disposizione, il catodo viene ad essere « sovraccaricato », e per questo motivo, ha piena giustificazione il fatto che il valore limite della corrente catodica si trovi, nella PC 88, al di sotto di quello della PC 86

$$I_{k\max} = 20 \text{ mA}$$

e PC 88

$$I_{k\max} = 13 \text{ mA}$$

La disposizione asimmetrica catodo - anodo consente inoltre di ridurre considerevol-

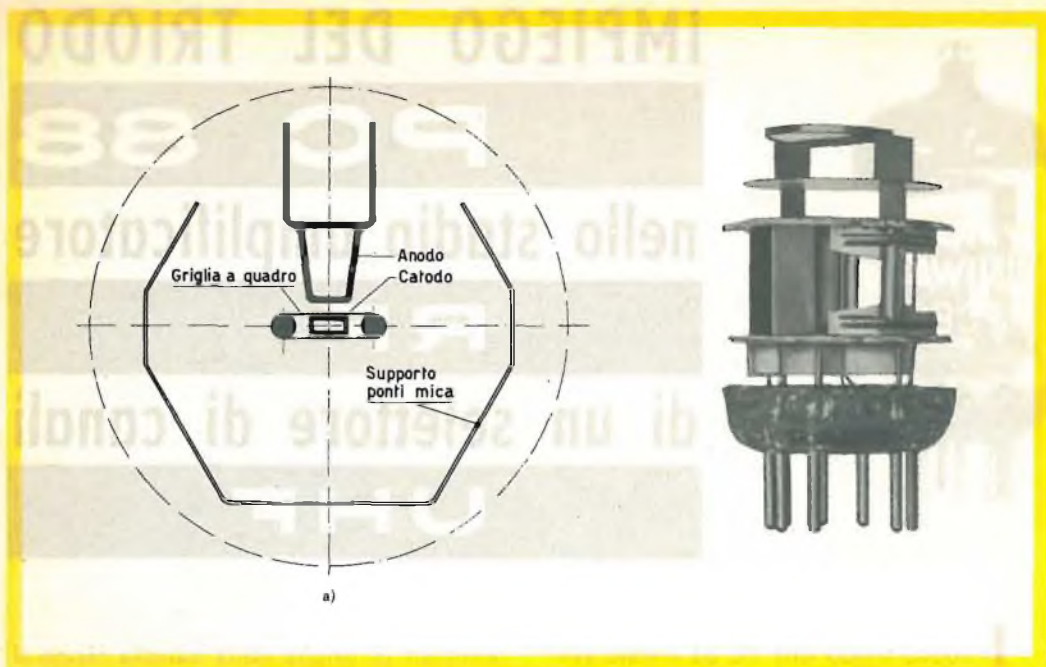


Fig. 1 - a) Sezione trasversale degli elettrodi del triodo PC 88. b) Triodo PC 88 (ingrandimento 2x) visto lateralmente per mettere in evidenza la struttura asimmetrica dell'anodo.

mente la distanza tra catodo e griglia (circa  $35 \mu$ ); ciò consente di ottenere quel valore elevato di pendenza ( $S = 13,5 \text{ mA/V}$ ) che, come abbiamo detto sopra, è una delle condizioni indispensabili per ottenere un valore elevato di amplificazione di potenza.

### Collegamento a massa dei cinque piedini di griglia

Per ridurre al minimo la reazione sul catodo del segnale presente sull'anodo, e ottenere quindi il massimo disaccoppiamento tra circuito d'ingresso e circuito di uscita, è necessario che anche il collegamento a massa dei piedini della griglia venga effettuato con un minimo valore di induttanza. Questo basso valore di induttanza può essere ottenuto, tra l'altro, adottando particolari accorgimenti nel collegamento a massa dei vari terminali di griglia del supporto della valvola.

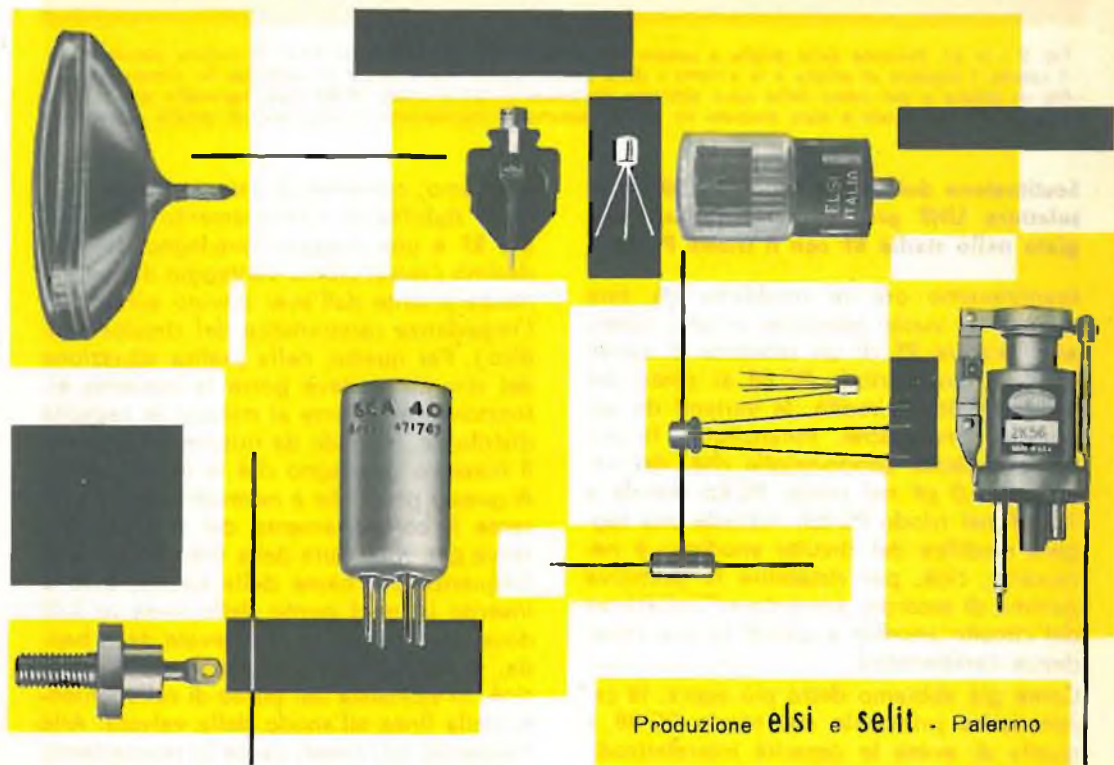
In fig. 3 vengono indicate 5 diverse maniere di collegamento a massa dei terminali di griglia del supporto della valvola. I valori di reazione ottenuti con queste 5 diverse maniere di collegamento a massa

della griglia differiscono considerevolmente tra di loro, come indicano, in maniera evidente, i grafici di fig. 4; in essi, infatti, la percentuale di segnale riportata sul catodo dall'anodo ha le dimensioni di un rapporto ( $a = V_k/V_a$ ), ed è espressa in funzione della frequenza per i 5 diversi casi di collegamento a massa della griglia. Questi valori di reazione sono stati ricavati per un valore d'impedenza dei circuiti di ingresso e di uscita di  $60 \Omega$  e in condizione di risonanza. Dalla fig. 4 si può inoltre notare come attuando il collegamento c (nel quale alcuni terminali di griglia vengono collegati alla parete divisoria di lamiera) si abbia, all'estremità della banda, un valore di reazione che è pressapoco metà di quello ottenuto con il collegamento indicato in a (dove tutti i terminali di griglia sono saldati direttamente sullo chassis). I grafici di fig. 4 consentono quindi di scegliere, a seconda della frequenza di lavoro, quel collegamento a massa che permette di ottenere il valore più basso di iniezione della tensione dell'oscillatore nel circuito d'ingresso, e cioè, una minore irradiazione della tensione dell'oscillatore.



# componenti elettronici

RAYTHEON



Produzione elsi e selit - Palermo

*Transistori e diodi al germanio e al silicio.*

*Raddrizzatori al silicio fino a 1.200 Ampère.*

*Scaricatori multipli autopilotanti a 40, 80 e 120 A.*

*Cinescopi a 70°, 90°, 110°, 114°, da 17", 19", 21", 23", 27", a semplice o doppio pannello. Cannoni elettronici.*

*Valvole ad uso industriale. Thiratrone.*

*Tubi a raggi catodici per uso professionale.*

*Klystrons, Magnetrons per radar e magnetrons per C. W.*

Organizzazione commerciale  
MILANO piazza Cavour, 1  
telefoni 66.96.61/2 - 66.11.05/57  
ROMA piazza Poli, 37 - tel. 64.00.08



Fig. 2 - In a). Porzione della griglia a quadro del triodo PC 88 (ingrandimento 20 x). Si vedono distintamente il catodo, i supporti di griglia e la « trama » della griglia stessa. Per mettere in evidenza le dimensioni del filo di griglia e del passo delle spire abbiamo riprodotto in b) il triodo PC 88 (già ingrandito due volte), sulla griglia del quale è stato tracciato un piccolo rettangolo racchiudente la porzione di griglia ingrandita.

### Sostituzione del nuovo triodo PC 88 in un selettore UHF precedentemente equipaggiato nello stadio RF con il triodo PC 86

Esamineremo ora le modifiche da fare quando si vuole sostituire in uno stadio amplificatore RF di un selettore di canali UHF, il nuovo triodo PC 88 al posto del triodo PC 86. In realtà, le varianti da apportare sono poche. Innanzitutto, la più bassa capacità anodo-griglia che, dal valore di 2,0 pF nel triodo PC 86 scende a 1,2 pF nel triodo PC 88, richiede una leggera modifica del circuito anodico; è necessario, cioè, per ristabilire la primitiva gamma di accordo, aumentare l'induttanza del circuito anodico e quindi la sua impedenza caratteristica.

Come già abbiamo detto più sopra, la caratteristica principale del triodo PC 88 è quella di avere le capacità interelettrodeiche inferiori a quelle della PC 86; ciò, lo

ripetiamo, consente di ottenere una maggiore stabilità di funzionamento dello stadio RF e una maggior guadagno del medesimo (quest'ultimo vantaggio deriva immediatamente dall'aver dovuto aumentare l'impedenza caratteristica del circuito anodico). Per questo, nella pratica attuazione del circuito si deve porre la massima attenzione per ridurre al minimo le capacità distribuite, in modo da riuscire ad ottenere il massimo guadagno che la valvola offre. A questo proposito è necessario tener presente il comportamento del trimmer che serve per la taratura della linea in  $\lambda/2$  alle frequenze più basse della banda. Esso è inserito in quel punto della linea in  $\lambda/2$  dove, alle frequenze più elevate della banda, si ha il minimo di tensione, si trova cioè, in vicinanza del punto di collegamento della linea all'anodo della valvola. Alle frequenze più basse, causa lo spostamento del minimo di tensione, aumenta l'influsso

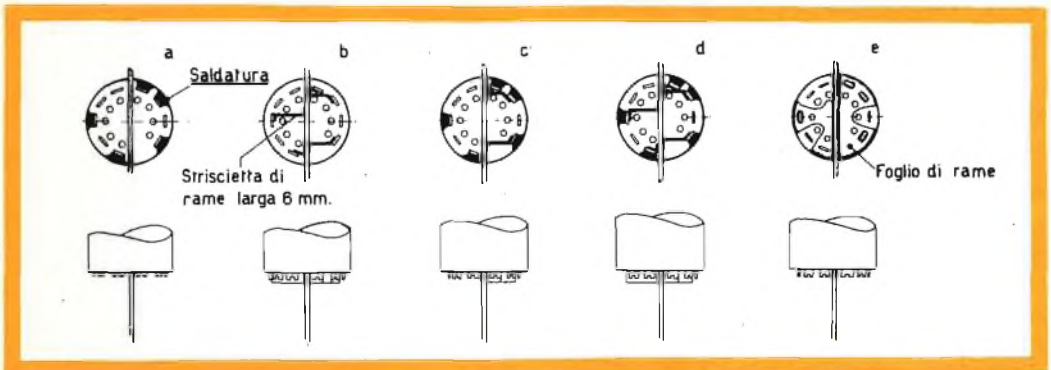


Fig. 3 - Vari sistemi di collegamento a massa dei terminali di griglia del supporto.

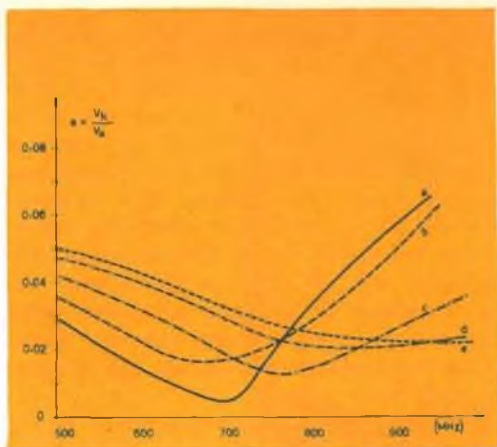


Fig. 4 - Percentuale di segnale riportata sul catodo dall'anodo ( $a = \frac{V_k}{V_a}$ ) in funzione della frequenza

(larghezza di banda  $B = 12$  MHz), secondo i diversi sistemi di collegamento a massa dei terminali di griglia del supporto, come indicato in fig. 3.

- a) Terminali di griglia del supporto della valvola saldati lungo il foro dello chassis.
- b) Terminali di griglia del supporto della valvola collegati a massa mediante strisciette di rame lunghe 6 mm, saldate alla parete divisoria dello chassis.
- c) Terminali di griglia del supporto saldati, in parte allo chassis, e in parte (3) collegati a massa mediante strisciette di rame saldate alla parete divisoria dello chassis.
- d) Combinazione del caso a) e del caso b).
- e) Terminali di griglia del supporto della valvola collegati allo chassis e alla parete divisoria mediante una lamina di rame.

della capacità del trimmer sulla capacità effettiva del circuito; l'aumento di questa ultima influisce, come sappiamo, sull'impedenza del circuito anodico.

Nel selettore di canale UHF indicato in fig. 4 l'aumento dell'impedenza del circuito anodico si effettua prolungando la linea in  $\lambda/2$  (oltre il trimmer) con un pezzetto di filo di rame argentato ripiegato (loop)

del diametro di 0,8 mm e lungo circa 10 mm. Con ciò si viene contemporaneamente a riportare la banda di accordo entro quegli estremi occupati prima della sostituzione della valvola.

Qui sotto indichiamo, mediante dei grafici, i vantaggi notevoli derivanti dalla sostituzione del triodo PC 88 al posto del triodo PC 86.

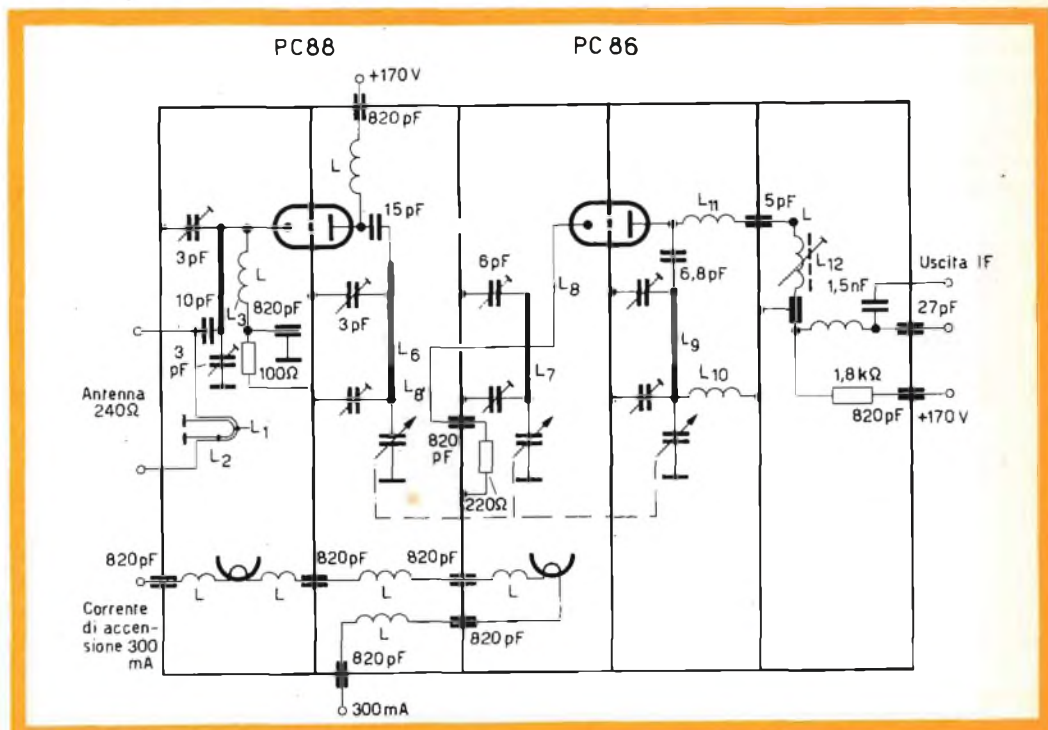


Fig. 5 - Schema elettrico del selettore di canali UHF equipaggiato con i triodi PC 88 (amplificatore RF) e PC 86 (convertitore autooscillante).

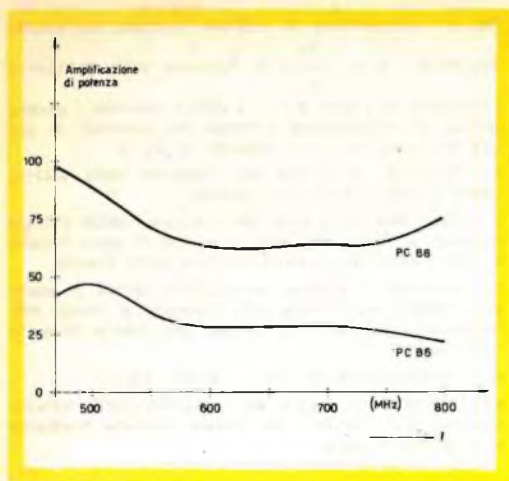


Fig. 6 - Amplificatore di potenza  $A_p$  in un selettore di canali UHF con il triodo PC 88 e con il triodo PC 86 rispettivamente.

Innanzitutto la fig. 6 mostra con piena evidenza come a parità di larghezza di banda ( $10 \div 13$  MHz), il guadagno in potenza ottenibile con il triodo PC 88 sia nettamente superiore a quello ottenuto con il triodo PC 86. Questa maggiore amplificazione di potenza del segnale RF riduce l'influenza del rumore prodotto nello stadio convertitore, e di conseguenza, porta ad un miglioramento della sensibilità-limite; ciò risulta chiaramente dal grafico di fig. 7. Per mostrare in maniera convincente l'elevato smorzamento della tensione dell'oscillato-

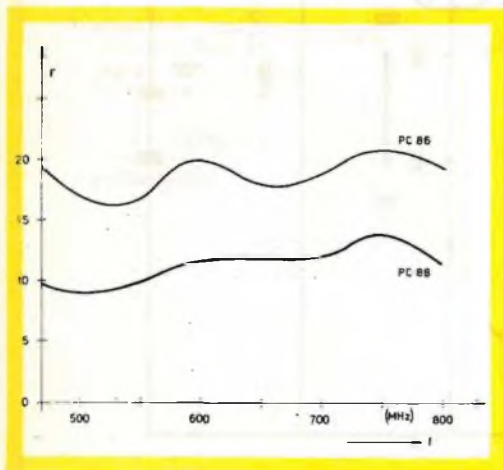


Fig. 7 - Sensibilità-limite  $F$  di un selettore di canali UHF con il triodo PC 88 e con il triodo PC 86 rispettivamente.

re effettuato dal triodo PC 88, vengono riportati in fig. 8 due curve tratteggiate (per la PC 86 e la PC 88 rispettivamente) indicanti l'andamento della tensione dell'oscillatore presente sui morsetti di antenna ( $R_a = 60 \Omega$ ) in funzione della frequenza. Queste curve, ben inteso, non tengono conto della irradiazione effettuata attraverso lo chassis, ma si riferiscono esclusivamente alla tensione oscillante riportata sui terminali di antenna ad opera della valvola, e perciò, servono solo per dimostrare i miglioramenti ottenuti con la sostituzione della valvola.

Nel selettore di canali indicato in fig. 4, per diminuire l'irradiazione, è previsto un circuito di compensazione ( $L_8, L_8'$ ) che, con la sostituzione del triodo PC 88, non risulta

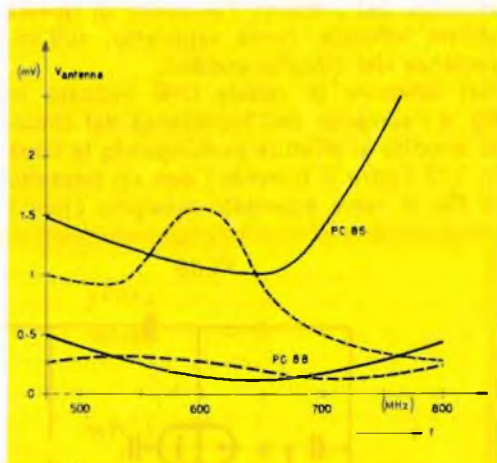


Fig. 8 - Tensione dell'oscillatore  $V_{osc}$  presente sui morsetti di antenna ( $R_{ant} = 60 \Omega$ ) con il triodo PC 88 e con il triodo PC 86 nello stadio amplificatore RF (grafici tratteggiati). I grafici a linea continua indicano l'andamento della tensione dell'oscillatore presente ai morsetti di antenna (rispettivamente per i due triodi) dopo che è stato eliminato il circuito di compensazione contro l'irradiazione.

più dimensionato a dovere. In ogni modo, per mettere in ulteriore evidenza la diminuita irradiazione conseguita con l'impiego del triodo PC 88, viene indicato, sempre nella fig. 8, (tratto continuo) l'andamento della tensione dell'oscillatore presente sui morsetti di antenna dopo che il suddetto circuito di compensazione era stato escluso. Se ne conclude quindi che, per mantenere l'irradiazione ad un livello accettabile, la sostituzione della PC 88 in uno stadio pre-

# ANALIZZATORE MOD. TW 21 BROWN



V

Ω

μA

μF

## VOLTMETRO - AMPEROMETRO - CAPACIMETRO - MEGAOHMMETRO

**Corrente Continua** (Sensibilità 20.000 Ω/V)

6 Portate voltmetriche:

5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V

7 Portate amperometriche:

50 μA 1 - 10 - 100 - 250 - 500 - 1000 mA

**Corrente Alternata** (Sensibilità 5.000 Ω/V; con impiego di 1 rettificatore al germanio)

6 Portate voltmetriche:

5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V

**Ohmetro** - In tre portate con alimentazione a batteria da 1,5 V

x 1 = 10 kΩ f.s. x 10 = 100 kΩ f.s.

x 100 = s MΩ f.s.

**Megaohmetro** - In una portata con alimentazione in c.a. 125 ÷ 220 V

x 10 kΩ = 100 MΩ f.s.

**Capacimetro:** con alimentazione in c.a.

da 125 a 220 V si effettuano misure di capacità da 50 pF a 0,5 μF

pF x 1 = 50.000 pF f.s.

pF x 10 = 0,5 μF f.s.

Ampiezza quadrante mm 120 x 100

Ingombro mm 195 x 130 x 52

PREZZO NETTO L. 8750 PRESSO TUTTE LE SEDI **G B C**

amplificatore UHF non richiede precauzioni diverse da quelle normali.

Possiamo inoltre affermare che il triodo PC 88, grazie alle basse capacità interelettriche, impiegato in uno stadio amplificatore UHF, non ha alcuna tendenza ad oscillare. Ciò rende inutile qualsiasi circuito di neutralizzazione o smorzamento aggiuntivo del carico anodico. Nello stadio amplificatore RF del selettore con il triodo PC 86, il primario del filtro di banda veniva smorzato con una resistenza da 10  $\Omega$ .

## DATI TECNICI DEL TRIODO UHF E/PC 88

### Dati di accensione

**PC 88** Riscaldamento indiretto con c.a. oppure c.c.; alimentazione in serie.

Tensione al filamento  $V_f = 4,0$  V  
Corrente nel filamento  $I_f = 300$  mA

**EC 88** Riscaldamento indiretto con c.a. oppure c.c.; alimentazione in parallelo.

Tensione al filamento  $V_f = 6,3$  V  
Corrente nel filamento  $I_f = 180$  mA

1) Nella PC 86,  $C_{ag} = 2,0$  pF,  $C_{ka} = 200$  mpF.

2) Nella PC 86,  $I_k = 20$  mA.

### Capacità (senza schermo esterno)

Anodo - griglia	$C_{ag} = 1,2^{1)}$ pF
Anodo - catodo	$C_{ak} = 50^{1)}$ mpF
Anodo - (catodo + filamento)	$= 75$ mpF
Griglia - catodo	$C_{gk} = 3,2$ pF
Griglia - (catodo + filamento)	$= 3,7$ pF
Con schermo esterno (diametro interno 22,2 mm) collegato alla griglia. (filamento + catodo)	
(griglia + schermo)	$= 3,8$ pF
Anodo - (griglia + schermo)	$= 1,8$ pF
Anodo - (filamento + catodo)	$= 55$ mpF

### Dati caratteristici

Tensione anodica	$V_a = 160$ V
Resistenza di catodo	$R_k = 100$ $\Omega$
Corrente anodica	$I_a = 12,5$ mA
Pendenza	$S = 13,5$ mA/V
Fattore di amplificazione	$\mu = 65$

### Valori limite

Tensione anodica	$V_a = 230$ V
Dissipazione anodica	$W_a = 2$ W
Corrente catodica	$I_k = 13^{2)}$ mA
Tensione negativa di griglia	$-V_g = 50$ V
Resistenza di griglia	$R_g = 1$ M $\Omega$
Tensione catodo - filamento	$V_{kf} = 100$ V

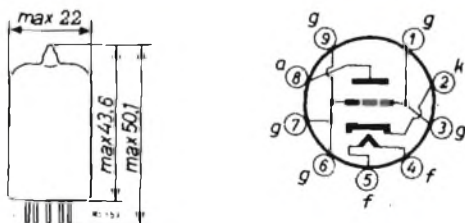
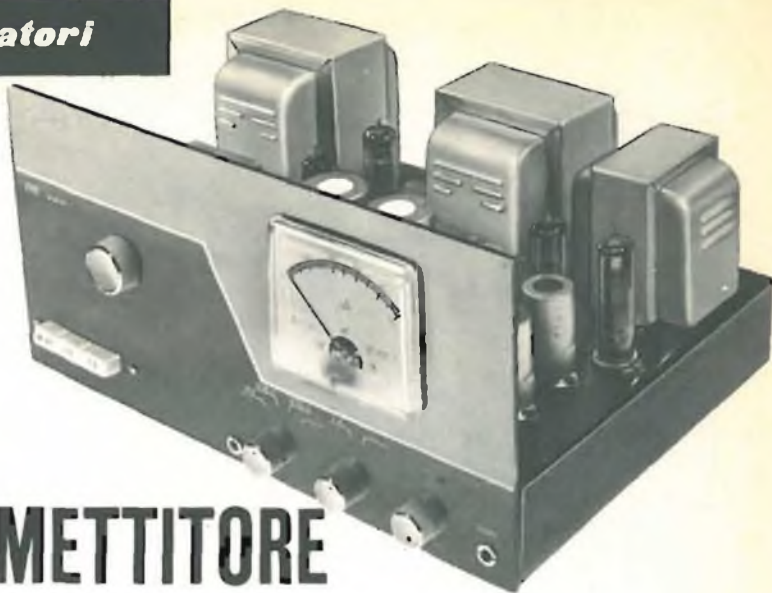


Fig. 9 - Dimensioni d'ingombro in mm e collegamento degli elettrodi dell'E PC 88.



## UN TRASMETTITORE PER I 144 MHz

*Della serie di articoli di partecipanti al concorso « Tutti collaboratori », pubblichiamo questa volta la descrizione di un trasmettitore a nostro avviso indubbiamente molto interessante, sia per originalità di realizzazione, che per la soddisfazione che esso darà indubbiamente a chiunque volesse costruirlo.*

*Il trasmettitore funziona nella gamma dei 144 Mc/s, ed è dovuto al Sig. Lucio Galinari, un altro dilettante milanese che, in uno con la descrizione, ci ha fornito, anche l'apparecchio montato, sia per le prove che avessimo voluto condurre, sia per ritrarne le varie fotografie che ora compaiono nel corso dell'articolo.*

**I**l trasmettitore qui descritto, è stato progettato per l'impiego del telaio GBC - Z/1122, e con lo scopo di ottenere, relativamente alla potenza fornita, una realizzazione che pur senza sacrificarne l'estetica, risulti il più possibile compatta.

La parte a RF, costituita dal telaio GBC - Z/1122 è stata ampiamente descritta nel n.° 3-1960 di questa Rivista.

La potenza d'uscita del trasmettitore si aggira attorno a 15 W, potenza questa, più che sufficiente per effettuare con adatta antenna, collegamenti in un raggio di 200÷300 km.

L'uso del trasmettitore risulta estremamente semplice e comodo, grazie all'esiguo numero di comandi operativi conseguenza di un accurato raggruppamento delle varie funzioni.

Per i controlli di « On-OFF » « STAND

BY » « TX » ( acceso-spento, ricezione, trasmissione ) è stata impiegata una tastiera tra le migliori esistenti che introduce, inoltre, una nota di insolita eleganza a questo genere di apparecchiatura.

Tutte le parti che compongono il trasmettitore sono situate su un unico telaio di ferro dello spessore di 12/10 mm. fig. 1.

Posteriormente sono sistemati i componenti più voluminosi tra cui i trasformatori di alimentazione e di modulazione.

L'orientamento del telaio RF, Z/1122, è stato effettuato in modo che il connettore di antenna, sporga sul retro del telaio principale.

La parte destra è occupata dal modulatore; nella sua disposizione si è tenuto conto, data la compattezza dell'insieme, del possibile verificarsi di inneschi conseguenti ad anormali oscillazioni di RF.

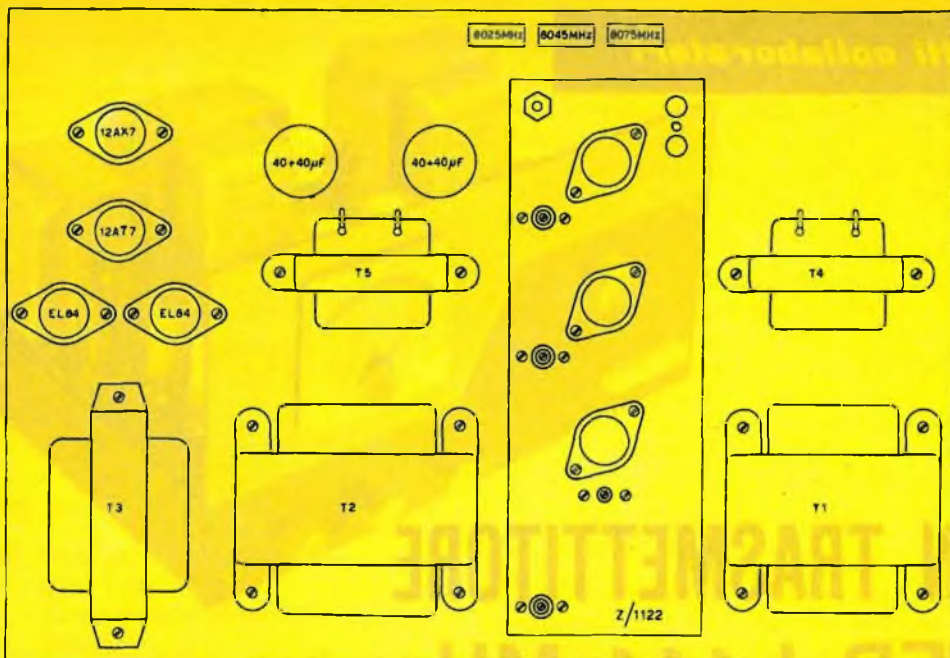


Fig. 1 - Piano della disposizione delle parti

Il pannello frontale è costituito da una lastra in alluminio dello spessore di 3 mm.; in fig. 2 è rappresentata la sua foratura, essa comprende i fori per l'alloggiamento dello strumento, per la tastiera e per i rimanenti comandi.

Poichè anche la verniciatura è essenziale per l'estetica dell'apparecchio, si è cercato di ottenere un buon accoppiamento di

tinte verniciando in due colori il pannello, e con un terzo colore la copertura esterna.

E' stato usato il grigio lucido per la parte superiore del pannello, e il nero opaco per quella inferiore. Le diciture sono state incise in bianco, e la copertura in azzurro scuro raggrinzante.

La copertura, ricavata molto semplicemente da una lamiera in alluminio di 2

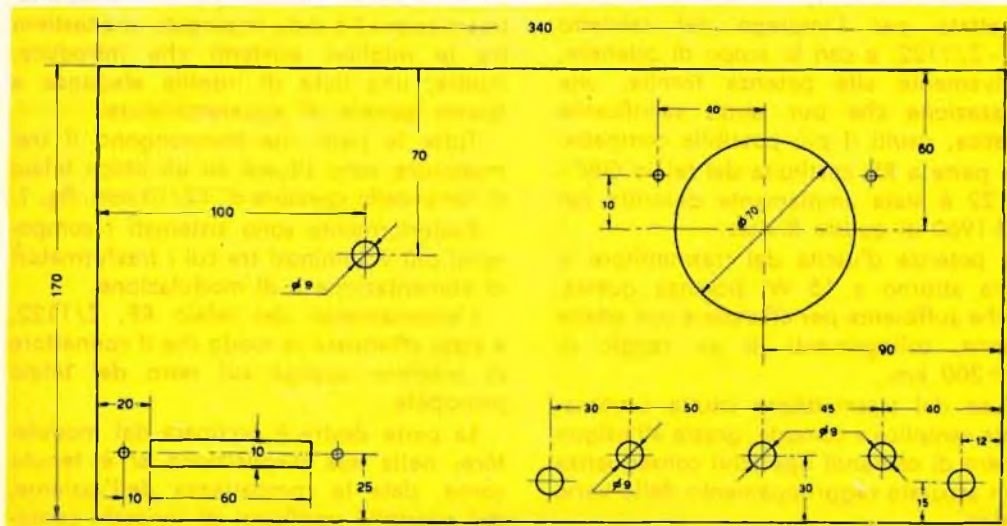


Fig. 2 - Pannello frontale.



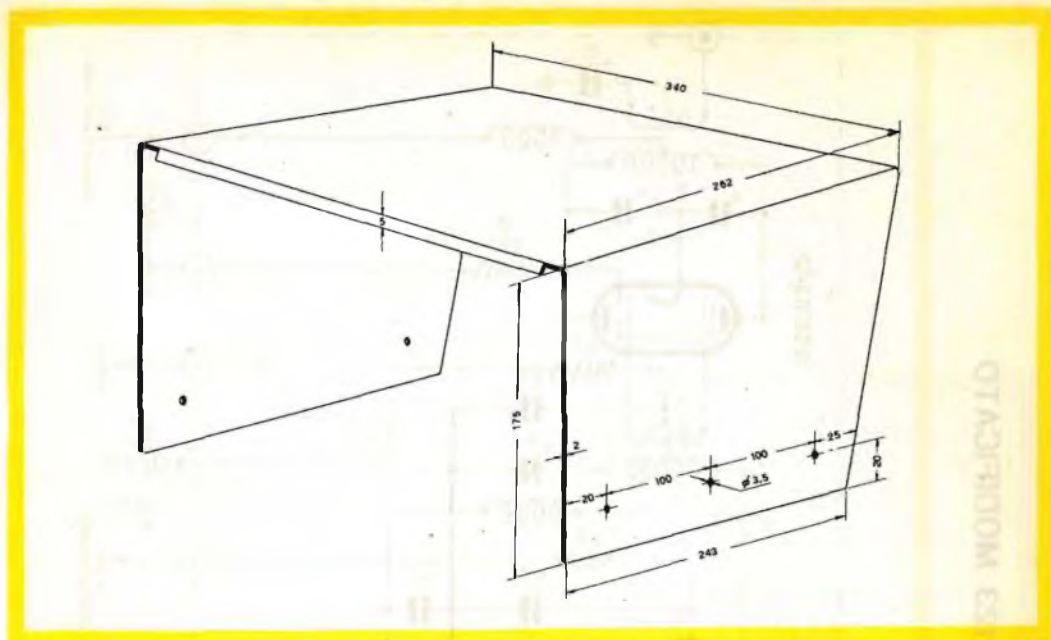


Fig. 3 - Copertura dell'apparecchio

mm. di spessore, risulta piegata secondo la fig. 3, ed è fissata lateralmente al telaio; la sua parte anteriore è stata sagomata in modo da formare una piccola visiera sopra il pannello frontale.

Posteriormente, per assicurare una notevole circolazione d'aria per il raffreddamento, il trasmettitore è stato lasciato completamente aperto.

La chiusura inferiore è ottenuta impiegando una lastra di alluminio da 2 mm., v. fig. 4, fissata sotto il telaio.

Ad essa, sono stati applicati quattro gommini per l'appoggio al tavolo. Lo strumento, un microamperometro da 500  $\mu$ A fondo scala, è un ICE del tipo « Cristall », le manopole, sono quelle cat. GBC n. F/59-2 molto curate nella loro finitura.

### DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il circuito elettrico del trasmettitore è fondamentalmente suddiviso in quattro sezioni:

- 1) La sezione a RF, costituita dall'oscillatore, dai moltiplicatori e dallo stadio finale di amplificazione, utilizza tre valvole.
- 2) La sezione dell'amplificatore di BF e

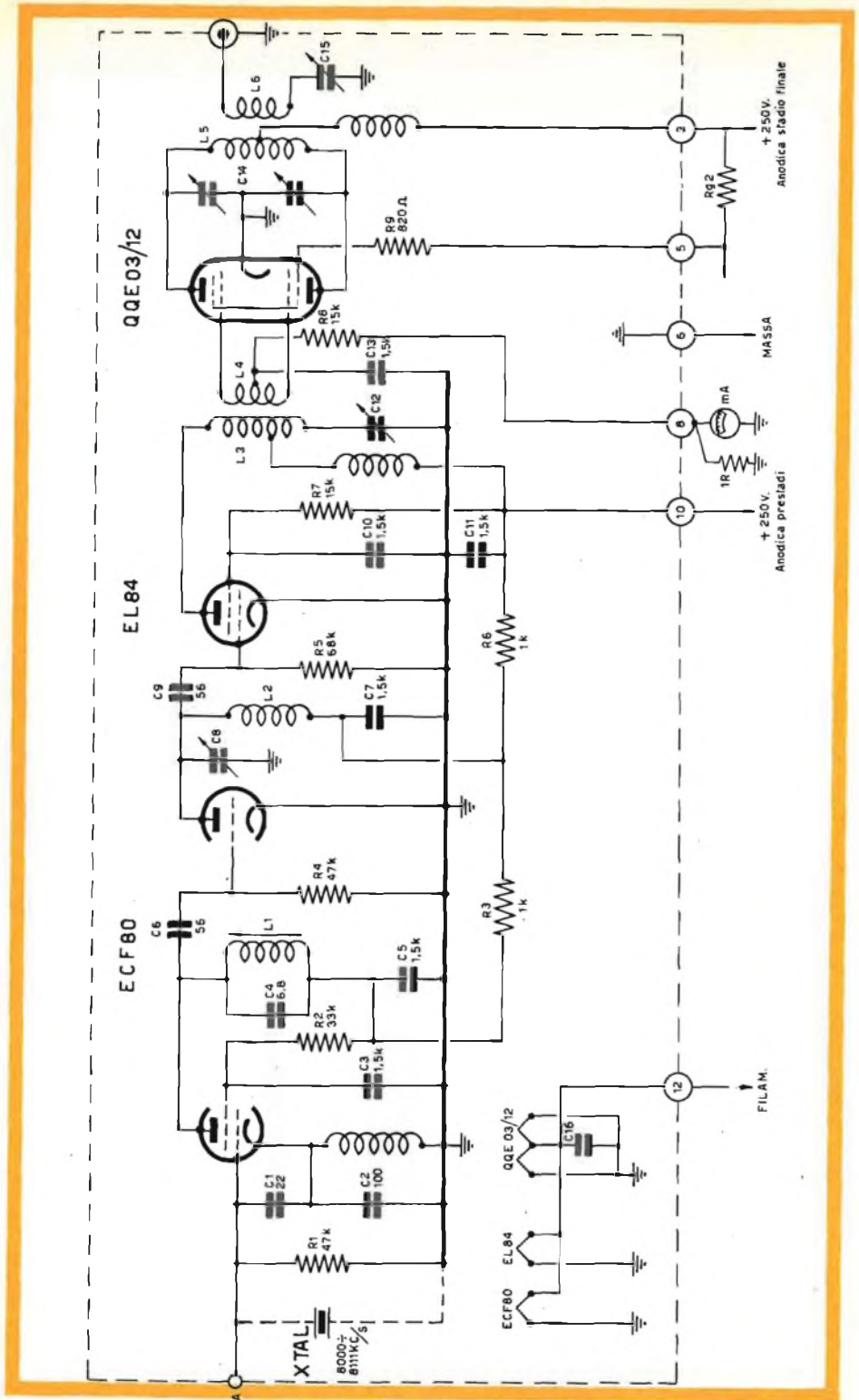
modulatore, che comprende il trasformatore di modulazione e quattro valvole.

- 3) La sezione di alimentazione, si compone di due distinti alimentatori anodici, dei circuiti di rettificazione e filtraggio, e del circuito d'accensione.
- 4) La sezione di commutazione composta dalla tastiera di predisposizione delle funzioni e da un servo relay per i comandi accessori.



Fig. 4 - Pannello di fondo dello chassis

# SCHEMA DEL CIRCUITO RF 2/1123 MODIFICATO



# L'Ambersil

**AEROSOL**

**MS4**

**SPRAY**

## E LE 3 FORMULE PRINCIPALI

**Formula 1.** È un liquido, di puro silicone metilico con alta proprietà lubrificante, alta resistenza al calore e bassa tensione alla superficie. Il suo punto di infiammabilità è di 600° F e di auto accensione di 900° F. Barattolo da 12 oz con spruzzatore.

**L/845**      prezzo di listino **L. 2.750**

**L/845**



**L/846**



**Formula 2 "Ambersil".** È lo stesso liquido del tipo Formula 1 con l'aggiunta di un solvente che assicura uno spruzzo più fine ed una pellicola più sottile. I punti di infiammabilità e di auto accensione sono inferiori a quelli della Formula 1. Barattolo da 12 oz con spruzzatore

**L/846**      prezzo di listino **L. 2.750**

**Elettrospray.** È un fluido fenil-metilico con alta resistenza di superficie, respinge l'acqua ed è infiammabile. Ha delle ottime caratteristiche di stabilità al calore. Resistenza all'ossidazione. Barattolo da 12 oz con spruzzatore.

**L/847**      prezzo di listino **L. 4.400**

**L/847**



## SEZIONE A RF

E' stata leggermente modificata rispetto allo schema originale; in luogo dell'unico cristallo di controllo da 8 Mc/s è stato impiegato un complesso costituito da tre cristalli più una presa per l'eventuale inserzione di un oscillatore locale a frequenza variabile. La frequenza propria di ciascun cristallo di controllo è: 8025, 8040 e 8073 kc/s.

La sezione pentodo della ECF80, fornisce una frequenza di 24 Mc/s alla griglia della sezione triodo dello stesso tubo, sulla placca del quale è disponibile la frequenza di 72 Mc/s.

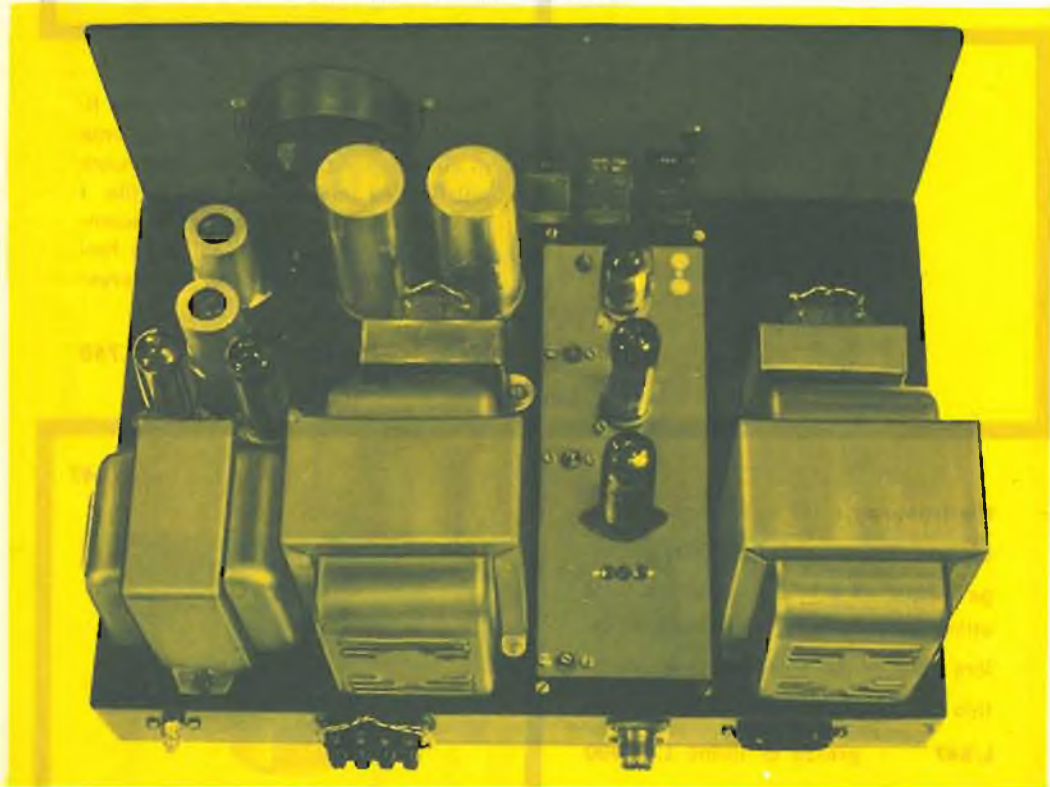
Una EL84 provvede alla successiva duplicazione della frequenza di 72 Mc/s ed alla fornitura del necessario livello di RF per il pilotaggio del doppio triodo QQE 03/12 finale, montato in push-pull. Il controllo di questa parte si effettua mediante la misura relativa di campo per l'accordo di placca dello stadio finale e della corrente di griglia per tutto il rima-

nente stadio eccitatore. Esso sarà accordato in tutti i suoi stadi per il massimo di detta corrente.

Mentre il comando dell'accordo della placca dello stadio finale è riportato sul pannello anteriore, gli altri stadi sono accordati su frequenze leggermente diverse, in modo da non rendere necessario il loro ritocco allorchè, per mancanza di pilotaggio, si effettua la commutazione su un quarzo o sul VFO esterno.

Oltre al selettore dei quarzi e del VFO (realizzato mediante commutatore rotante GBC G/1030) è stato modificato, il circuito di misura della RF introducendo una sonda di rivelazione ed un partitore resistivo regolabile (shunt), con comando semi-fisso, accessibile dall'interno dello chassis.

La tensione modulante raggiunge gli anodi e le griglie schermo della QQE03/12 attraverso un dispositivo resistivo che ripartisce nella migliore proporzione, fra i suddetti elettrodi, la tensione BF disponibile ai capi del trasformatore di modulazione.



Fotografia del trasmettitore visto dall'alto.

# SCHEMA ELETTRICO DEL TRASMETTITORE

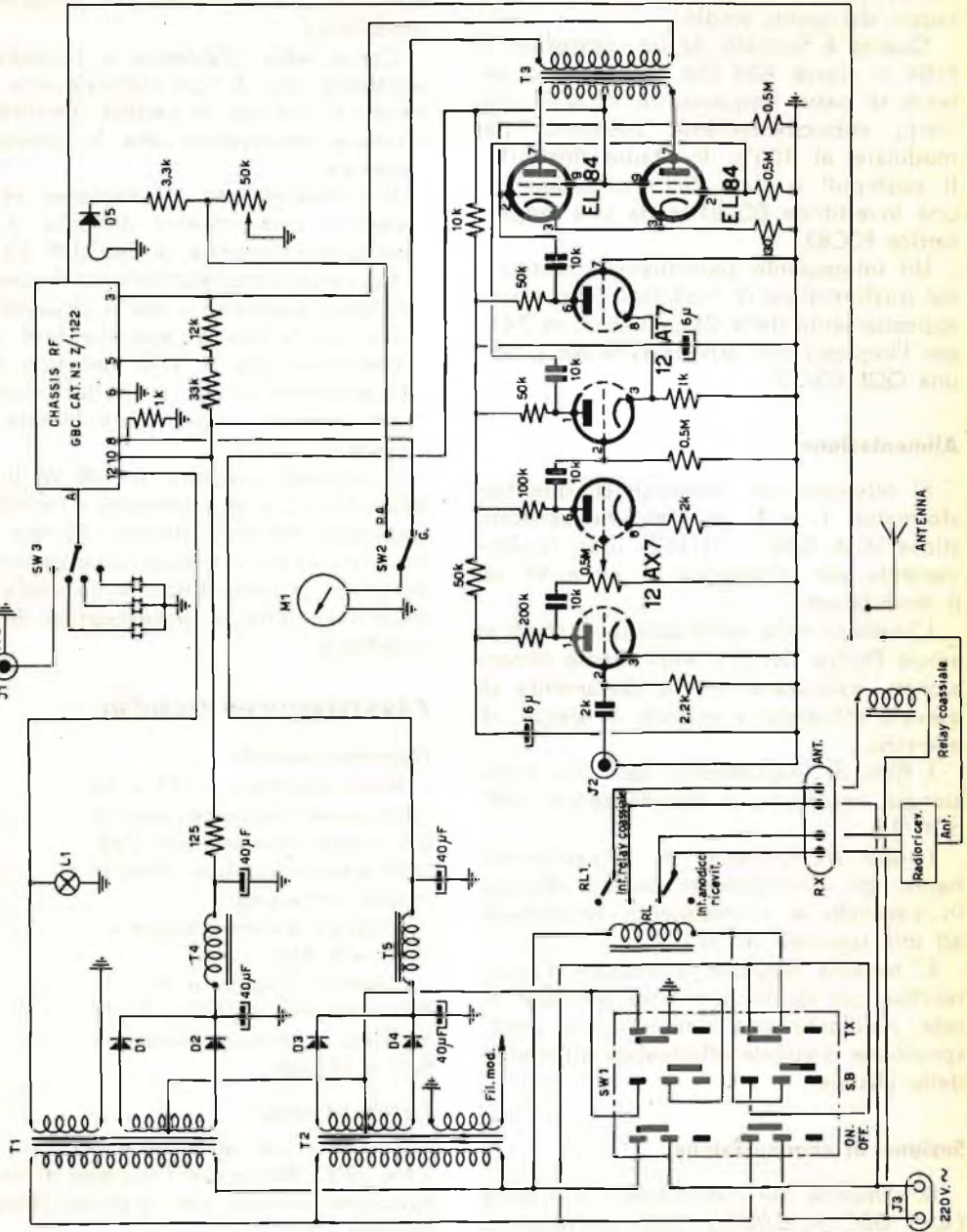


Fig. 6

## Modulatore

E' costituito da cinque stadi dei quali i primi tre, fungono da amplificatori del segnale microfonico, il quarto è utilizzato invece quale invertitore di fase per il pilotaggio del quinto stadio.

Questo è formato da un controfase di EL84 in classe AB1 che fornisce una potenza di bassa frequenza di 17 watt indistorti, abbondantemente sufficiente per modulare al 100% lo stadio finale RF. Il push-pull è stato fatto precedere da una invertitrice ECC81 e da una amplificatrice ECC83.

Un interessante particolare è costituito dal trasformatore di modulazione costruito appositamente dalla GBC (Cat. n. H/247) per l'impiego con valvole EL84 modulanti una QQE 03/12.

## Alimentazione

E' ottenuta con l'impiego di due trasformatori  $T_1$  e  $T_2$ , di identiche caratteristiche (Cat. GBC n. H/152) usati rispettivamente per alimentare la parte RF ed il modulatore.

L'impiego nella rettificazione di diodi al silicio Philips OA 214 ampiamente dimensionati, assicurano un funzionamento di elevata efficienza e grande sicurezza di esercizio.

I filtri di livellamento, del tipo tradizionale, impiegano le impedenze Cat. GBC n. H/14.

I due trasformatori di alimentazione hanno gli avvolgimenti primari disposti in parallelo e normalmente funzionanti ad una tensione di 220 V.

E' tuttavia possibile alimentare l'apparecchio con qualunque altra tensione di rete, mediante una semplicissima predisposizione circuitale effettuabile all'interno dello chassis.

## Sezione di commutazione

Si compone del commutatore a tastiera (Cat. GBC n. 0/533), esso permette di effettuare le varie commutazioni necessarie, ed è contrassegnato sul pannello dalle diciture: ON-OFF - S.B. - TX.

Tale commutatore consente l'accensione

e lo spegnimento del trasmettitore nonché la disposizione del medesimo « in stand-by » od in emissione che dir si voglia.

La tastiera comanda inoltre un relay, Cat. GBC n. G/1490, che realizza il telecomando del ricevitore (in posizione di emissione).

Come relay d'antenna è consigliabile adottarne uno di tipo coassiale, che riducendo al minimo le perdite, permette di sfruttare interamente tutta la potenza RF generata.

Il montaggio del trasmettitore nell'apparecchio non presenta difficoltà, il connettore per l'antenna, di tipo UHF SO 239, la morsettiera dei terminali per il comando del relay d'antenna e per il ricevitore, la presa per la rete di tipo standard, ed il connettore per il VFO del tipo usato comunemente in AF, sono tutti sistemati posteriormente e quindi facilmente raggiungibili.

Il consumo si aggira sui 140 W, il peso totale 13 kg., e le dimensioni d'ingombro: larghezza 340 mm, altezza 170 mm, profondità 240 mm, caratteristiche queste che denotano la compattezza sulla quale si è impennata tutta la progettazione del trasmettitore.

## CARATTERISTICHE TECNICHE

### *Frequenze coperte:*

Nella gamma da 114 a 146 Mc/s possono essere impiegati uno qualunque dei tre quarzi montati, con l'adozione di un VFO esterno, qualsiasi altra frequenza può essere impiegata.

Potenza d'alimentazione dello stadio finale: 15 Watt.

Potenza d'uscita a RF: 10 Watt circa. Modulazione: al 100%, di placca e griglia-schermo; con erogazione di potenza di BF fino a 17 watt.

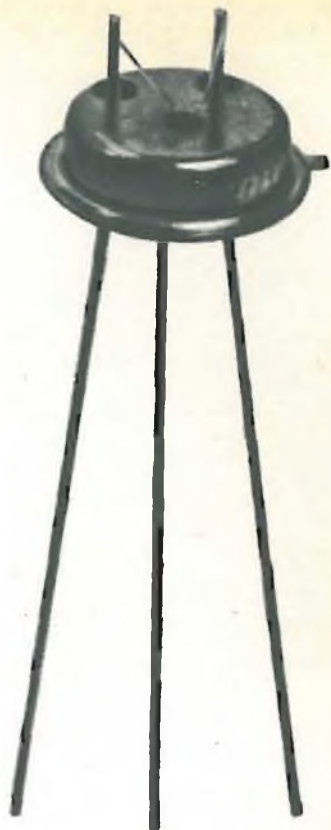
### *Circuito d'uscita:*

Adattato per antenne a discesa coassiale 52-75 ohm e con l'impiego di simmetrizzatore esterno, per qualsiasi linea bilanciata.

### *Alimentazione:*

Universale 110 - 115 - 140 - 160 - 220 V  
50 ÷ 60 Hz.

# LA SGS PRESENTA IL TRANSISTOR AL SILICIO PLANAR CON SUPERFICIE PROTETTA



	ft tipico	Pc a 25 °C di temper. del conten.	VCBO	ICBO (Max.)	
				25 °C	150 °C
<b>2N 1613</b> AMPLIFICAZIONE E COMMUTAZIONE commutazione veloce (logica ad alta corrente), amplificatori (basso-livello, basso-rumore, banda larga, potenza a VHF)	100 mc	3 watts	75 V	10 m $\mu$ A	10 $\mu$ A
<b>2N 1711</b> tipo universale ad alto guadagno	120 mc	3 watts	60 V	10 m $\mu$ A	10 $\mu$ A
<b>2N 1889</b> AMPLIFICAZIONE AD ALTA TENSIONE impiego generale per amplificatori, oscillatori e circuiti di commutazione di alta qualità	70 mc	3 watts	100 V	10 m $\mu$ A	15 $\mu$ A
<b>2N 1890</b> simile al 2N 1889 con alto guadagno	90 mc	3 watts	100 V	10 m $\mu$ A	15 $\mu$ A
<b>2N 1893</b> simile al 2N 1889 con tensione più elevata	70 mc	3 watts	120 V	10 m $\mu$ A	15 $\mu$ A
<b>2N 708</b> AMPLIFICAZIONE A VHF E COMMUTAZIONE amplificatori VHF e commutazione ad alta velocità per logica saturata	450 mc	1.2 watts	40 V	25 m $\mu$ A	15 $\mu$ A

**SGS**  
**SOCIETÀ GENERALE SEMICONDUCTORI**  
**AGRATE - MILANO**  
**ITALIA**



**DIODI**  
**TRANSISTORI**  
**RADDRIZZATORI**

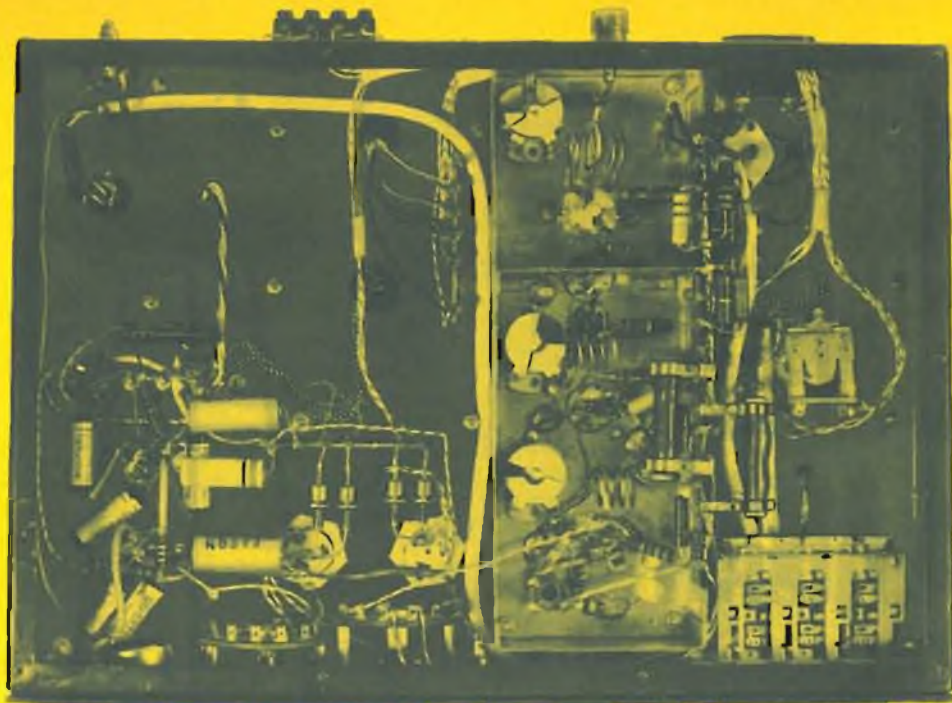


Foto del trasmettitore lato connessioni.

Per il VFO, presa schermata Cat. GBC n. N/1399 - N/1400.

Per i servo comandi, morsettiera a 4 terminali Cat. GBC n. G/429.

**Valvole impiegate:**

Sette più quattro raddrizzatori al silicio, con la seguente distribuzione:

Parte RF:

- n. 1 ECF80 oscillatrice-triplicatrice
- n. 1 EL84 duplicatrice
- n. 1 QQE03/12 finale di potenza RF

Parte modulatrice:

- n. 1 12AX7 preamplificatrice microfonica
- n. 1 12AT7 amplificatrice invertitrice di fase.
- n. 2 EL84 finali di potenza in controfase

**Parte alimentazione:**

- n. 4 raddrizzatori al silicio OA 214.

**Collegamenti esterni:**

Per l'antenna, attacco di tipo coassiale UHF SO 239, Cat. GBC n. N/1432.

Per il microfono, attacco a contatto rapido Cat. GBC n. Q/561.

**Accessori consigliati:**

Microfono piezoelettrico (con base da tavolo) sfilabile tipo Paiker Kristall Cat. GBC n. Q/61.

Relay d'antenna di tipo coassiale.

**INSTALLAZIONE E MESSA IN FUNZIONE DEL TRASMETTITORE**

Le connessioni esterne da effettuare per predisporre l'apparecchio al funzionamento sono le seguenti:

Tra uscita del trasmettitore ed il relay d'antenna, il collegamento va eseguito con un corto spezzone di cavo coassiale da 52-75 ohm munito, ad una estremità, del connettore coassiale tipo UHF SO259, Cat. GBC n. N/1433; l'altra estremità verrà corredata di connettore adatto alla presa di uscita del relay di antenna.

Tra la morsettiera ed il circuito di eccitazione del relay d'antenna, il collegamento si esegue praticamente inserendo il circuito di eccitazione del relay tra i contatti 3-4 della morsettiera. Per usufruire del comando a distanza del ricevitore usare i contatti 1÷2 della morsettiera.



# SCHIZZO QUOTATO DELLO CHASSIS

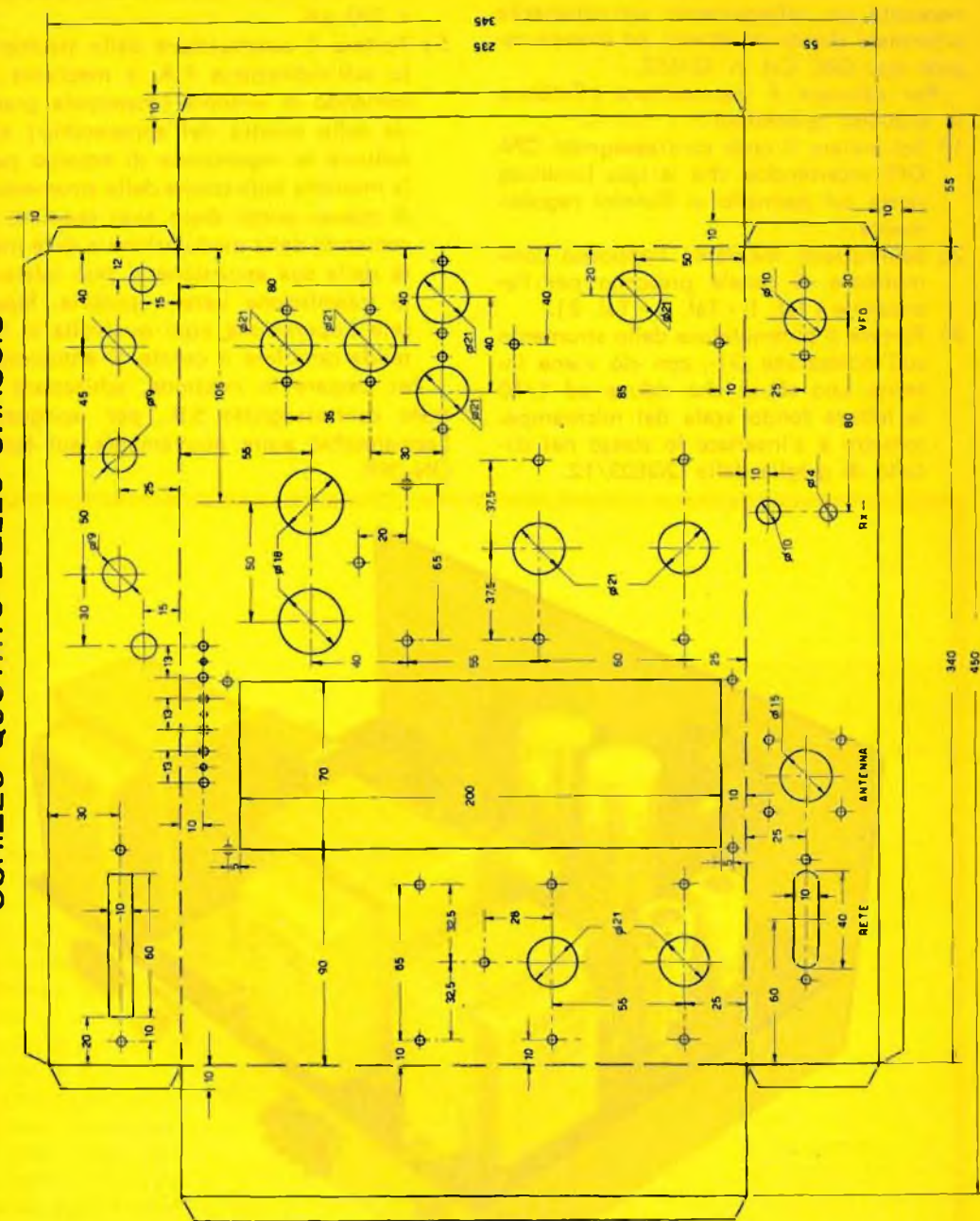


Fig 7

Tra trasmettitore e rete impiegare un cordone di prolungamento corredato di presa e spina volanti, Cat. GBC n. C/235.

Tra trasmettitore e microfono invece ( $J_2$ ) necessita un collegamento accuratamente schermato dotato di attacco ad innesto rapido tipo GBC Cat. n. Q/652.

Per azionare il trasmettitore effettuare le seguenti operazioni:

- 1) Schiacciare il tasto contrassegnato ON-OFF accertandosi che la spia luminosa posta sul pannello si illumini regolarmente.
- 2) Selezionare, mediante l'apposito commutatore, il canale prescelto per l'emissione (Tal. 1 - Tal. 2 - Tal. 3).
- 3) Portare il commutatore dello strumento sull'indicazione G1-, con ciò viene inserito uno shunt che riduce ad 1/10 la lettura fondo scala del microamperometro e s'inserisce lo stesso nel circuito di griglia della QQE03/12.

- 4) Schiacciare il tasto contrassegnato TX e controllare che la corrente di griglia, letta sul microamperometro, non sia inferiore, qualunque sia il canale scelto, a  $330 \mu\text{A}$ .

- 5) Portare il commutatore dello strumento sull'indicazione P.A. e mediante il comando di sintonia (manopola grande sulla sinistra dell'apparecchio) effettuare la regolazione di accordo per la massima indicazione dello strumento. A questo punto dopo aver regolato il comando della modulazione a circa metà della sua escursione si può iniziare la trasmissione vera e propria. Ripetere l'operazione ogni qualvolta si intenda cambiare il canale di emissione.

Per passare in ricezione, schiacciare il tasto contrassegnato S.B., per spegnere l'apparecchio agire nuovamente sul tasto ON-OFF.

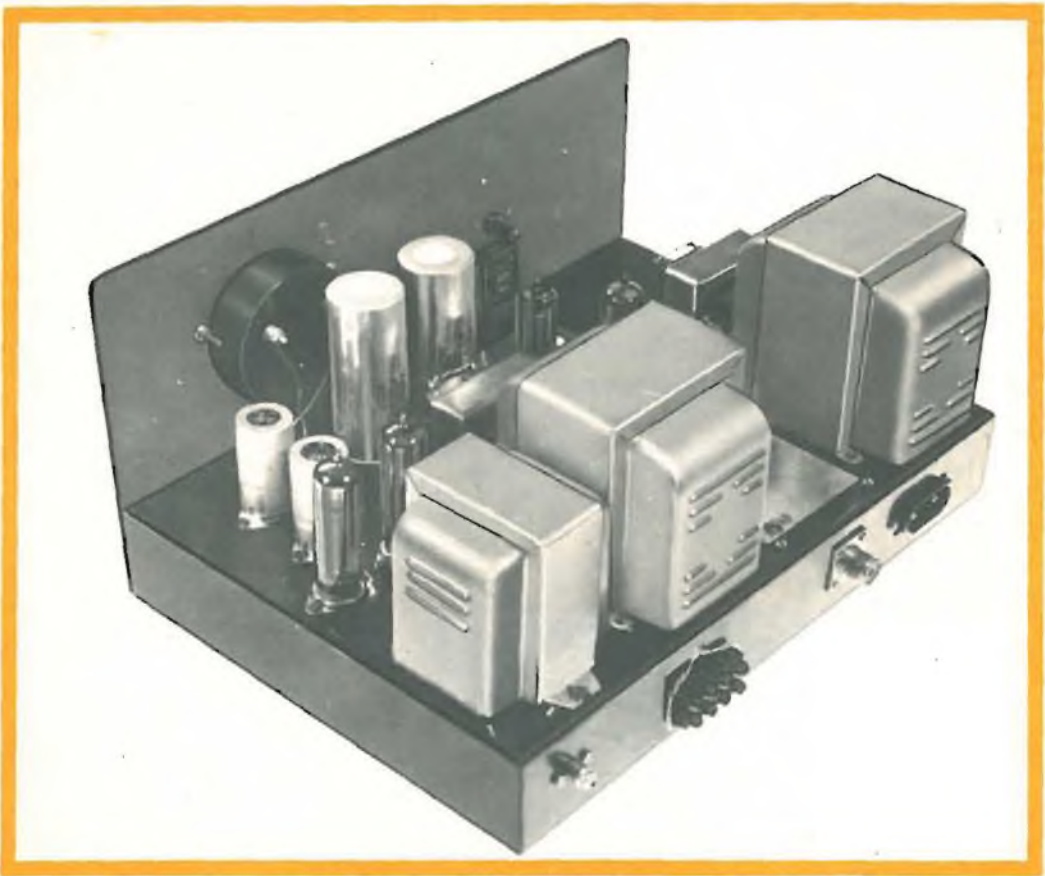


Foto del trasmettitore visto posteriormente



# ALLA CONQUISTA DELLO SPAZIO

L'importanza degli apparati elettronici nel volo orbitale del Col. John H. Glenn Jr.

## L'uomo.

Il quarantenne rosso e muscoloso tenente colonnello dei «marines» John Glenn Jr. oltre ad essere un uomo di studio, è anche un validissimo pilota, infatti, al contrario di quanto avviene per i collaudatori in genere, i quali hanno una perfetta conoscenza solo per alcuni tipi di aereo, John Glenn conosce perfettamente tutti gli aerei costruiti negli Stati Uniti.

Nato il 18 luglio 1921 nella cittadina di Cambridge nell'Ohio, Glenn crebbe e studiò nello Stato; entrato a far parte dei piloti nel corpo dei « Marines » si dimostrò valente e coraggioso; nelle due guerre alle quali prese parte: « 2° Guerra Mondia-

le » e « Guerra di Corea » si meritò numerose decorazioni tra le quali 5 « distinguished Flyng Cross » e 17 « Air Medal ».

Al suo attivo si legge che per primo attraversò con un aviogetto a velocità ultrasonica il territorio americano da Los Angeles a New York coprendo l'intera distanza in 3 ore e 23 primi.

Entrato nel 1959 a far parte della N.A. S.A. (Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale) si è preparato diligentemente al volo Spaziale del 20 febbraio scorso.

Questi brevi cenni sulla figura dell'astronauta ai quali dobbiamo aggiungere una serietà di principi e una modestia assai rara, ci fanno capire perchè egli sia stato scelto per il primo volo orbitale degli Stati Uniti.



L'Astronauta americano John Glenn, pochi istanti prima della partenza.

## Il progetto.

Il triplice giro orbitale di Glenn, che va sotto il nome di « Progetto Mercury », ha avuto inizio dalla base di Cape Canaveral.

Dopo il lancio, un'equipe di specialisti ha seguito in ogni sua fase il suo volo extra-atmosferico istante per istante, pronti a prendere con tempestività le decisioni più opportune per l'incolumità dell'astronauta e per il pieno successo dell'impresa.

Dal momento del lancio, quando cioè vennero azionati tutti i motori dell'Atlas, il programmatore guidò il razzo dalla spinta iniziale fino allo sgancio del primo stadio.

Circa due minuti e mezzo dopo la partenza si staccarono i due razzi acceleratori. La separazione avvenne a una quota di circa 60 km e ad una distanza di circa 88 km, dalla piattaforma di lancio di Cape Canaveral alle Bermude.

Il traliccio del razzo di emergenza, alto tre metri si staccò pochi secondi dopo l'esaurimento del primo stadio. La separazione del razzo per il sollevamento iniziale e quella del traliccio avvennero contemporaneamente.

Passati 5 minuti dal lancio, su comando da terra, vennero abbandonati i motori Vernier, il dispositivo che teneva uniti la capsula e il vettore si staccò ed entrarono in funzione i razzi che separarono il veicolo dall'Atlas.

A questo punto, iniziata la fase primaria dell'orbita, la capsula compì una rotazione di 180° in modo che la schermatura termica venisse a trovarsi di fronte.

Ciò accadde in vicinanza della Bermude alla quota approssimativa di 160 km, ed alla velocità di circa 28.100 km/h.

La capsula Mercury con a bordo Glenn sorvolò per tre volte le Bermude, le Isole Canarie, Kano in Nigeria, Zanzibar, l'Oceano Indiano, Muchea e Woomera in Australia, l'Isola di Canton Guayamas nel Messico, Pt. Arguello in California, White Sands nel New Messico, Corpus Christis nel Texas, Eglin in Florida ed infine Cape Canaveral punto d'inizio della nuova orbita.

Per la fase di rientro e il recupero della capsula spaziale, la stazione dell'Isola di Kauai verificò l'efficienza dei dispositivi frenanti della capsula, indi Point Arguello impartì il comando di rientro facendo assumere una posizione adeguata al veicolo.

Nella fase di rientro la capsula si trovò sottoposta ad una accelerazione di gravità di circa 8 « G ».

La riduzione di velocità si ottenne tra i 74 e 19 km di quota, su un percorso inclinato di 74 km, mentre la velocità del



Sala di controllo a Cape Canaveral da dove i tecnici hanno seguito e diretto il volo del Tenente Colonnello Glenn. In primo piano a sinistra il direttore delle operazioni.

veicolo scendeva da circa 28.100 a 2.160 km/h in poco più di 3 minuti.

Il paracadute cilindrico del diametro di 1,80 m, allo scopo di stabilizzare il veicolo si aprì a 6.300 m di quota.

A circa 3.000 m si aprì il paracadute di tipo a coltello, del diametro di 19 m, che fece scendere dolcemente la capsula « Friend Ship 7 » in mare. L'impatto avvenne a Puerto Rico nell'Oceano Atlantico.

Al momento dell'ammarraggio il paracadute si è sganciato e uno speciale blocco di balsa consentì il galleggiamento e quindi il successivo recupero della capsula, quest'ultimo avvenuto per mezzo di un elicottero.

### **Il compito degli apparati elettronici.**

Dal momento in cui l'Atlas lasciò la base di Cape Canaveral fino alla fase di recupero della capsula spaziale trascorsero 5 ore.

Il momento in cui un elicottero sta per recuperare la capsula spaziale di Glenn.



Durante questo tempo 18 radar ed altre stazioni elettroniche, dislocate in tutto il mondo, trasmisero ininterrottamente una enorme quantità di informazioni per tele-scrittore e per radio al centro del volo spaziale N.A.S.A. a Gleembelt, nel Maryland. Qui i dati venivano elaborati da calcolatori elettronici e in seguito radiotrasmessi a Cape Canaveral da dove i tecnici del « progetto » impartivano istruzioni precise all'astronave. La capsula che era in continua comunicazione con la Terra poteva essere richiamata in qualsiasi istante che i tecnici lo ritenessero opportuno, ed un calcolatore elettronico istante per istante elaborava i dati per l'eventuale e

casuale punto d'impatto e di recupero.

L'autoaccensione dei razzi, il loro sganciamento e l'assetto assunto in orbita della capsula erano imposti al veicolo via radio così pure il rientro, la frenata e la caduta, erano regolate da impulsi elettronici che giungevano alla capsula da Cape Canaveral tramite stazioni debitamente incaricate al compito.

Si può ben dire senza tema di smentite che il successo del progetto Mercury è stato riposto nelle apparecchiature elettroniche grazie allo sviluppo delle quali noi abbiamo potuto essere spettatori e testimoni dell'attuale progresso scientifico.

## SEDI **G B C**

### **ANCONA**

- Via Marconi, 143

### **AVELLINO**

- Via Vittorio Emanuele, 122

### **AVERSA**

- C.so Umberto, 137

### **BARI**

- Via Dante, 5

### **BOLOGNA**

- Via G. Brugnoli, 1 A

### **BENEVENTO**

- Corso Garibaldi, 12

### **CIVITANOVA**

- Via G. Leopardi, 12

### **CAGLIARI**

- Via Rossini, 44

### **CREMONA**

- Via Cesari, 1

### **FIRENZE**

- Viale Belfiore, 8r

### **GENOVA**

- Piazza J. da Varagine, 7/8

### **LA SPEZIA**

- Via Persio, 5r

### **LIVORNO**

- Via Roma, 3

### **MESTRE**

- Via Torino, 1

### **NAPOLI-Vomero**

- Via Cimara, 93-A

### **NAPOLI**

- Via C. Porzio, 10-a-10b

### **NAPOLI**

- Via Roma, 28/21

### **NOVARA**

- Via F. Cavallotti, 40

### **NOVI LIGURE**

- Via Amendola, 14

### **PALERMO**

- Piazza Castelnuovo, 48

### **PADOVA**

- Porte Contarine, 2

### **PESCARA**

- Via Milano, 77

### **PERUGIA**

- Via Angeloni, 34/A

### **ROMA**

- Via S. Agostino, 14

### **TERNI**

- Via Angeloni, 57/A

### **TORINO**

- Via Nizza, 34

### **UDINE**

- Via Divisione Julia, 26

# LE BASI DELLA MODERNA ELETTRONICA

a cura di L. CASCIANINI

## 3<sup>a</sup> Parte      DIODI FORMATI CON MATERIALI SEMICONDUTTORI

Data l'importanza sempre crescente dei materiali semiconduttori abbiamo creduto opportuno dedicare il presente articolo esclusivamente al diodo semiconduttore. Le ultime novità in questo campo sono rappresentate dal "Varicap" e dal diodo di Esaki, altrimenti chiamato "diodo tunnel". Di questi due tipi di diodi si è trattato ampiamente nelle pagine di questa rivista (N. 3 - 1961), per cui il lettore che desiderasse avere informazioni sulla natura e l'impiego di questi elementi può trovarle su detto numero.

Per la stesura del presente articolo abbiamo attinto abbondantemente nell'ottimo volume della Biblioteca Tecnica Philips: *Diodes et Transistors* di G. Fontaine.

Il presente articolo è suddiviso in queste parti:

**Formazione di una giunzione P-N**

**Effetto di un campo elettrico esterno su di una giunzione**

**Giunzioni P-N impiegate come diodi**

**Diodi a punta di contatto**

**Analisi della curva caratteristica di un diodo semiconduttore**

**Rottura della giunzione**

**Influenza della temperatura**

**Vantaggi e svantaggi del diodo al germanio rispetto al diodo a vuoto**

**Il diodo semiconduttore come raddrizzatore**

**Comportamento di un diodo al germanio e di un diodo a vuoto in un circuito demodulatore**

**Azione della temperatura sul rendimento di rivelazione nel caso di impiego di un diodo al germanio**

**Resistenza equivalente di smorzamento**

**Funzionamento del diodo al germanio in alta frequenza.**

## FORMAZIONE DI UNA GIUNZIONE P-N

Nel numero 1-2 di questa rivista abbiamo visto come si ottiene il materiale semiconduttore di tipo P e di tipo N e le particolari proprietà di questi due diversi tipi di materiale semiconduttore. Portando a contatto un pezzo di materiale semiconduttore di tipo P e un pezzo di materiale semiconduttore di tipo N si ottiene quella che comunemente viene chiamata **una giunzione P-N**. Vogliamo subito precisare che per formare una giunzione non basta portare semplicemente a contatto un pezzo di materiale semiconduttore di tipo P con un pezzo di materiale semiconduttore di tipo N. In pratica, per formare una giunzione P-N si ricorre a processi tecnologici molto delicati e complessi (come per esempio, il processo di lega, il processo di diffusione, ecc.) in quanto, innanzitutto, si richiede che attraverso la giunzione P-N venga mantenuta la **continuità della struttura cristallina** (reticolo) del materiale semiconduttore impiegato.

Un materiale semiconduttore di tipo P, lo abbiamo visto (1) è tale in quanto possiede una « deficienza strutturale di elettroni » che è quanto a dire una certa quantità di buchi con carica positiva capaci di spostarsi con una certa facilità; oltre ai buchi il materiale semiconduttore di tipo P possiede « cariche negative fisse » le quali non sono altro che gli ioni nega-

tivi (immobilizzati nel reticolo cristallino) derivati dagli atomi delle impurità (atomi accettori).

Il materiale semiconduttore di tipo N al contrario possiede un « eccesso di elettroni » con carica negativa legati molto debolmente all'atomo e quindi liberi di muoversi entro la struttura reticolare del germanio; anche qui, oltre agli elettroni si trovano ioni positivi (immobilizzati nel reticolo cristallino) derivati dagli atomi delle impurità (atomi donatori).

Dato che nel germanio di tipo P ci sono tanti buchi quanti sono gli atomi accettori, e parimente nel germanio di tipo N ci sono tanti elettroni liberi quanti sono gli atomi donatori, i due tipi di materiale semiconduttore (rispettivamente di tipo N e di tipo P) non possederanno **inizialmente** alcuna carica, saranno cioè elettricamente neutri.

Quando però due pezzi di materiale semiconduttore di tipo P e di tipo N vengono portati a contatto tra di loro (formazione della giunzione) è logico pensare che le « deficienze strutturali » cui abbiamo accennato sopra tendano ad annullarsi, per lo meno nelle immediate vicinanze della zona di contatto corrispondente alla regione della giunzione (fig. 1). In pratica, avverrà che gli elettroni e i buchi che si trovano in quella regione si eliminano l'uno con l'altro, nel senso che andando un elettrone a riempire un buco

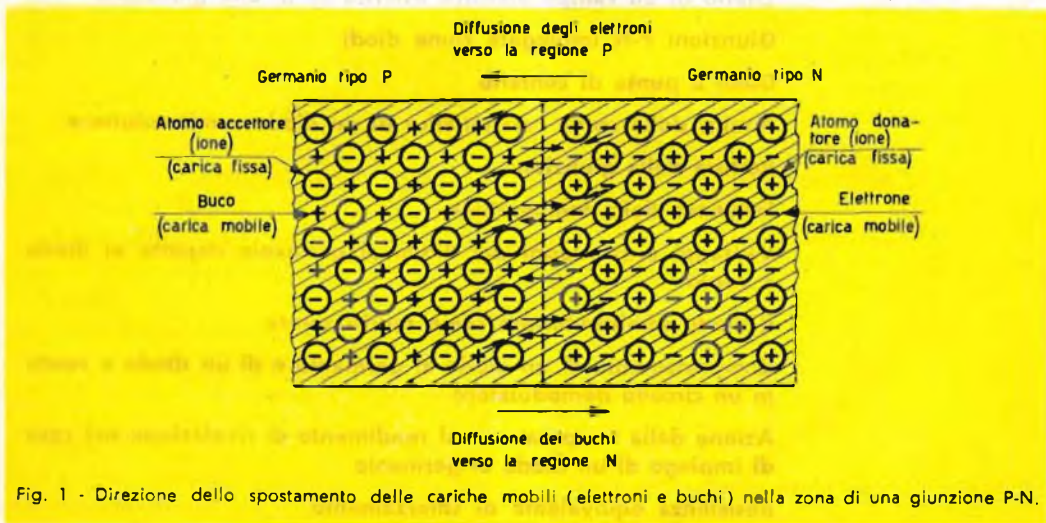


Fig. 1 - Direzione dello spostamento delle cariche mobili (elettroni e buchi) nella zona di una giunzione P-N.

1) Vedi Selezione di tecnica Radio-TV n. 1-2 pag. 168.



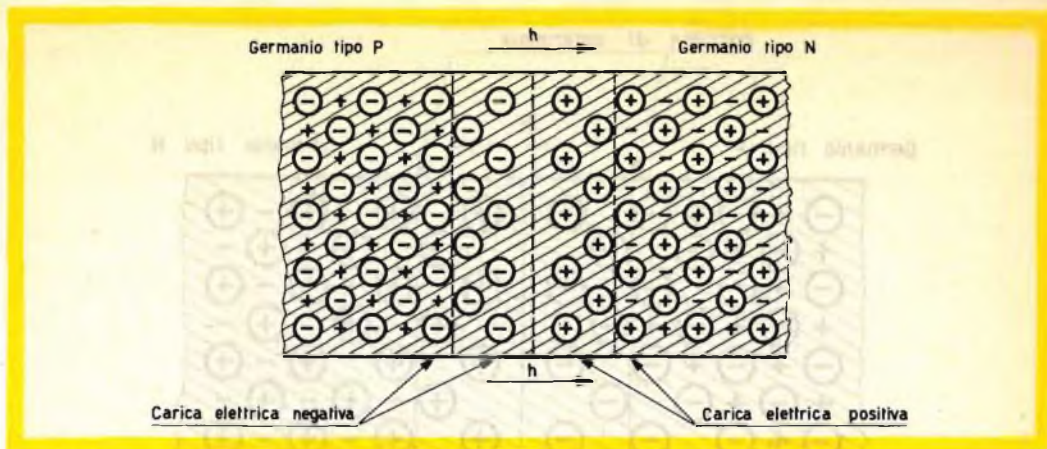


Fig. 2 - Zona della giunzione svuotata delle cariche mobili: sono presenti in questa zona soltanto gli atomi (ioni) donatori e accettori. E' indicata la direzione del campo ( $h$ ) prodotto dalle cariche elettriche opposte acquistate dai due pezzi di germanio in seguito alla diffusione dei buchi e degli elettroni.

verrà automaticamente a sparire sia quel buco libero che quell'elettrone libero che l'ha riempito.

Ma dopo questa combinazione cosa sarà successo? Ovviamente non si potrà più dire che il pezzo di materiale semiconduttore (di tipo P o di tipo N) sia ancora elettricamente neutro come abbiamo affermato prima. Infatti, il materiale semiconduttore di tipo P perdendo alcuni buchi nella maniera anzidetta verrà a trovarsi **eletticamente sbilanciato e assumerà una netta carica negativa**; al contrario, il materiale semiconduttore di tipo N, perdendo alcuni elettroni come si è visto sopra rimarrà anch'esso **sbilanciato elettricamente e assumerà una netta carica positiva**. Possiamo quindi dire che le cariche elettriche mobili (buchi o elettroni) che si trovano in prossimità della regione di contatto dei due materiali (giunzione) nel tentativo di ripristinare in parte l'equilibrio strutturale del cristallo producano in quella zona un disquilibrio elettrico.

Questo processo di diffusione di elettroni e di buchi attraverso la zona di contatto tende però ad autolimitarsi in quanto, avendo i primi buchi ed i primi elettroni che si sono ricombinati prodotto un certo disquilibrio elettrico avverrà che in quella zona (giunzione) venga automaticamente a formarsi una **barriera di potenziale** la cui polarità fa sì che gli elettroni liberi che si trovano nella regione di tipo N

**rimangano in essa**, non solo, ma vengano addirittura allontanati dalla giunzione (infatti cariche di segno uguale si respingono). Analogamente, questo stesso gradiente di potenziale fa sì che i buchi che si trovano nella regione di tipo P rimangano in essa e, per lo stesso motivo cui abbiamo accennato sopra, vengano tenuti lontano dalla regione della giunzione.

In fig. 2 è indicata la zona della giunzione con il relativo campo elettrico ( $h$ ). Ripetiamo che questo campo elettrico di intensità «  $h$  » si oppone alla diffusione sia dei buchi verso la regione N che degli elettroni verso la regione P, per cui succederà che i portatori di cariche mobili (buchi e elettroni), spariranno dalle immediate vicinanze della superficie di contatto (giunzione) lasciandovi una regione svuotata di cariche (depletion layer).

In fig. 3 è indicato con un diagramma l'andamento dell'intensità della barriera di potenziale nella zona della giunzione. In ordinata, è espressa la densità delle cariche in ascissa la distanza dalla giunzione. Questo diagramma può essere spiegato così. La regione di germanio di tipo P più lontana dalla giunzione non riceve alcun elettrone libero proveniente dalla regione di tipo N; pertanto in questa zona l'equilibrio delle cariche rimarrà inalterato ed essa rimarrà elettricamente neutra (tratto AB di fig. 3).

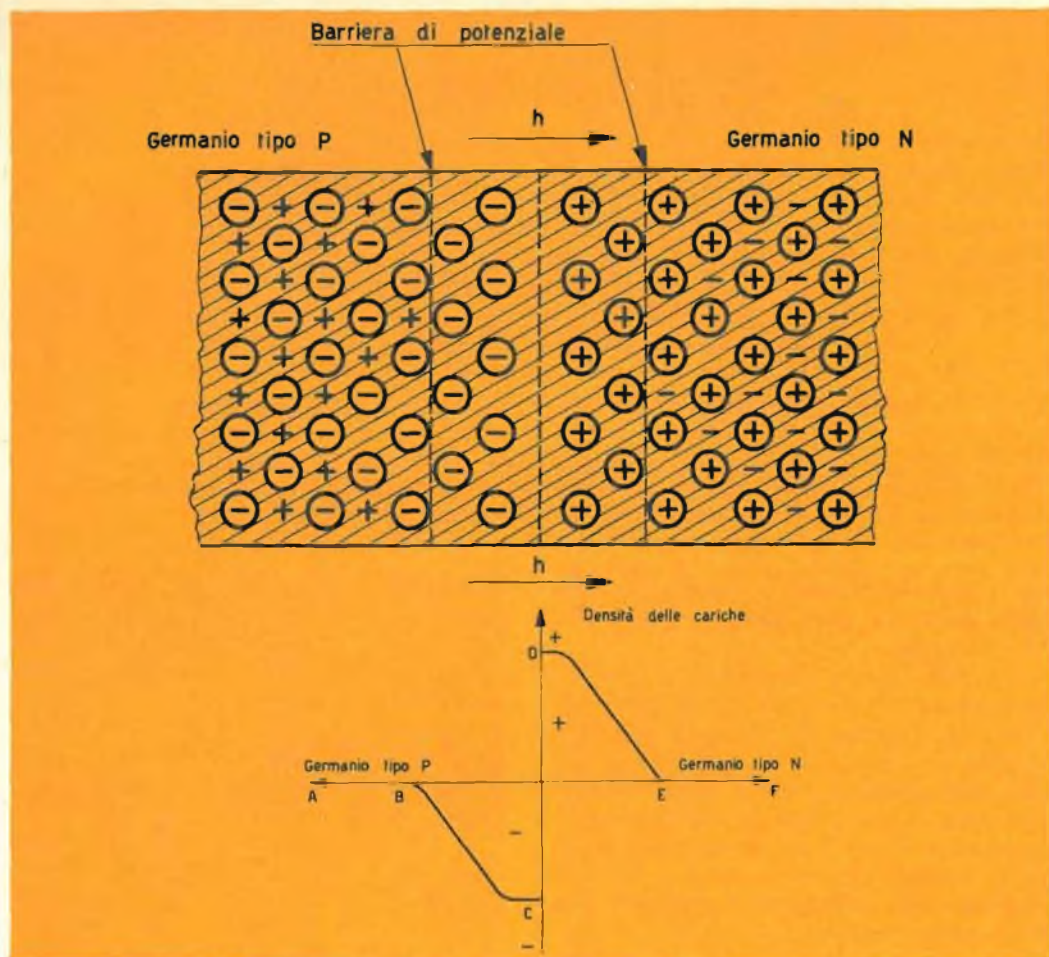


Fig. 3 - Andamento della densità delle cariche responsabili della formazione della barriera di potenziale da una parte e dall'altra dello strato della giunzione.

Procedendo verso la giunzione avviene che gli elettroni provenienti dal germanio di tipo N abbiano compensato alcuni buchi della regione P producendovi un disequilibrio elettrico che sarà tanto più grande quanto maggiore sarà il numero dei buchi che nella regione di tipo P sono stati riempiti e neutralizzati dagli elettroni liberi diffusi provenienti dalla regione N.

Nelle immediate vicinanze della giunzione (dalla parte del germanio di tipo P) la carica sarà massima e negativa (-) e non esisterà più alcun buco vuoto (punto C della fig. 3).

Lo stesso identico ragionamento può farsi per la zona di germanio di tipo N; anche qui, la massima densità delle cariche

si avrà alla giunzione e sarà positiva (+); in corrispondenza della giunzione non ci sarà più alcun elettrone libero (punto D di fig. 3). Via via che ci si allontana dalla giunzione aumenta il numero degli elettroni liberi fino a pervenire nel tratto E-F dove nessun elettrone si è potuto muovere e dove pertanto si avranno le condizioni di equilibrio elettrico che il materiale semiconduttore possedeva prima di venire a contatto con il materiale semiconduttore di opposta conducibilità. In corrispondenza dei punti C e D, come indica chiaramente il diagramma, si passa bruscamente da una massima densità di carica negativa ad una massima densità di carica positiva.

## Capacità di barriera

Per quanto abbiamo detto sopra, nella zona della giunzione (zona svuotata di cariche mobili) si troveranno soltanto le cariche elettriche immobili rappresentate, come sappiamo, dagli atomi (ioni) degli elementi donatori e dagli atomi (ioni) degli elementi accettori. Noi abbiamo visto che questi atomi ionizzati posseggono delle posizioni fisse ben determinate che essi non possono abbandonare in quanto costituiscono i **nodi** stessi del reticolo cristallino. In questa zona quindi non si trova alcun elemento portatore di cariche mobili, e pertanto, questa zona può considerarsi come un perfetto isolante. Questo stato di cose ha portato a definire una **capacità caratteristica della giunzione** il cui dielettrico è rappresentato proprio dallo spessore della giunzione.

Quantitativamente questa capacità viene valutata in base alla seguente formula:

$$C = K \frac{S}{4 \pi e}$$

dove **S** rappresenta l'area della giunzione ed **e** il relativo spessore, mentre **K** è un coefficiente che dipende dal materiale impiegato.

## EFFETTO DI UN CAMPO ELETTRICO ESTERNO SU DI UNA GIUNZIONE

### Giunzione conduttrice

Applichiamo ad un pezzo di materiale semiconduttore dove con speciali processi tecnologici si sia prodotta una giunzione P-N, la tensione di una batteria con le polarità come indicato in figura 4, e cioè, con il polo negativo collegato al germanio di tipo N ed il polo positivo al germanio di tipo P. Il circuito è munito di un interruttore.

1) Interruttore aperto (fig. 4).

Il campo elettrico « **h** » presente nella zona della giunzione e originatosi nel modo che abbiamo già spiegato, si oppone al passaggio degli elettroni liberi verso il germanio di tipo P e dei buchi mobili verso il germanio di tipo N. Siccome il circuito è aperto non esiste alcuna possibilità che la giunzione venga attraversata da una corrente elettrica.

2) Interruttore chiuso (fig. 5).

Ai due pezzi di materiale semiconduttore viene ora applicata la tensione **V** della batteria; essi quindi rimangono ora sollecitati da un campo elettrico esterno (**H**) le cui linee di forza sono orientate dal meno al più della batteria; esso per-

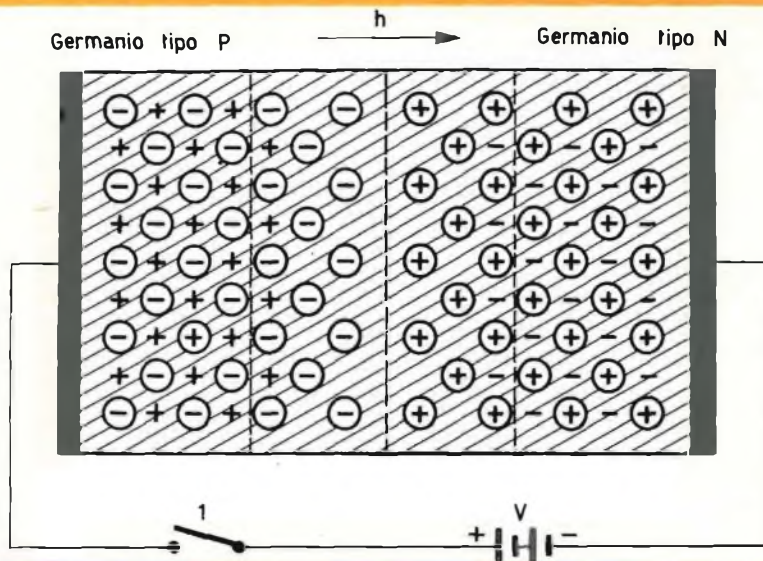


Fig. 4 - Applicazione di un campo elettrico esterno ad una giunzione P-N: il polo positivo della batteria è collegato al germanio tipo P, quello negativo al germanio tipo N (diodo polarizzato in senso diretto).

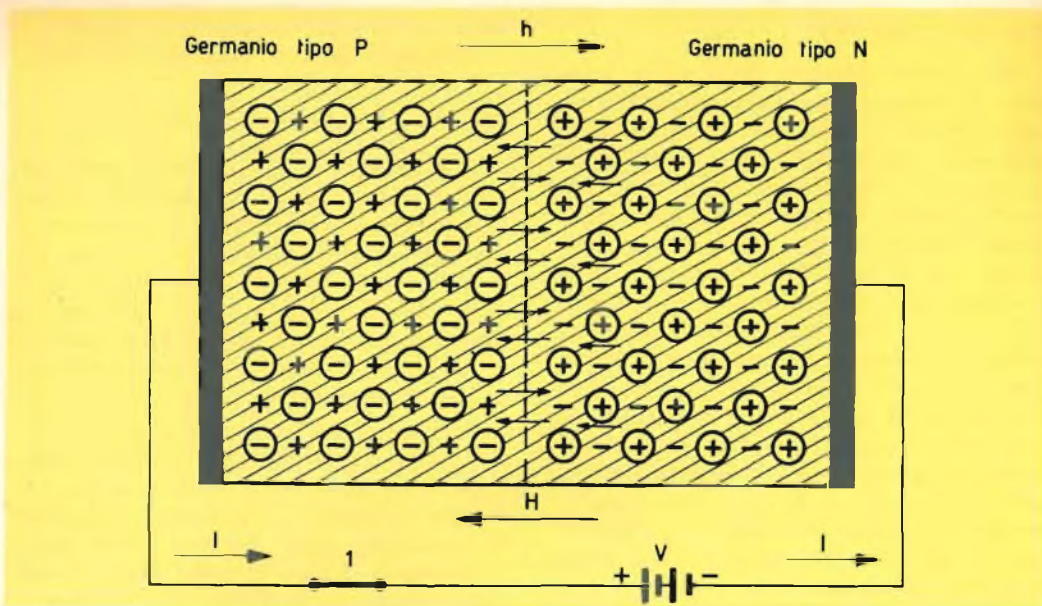


Fig. 5 - Quando si chiude il circuito di fig. 4, la giunzione e il circuito esterno sono attraversati da una corrente (corrente diretta).

tanto viene ad opporsi all'azione del campo elettrico interno ( $h$ ); ciò significa che «  $H$  » tende a ripristinare e ad agevolare la tendenza delle cariche alla diffusione per cui gli elettroni ricominceranno a passare dalla regione N alla regione P e ana-

logamente i buchi dalla regione P verso la regione N. All'interno del materiale semiconduttore e nel circuito esterno della batteria si stabilirà quindi una corrente di intensità  $I$ : **la giunzione cioè si troverà nella condizione di condurre.**

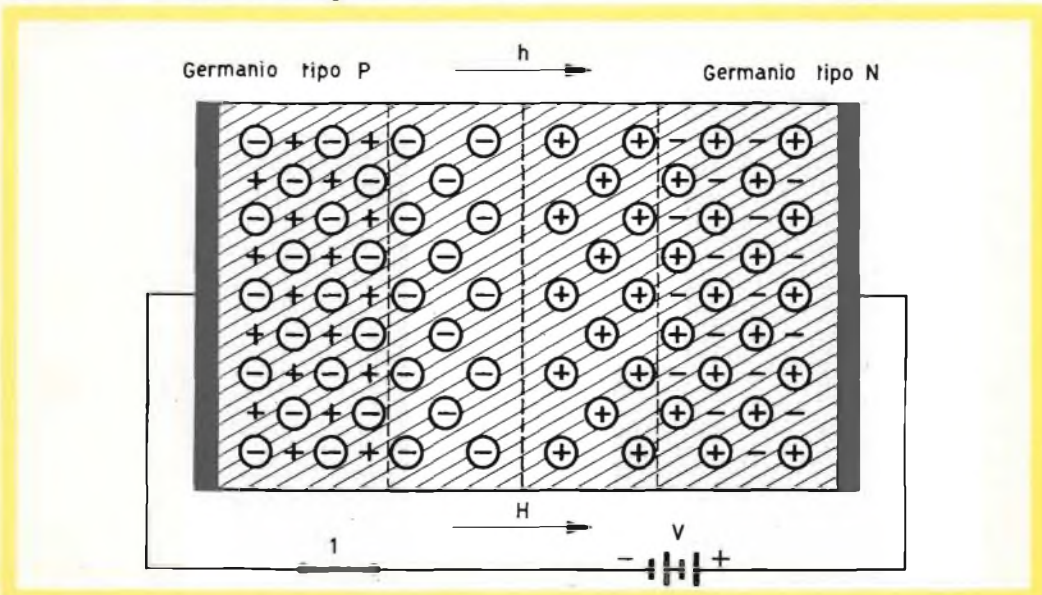


Fig. 6 - Applicazione di un campo elettrico esterno ad una giunzione P-N. Il polo positivo della batteria è collegato al germanio tipo N, quello negativo al germanio tipo P (diodo polarizzato in senso inverso).



## CONDENSATORI

**WIMA-tropyfol**

Tropyfol F: Condensatore poliestere con copertura stratificata. Impermeabilità assoluta anche ad alto vuoto. Capacità costante e stabilità al clima.

Tropyfol M: Condensatore a film plastico metallizzato. Autorigenarato. Impermeabilità assoluta. Stabilità al clima e resistenza alla corrosione. Ingombro ridottissimo.

**WIMA-Durolit**

Condensatore a carta resistente al clima. Impregnato in resina plastica e ricoperto. Alta sicurezza di ionizzazione. Stabilità alla ca

**WIMA-Printilyt**

Condensatore elettrolitico. Contatti sicuri mediante saldatura interna, anche nei tipi miniatura.

**WILHELM WESTERMANN**

Sperialfabrik fuer Kondensatoren  
Mannheim - Germany  
Postfach 2345

# A GENOVA

*IN UN CLIMA  
DI ASSOLUTA  
CORDIALITÀ,  
ASSISTENZA E  
CONVENIENZA*

LA



*VI ATTENDE  
NELLA SUA SEDE*



DI

**P.zza J. DA VARAGINE 7-8  
TELEFONO N. 28 15 24 - 68 34 91**

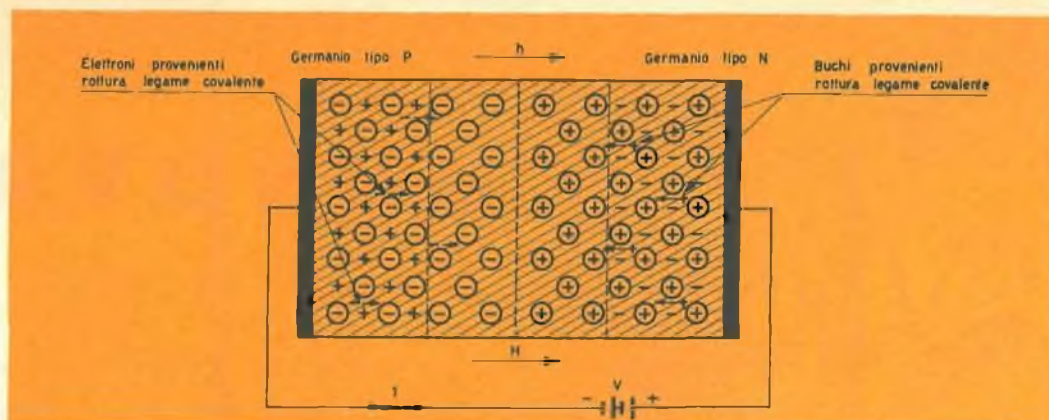


Fig. 7 - Origine della corrente inversa. Gli elettroni liberi presenti nel germanio di tipo P e i buchi liberi presenti nel germanio di tipo N (responsabili della corrente inversa) provengono dalla rottura dei legami covalenti tra gli atomi di germanio dovuta alla temperatura ambiente.

### Giunzione non conduttrice

Invertiamo ora le polarità della batteria (fig. 6); in questo caso il campo elettrico esterno ( $H$ ) si troverà orientato nello stesso senso del campo elettrico interno ( $h$ ) e il risultato sarà il rinforzamento di quest'ultimo. Gli elettroni liberi della regione N non possono in queste condizioni diffondersi verso la regione P, e analogamente i buchi mobili della regione P non possono diffondersi verso la regione N: **la giunzione non conduce.**

In pratica, però nel circuito scorre una debolissima corrente; è interessante risalire all'origine di questa particolare corrente che appare quando la giunzione è polarizzata in modo che secondo quanto detto prima essa non dovrebbe condurre affatto.

Nelle figure che indicano il germanio di tipo N sono stati rappresentati soltanto gli elettroni liberi dovuti agli atomi delle impurità; in questo tipo di germanio la conduzione dipende:

a) dal numero degli elettroni liberi (che ne rappresentano l'entità più considerevole) provenienti dagli atomi delle impurità.

b) in proporzione minore dagli elettroni provenienti dalla rottura dei legami covalenti degli atomi che formano il reticolo cristallino del germanio dovuta alla temperatura ambiente. La rottura di siffatti legami come abbiamo visto (1), dà luogo

all'apparizione di elettroni e di buchi liberi. Pertanto, **in un blocco di germanio di tipo N, si troverà sempre una piccola quantità di buchi mobili i quali saranno tanto più numerosi quanto sarà più elevata la temperatura ambiente. Analogamente e per le stesse ragioni in un pezzo di germanio di tipo P vi saranno sempre presenti alcuni elettroni liberi per cui la corrente che noi abbiamo rilevato quando la giunzione era polarizzata come indicato in fig. 7 è proprio dovuta alla presenza degli elettroni liberi nel germanio P e di buchi liberi nel germanio N provenienti entrambi dalla rottura dei legami covalenti a causa della temperatura ambiente.**

Queste cariche mobili ripristinano le condizioni di conduzione della giunzione indicate in fig. 5.

Con riferimento alla fig. 7 noi possiamo vedere infatti che il campo elettrico esterno  $H$  consente ad alcuni elettroni liberi della regione P di passare nella regione N e ad alcuni buchi mobili della regione N di passare nella regione P. Per quanto detto in precedenza è ovvio che il numero di elettroni liberi presenti nella regione P e il numero di buchi mobili presenti nella regione N è tanto più grande quanto più elevata è la temperatura. Questa corrente viene chiamata « corrente inversa di saturazione ».

1) Vedi Selezione di tecnica Radio-TV n. 1-2 pagg. 163 e segg.

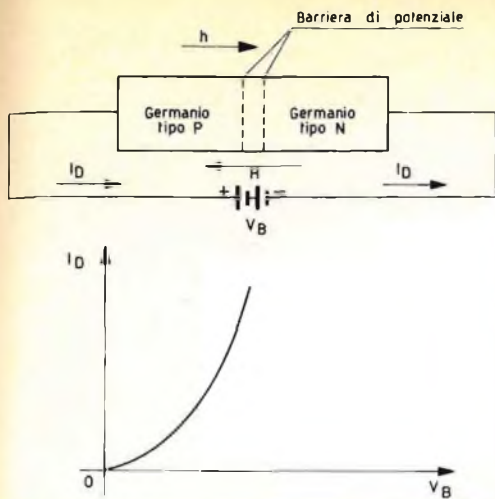


Fig. 8 - Giunzione P-N polarizzata in senso diretto; è indicato l'andamento della corrente diretta ( $I_D$ ) in funzione della tensione diretta  $V_B$ .

## GIUNZIONI P-N IMPIEGATE COME DIODI

Abbiamo visto come una giunzione P-N presenti una **dissimetria elettrica** che si traduce in una elevata resistenza elettrica al passaggio di una corrente in un senso ed ad una bassa resistenza elettrica al passaggio della corrente nel senso contrario.

Questo comportamento della giunzione viene in pratica indicato mediante due tipi di curve caratteristiche e precisamente mediante la cosiddetta « curva caratteristica diretta » (quando la giunzione P-N con-

duce) e mediante la « curva caratteristica inversa » (quando la giunzione P-N non conduce).

### Curva caratteristica diretta

La zona di germanio di tipo P viene collegata al polo positivo di una batteria, e la zona di germanio di tipo N al polo negativo come indicato in fig. 8.

La tensione risultante ai capi della giunzione ( $V_j$ ) è uguale alla differenza tra la tensione fornita dalla batteria ( $V_B$ ) e la tensione di barriera della giunzione ( $V_b$ ) ossia:

$$V_j = V_B - V_b$$

La giunzione, in questa condizione, risulta polarizzata in senso diretto per cui anche una tensione di basso valore può provocare il passaggio di una corrente di notevole intensità. Siccome la resistenza diretta è molto bassa per evitare la distruzione della giunzione sarà necessario inserire nel circuito esterno una resistenza.

La corrente diretta viene indicata con il simbolo  $I_D$  la tensione diretta con il simbolo  $V_D$ .

La curva caratteristica corrente-tensione presenta un andamento esponenziale come indicato in fig. 8 e come risulta dalla formula:

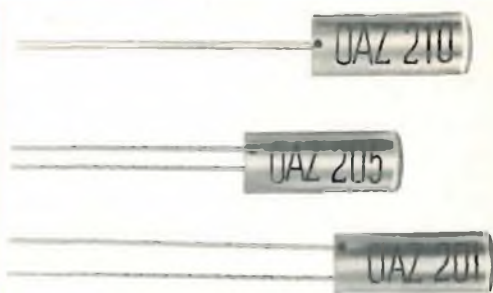
$$I = I_s (\epsilon^{eV/kT} - 1)$$

dove:

$I$  = indica la densità di corrente per unità di superficie della giunzione ( $\text{mA}/\text{cm}^2$ ).



Diodi al germanio da impiegare come demodulatori in radio e TV.



Diodi Zener al silicio OAZ 201/210. Vengono impiegati per la stabilizzazione di basse tensioni continue.

$I_s$  = è la corrente inversa di saturazione che dipende dalla temperatura oltre che dal materiale impiegato.

$e$  = base dei logaritmi naturali (2,718).

$e$  = carica dell'elettrone ( $1,6 \times 10^{-19}$  coulomb).

$V$  = tensione applicata alla giunzione.

$k$  = costante di Boltzman ( $1,37 \times 10^{-23}$  J/°K).

$T$  = temperatura assoluta in gradi Kelvin.

### Curva caratteristica inversa

La zona di germanio di tipo P è collegata al polo negativo della batteria. La zona di germanio di tipo N al polo positivo della medesima come indicato in figura 9. La tensione risultante ai capi della giunzione ( $V_j$ ) è uguale alla somma della tensione applicata dalla batteria ( $V_B$ ), più la tensione di barriera della giunzione ( $V_b$ ) ossia:

$$V_j = V_B + V_b$$

la corrente circola nel circuito in senso inverso rispetto al caso precedente; **risulta molto debole e cresce di poco con la tensione applicata.**

La corrente inversa viene indicata con il simbolo  $-I_D$ ; essa tende verso un limite di saturazione come indicato in fig. 9.

Viene chiamata tensione inversa ( $-V_D$ ) la tensione le cui polarità sono tali per cui la giunzione risulta bloccata. A partire da un certo valore della tensione inversa ( $-V_D$ ), la curva caratteristica della corrente inversa in funzione di questa tensione vale a dire  $-I_D = f(-V_D)$  può

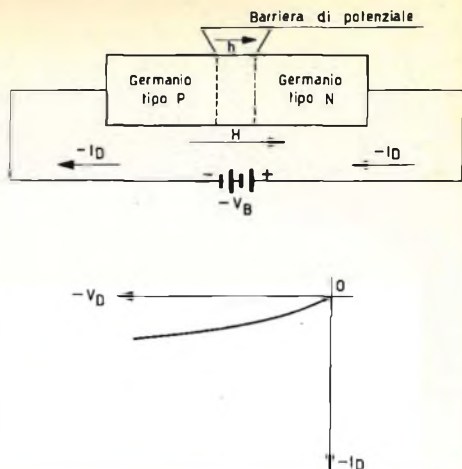


Fig. 9 - Giunzione polarizzata in senso inverso; è indicato l'andamento della corrente inversa  $-I_D$  in funzione della tensione inversa  $-V_D$ .

assumere due diversi andamenti e cioè può essere:

1) **una retta** corrispondente ad una tensione pressochè costante chiamata « tensione di rottura » (fig. 10 a) oppure, a partire da un valore massimo della tensione inversa,

2) **una curva a pendenza negativa** come indicato in fig. 10 b.

### Variazioni della capacità di barriera

In precedenza abbiamo definito la capacità di barriera come una capacità associata alla giunzione; il valore di questa

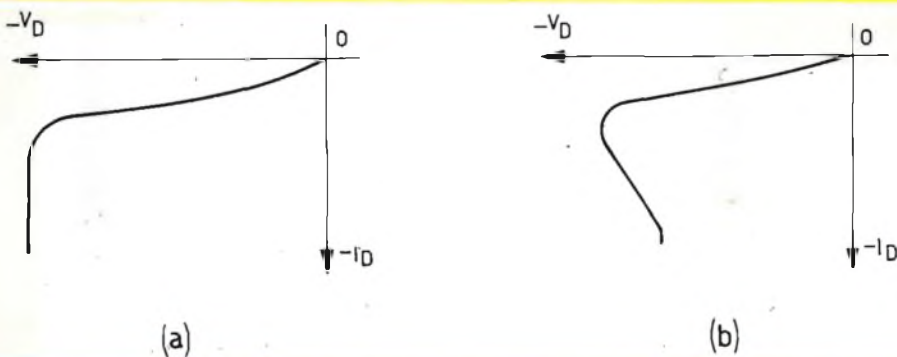


Fig. 10 - a) Andamento della curva caratteristica inversa; b) Andamento di una curva caratteristica inversa a pendenza negativa.



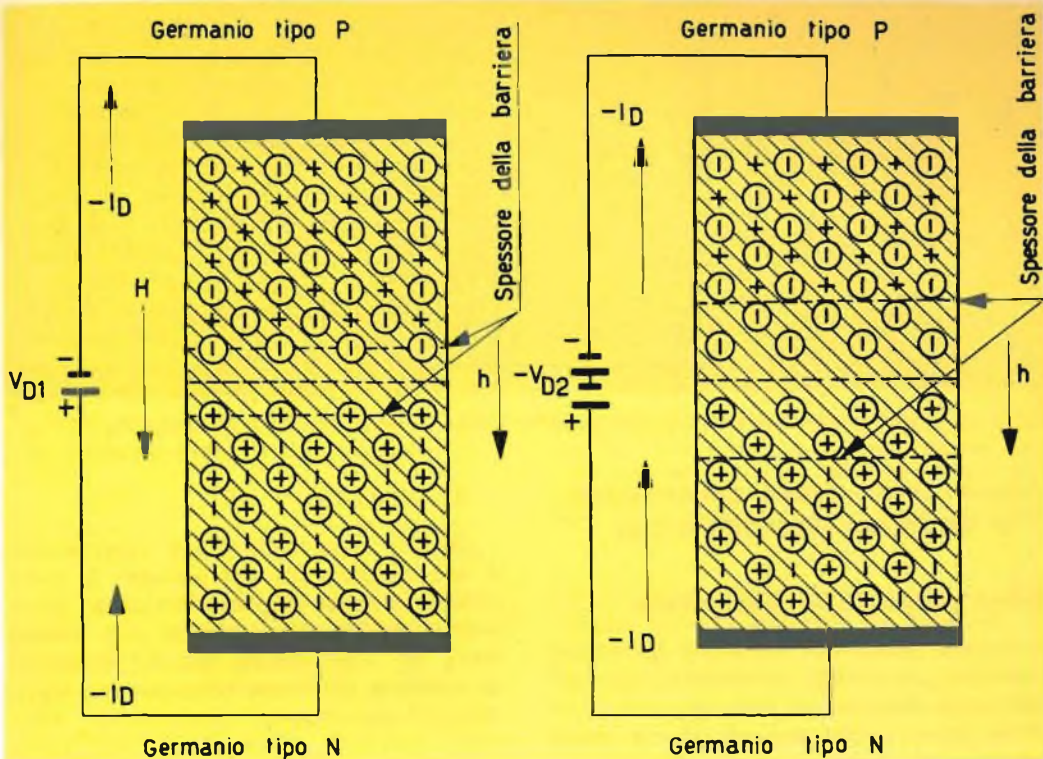


Fig. 11 - Giunzione polarizzata in senso inverso; aumentando il valore della tensione inversa aumenta lo spessore della barriera di potenziale e quindi della capacità di barriera.

capacità è determinato dallo spessore della giunzione. Noi sappiamo che quando la giunzione è polarizzata in senso inverso, lo spessore di quest'ultima cresce man mano che aumenta il valore della tensione applicata (fig. 11); di conseguenza la capacità di barriera diminuisce. In pratica questa capacità varia da alcuni pF a qualche decina di pF.

### DIODI A PUNTA DI CONTATTO

Il funzionamento dei diodi a punta di contatto non è sostanzialmente diverso da quello dei diodi a giunzione.

Anche in questo caso infatti l'azione raddrizzatrice del diodo è basata essenzialmente sul principio di funzionamento di una giunzione P-N. La diversità è esclusivamente sul modo con cui è ottenuta la giunzione.

Come si sa il diodo a punta di contatto

è formato essenzialmente da una piastrina di germanio di tipo N su cui viene appoggiata un filo appuntito di metallo. Facendo passare attraverso **l'insieme piastrina-punta del metallo** degli impulsi di corrente avviene che alcuni atomi del metallo (che in questo caso hanno la funzione di « impurità ») passino nella zona della piastrina (germanio di tipo N) nell'immediata vicinanza della punta metallica trasformandola in una zona ristretta di germanio di tipo P, formando in definitiva una propria e vera giunzione P-N come indicato in fig. 12.

I diodi a punta di contatto per il modo con cui sono costituiti hanno una capacità di barriera molto ridotta ( $1 \div 2$  pF) e si prestano molto bene per gli impieghi in alta frequenza. Non sono però adatti ad essere impiegati come elementi raddrizzatori di correnti forti dove invece vengono con successo impiegati i diodi a giunzione.

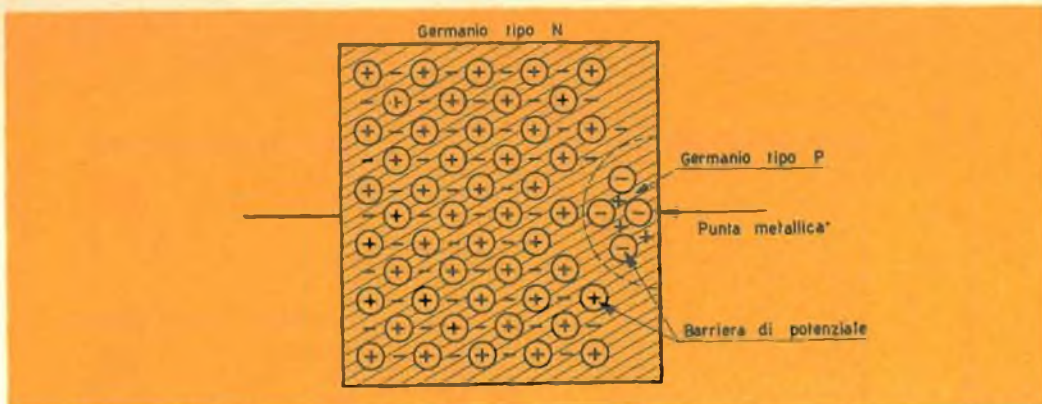


Fig. 12 - Formazione di una giunzione P-N in un diodo a punta di contatto.

## ANALISI DELLA CURVA CARATTERISTICA DI UN DIODO SEMICONDUCTORE

### Diodo polarizzato in senso diretto

Il polo positivo (+) della batteria è collegato in questo caso dalla parte di germanio di tipo P, il polo negativo (-) dalla parte di germanio di tipo N. Assegnando alla tensione diretta ( $V_D$ ) valori crescenti partendo da 0 la corrente diretta ( $I_D$ ) assumerà valori ben determinati e la funzione  $I_D = f(V_D)$  potrà essere esattamente descritta da una curva caratteristica come quella indicata in figura 13. Questa curva caratteristica diretta può dividersi in tre zone

#### 1) ZONA A

È la zona delle correnti e delle tensioni molto deboli ( $I_D$  è dell'ordine di alcune decine di  $\mu A$ ,  $V_D$  è dell'ordine di alcune decine di mV).

L'andamento di questo tratto di curva si avvicina a quello di una parabola ad eccezione del tratto nelle immediate vicinanze dell'origine degli assi dove l'andamento è pressochè rettilineo.

#### 2) ZONA B

La curva caratteristica non ha più un andamento parabolico ma non è neppure ancora una retta. Questo tratto viene sfruttato per la demodulazione dei segnali RF modulati in AM o FM.

#### 3) ZONA C

Questa zona della curva caratteristica è la zona delle correnti elevate; la curva caratteristica ha in questo tratto un andamento rettilineo e, come si può vedere dalla fig. 13, bastano piccole variazioni di tensione per avere considerevoli variazioni di corrente.

### Resistenza diretta

È molto interessante valutare la **resistenza diretta** che un diodo offre al passaggio della corrente diretta e di studiarne le variazioni in funzione della tensione; questa valutazione viene ricavata da un semplice studio della curva caratteristica diretta.

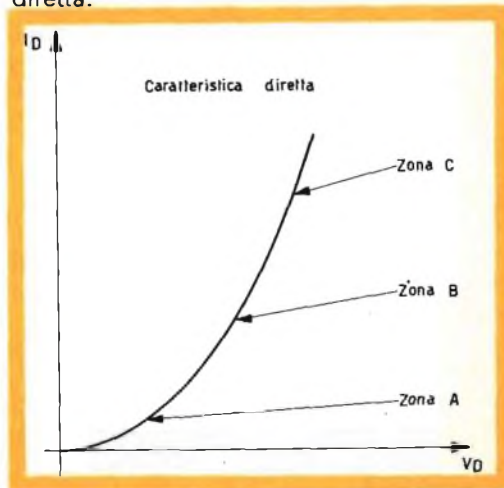


Fig. 13 - Andamento della curva caratteristica diretta  $I_D = f(V_D)$ .

Consideriamo la curva caratteristica diretta rappresentata in fig. 14. La tensione diretta applicata ai capi del diodo  $V_D$  corrisponde, sull'asse delle ascisse, al valore rappresentato dal punto  $A'$ ; innalziamo da questo punto la perpendicolare a questo asse; essa incontrerà la curva caratteristica nel punto  $A$  cui corrisponderà sull'asse delle ordinate un valore di corrente diretta ( $I_D$ ) indicato dal punto  $B'$ .

Conduciamo dal punto  $A$  la tangente geometrica alla curva e prolunghiamo il segmento  $B'A$  passante per  $A$ . L'angolo  $\alpha$  che la tangente geometrica alla curva nel punto  $A$  forma con la retta orizzontale  $AB$  (prolungamento di  $B'A$ ) è definito dalla sua tangente trigonometrica e cioè:

$$t_{g\alpha} = \frac{CB}{BA} = \frac{C'B'}{A'B''} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_D} = \frac{1}{R_D(\alpha)}$$

Come si vede, la tangente di questo angolo corrisponde all'inverso della resistenza diretta del diodo ( $R_D$ ).

Facciamo ora aumentare la tensione diretta  $V_D$ ; questo nuovo valore di tensione sia rappresentato sull'asse delle ascisse dal punto  $E'$ . Come nel caso precedente, a questo valore di tensione corrisponderà un punto  $E$  sulla curva caratteristica e un punto  $F'$  sull'asse delle ordinate.

Conduciamo anche in questo caso la tangente geometrica alla curva nel punto  $E$ ; questa tangente (che in questo caso coincide con il tratto di curva caratteristica rettilineo) forma, con l'orizzontale  $EF$  passante per  $E$ , un certo angolo  $\beta$ .

La tangente trigonometrica di questo angolo sarà:

$$t_{g\beta} = \frac{GF}{EF} = \frac{G'F'}{E'F''} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_D} = \frac{1}{R_D(\beta)}$$

L'angolo  $\beta$  (nel punto  $E$  della curva) è maggiore dell'angolo  $\alpha$  (nel punto  $A$  della curva); il valore della tangente trigonometrica nel punto  $E$  sarà pertanto maggiore del valore della tangente trigonometrica nel punto  $A$  della curva per cui  $1/R_D(\alpha)$  sarà minore di  $1/R_D(\beta)$  ossia  $R_D(\beta)$  sarà più piccola di  $R_D(\alpha)$ . Si può pertanto concludere affermando che la resistenza

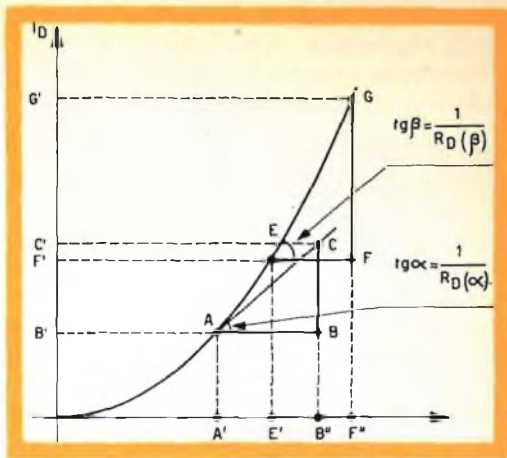


Fig. 14 - La resistenza diretta ( $R_D$ ) che una giunzione polarizzata in senso diretto offre al passaggio della corrente non ha lo stesso valore in tutti i punti della curva caratteristica diretta. Infatti  $tg\alpha < tg\beta$ .

diretta in un diodo semiconduttore diminuisce quando aumenta la tensione diretta; la resistenza può avere un valore elevato nel tratto  $a$  della curva caratteristica e divenire di valore molto basso nel tratto  $e$  della medesima.

### Diodo polarizzato in senso inverso

Il polo positivo (+) della batteria viene collegato alla zona di germanio di tipo N mentre il polo negativo (-) della medesima viene collegato alla zona di germanio di tipo P. Assegnando valori crescenti (a partire da zero) a questa tensione inversa ( $-V_D$ ) i corrispondenti va-

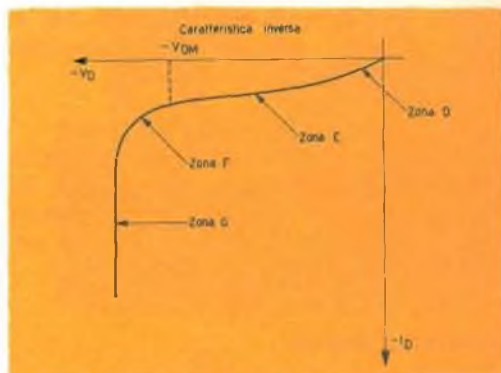


Fig. 15 - Andamento della curva caratteristica inversa  $-I_D = F(-V_D)$ .

lori di corrente inversa ( $-I_D$ ) possono essere facilmente individuati sulla curva caratteristica inversa la quale può essere suddivisa in quattro zone (vedi fig. 15).

### 1) ZONA D

È il tratto di curva delle correnti e delle tensioni inverse molto deboli ed ha andamento parabolico ad eccezione del tratto in prossimità dell'origine degli assi dove assume andamento rettilineo. Siccome la zona **a** della curva caratteristica diretta ha in questo tratto un andamento identico alla zona **d** della curva caratteristica inversa possiamo affermare che la giunzione, in queste due zone della curva caratteristica, ha una **condizione simmetrica** come risulta dalla fig. 16 e pertanto a bassi livelli di tensione, **l'effetto raddrizzante della giunzione non esiste**.

### 2) ZONA E

La corrente inversa assume un valore pressochè costante (corrente di saturazione); il punto di saturazione non viene mai raggiunto; la resistenza inversa è elevata ma mai infinita.

### 3) ZONA F, tratto del ginocchio della curva

In questo tratto basta un leggero aumento della tensione inversa per provocare un considerevole aumento della corrente inversa; questo tratto è molto limitato nel caso di diodi al silicio mentre ha una considerevole estensione nei diodi al germanio.

La tensione inversa di cresta ( $-V_{DM}$ ) indicata nei dati tecnici dei diodi semiconduttori corrisponde ad un valore che si trova all'inizio del tratto del ginocchio della curva.

### 4) ZONA G

Questa zona corrisponde alla « zona di rottura della giunzione ». La corrente inversa assume in questo tratto un valore molto elevato che porta appunto alla rottura materiale della giunzione.

## Resistenza inversa

Vogliamo ora determinare la resistenza inversa di un diodo semiconduttore e stu-

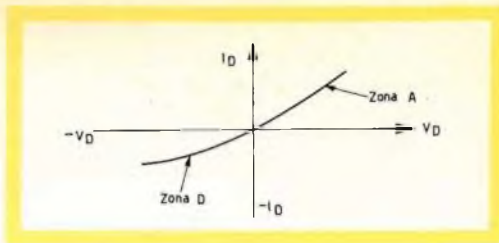


Fig. 16 - In corrispondenza dell'origine degli assi la curva caratteristica ha un andamento simmetrico in entrambe le direzioni, per cui l'azione raddrizzatrice del diodo non esiste.

diarne le variazioni in funzione della tensione inversa facendo riferimento alla curva caratteristica cui abbiamo accennato prima.

Riferiamoci alla curva indicata in fig. 17. Assegnamo alla tensione inversa  $-V_D$  un certo valore corrispondente al punto  $A'$  sull'asse delle ascisse. La perpendicolare elevata dal punto  $A'$ , sull'asse  $-V_D$ , determina un punto  $A$  sulla curva caratteristica cui corrisponderà sull'asse  $-I_D$  un valore di corrente inversa indicato dal punto  $B'$ ; conduciamo la tangente alla curva nel punto  $A$  e prolunghiamo  $B'A$ . L'angolo ( $\alpha$ ) che la tangente alla curva nel punto  $A$  forma con la orizzontale ( $BB'$ )

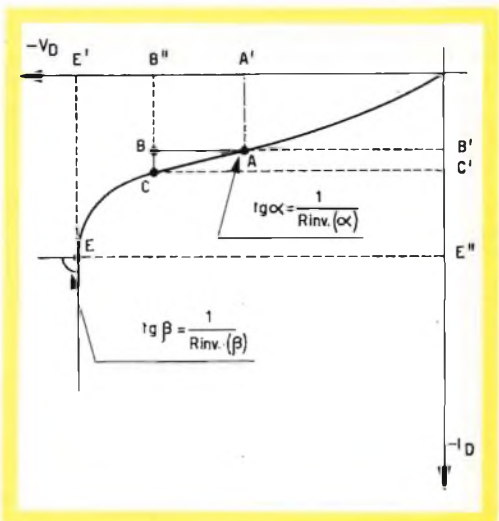


Fig. 17 - La resistenza inversa ( $R_{inv}$ ) che una giunzione polarizzata in senso inverso offre al passaggio della corrente non ha lo stesso valore in tutti i punti della caratteristica inversa. Infatti  $tg\beta > tg\alpha$ .

# TRAN CIA FORI

# Q MAX

## L'UTENSILE INDISPENSABILE

In vendita presso tutte le Sedi GBC.

N. catalogo	∅ in mm	Prezzo listino
L/396	12,7	2.800
L/396-1	16	2.900
L/396-2	19	3.000
L/396-3	22,2	3.100
L/396-4	26	3.450
L/396-5	28,6	3.450
L/397	31,7	3.550
L/397-1	35	3.850
L/397-2	38	3.950
L/397-3	44	4.400
L/397-4	50,8	6.600
L/397-5	52,5	7.400
L/397-6	63,5	8.800
L/396-6	chiave	350

I prezzi sono di listino. Sconti a richiesta.

## A PALERMO

*IN UN CLIMA  
DI ASSOLUTA  
CORDIALITÀ,  
ASSISTENZA E  
CONVENIENZA*

LA



*VI ATTENDE  
NELLA SUA SEDE*



DI

**PIAZZA CASTELNUOVO, 46-48  
TELEFONO N. 24 0913 - 24 88 88**

sarà definito dalla tangente trigonometrica ossia sarà :

$$\begin{aligned}
 \tan \alpha &= \frac{CB}{BA} = \frac{C'B'}{B''A'} = \frac{\Delta I_{D \text{ inv}}}{\Delta V_{D \text{ inv}}} = \\
 &= \frac{1}{R_{\text{inv}}(\alpha)}.
 \end{aligned}$$

Si vede come la tangente trigonometrica di questo angolo ha le dimensioni dell'inverso della resistenza inversa del diodo.

Aumentiamo  $-V_D$  in modo da portarsi nella zona g della curva caratteristica (punto E' dell'asse  $-V_D$ ); tale punto individua un punto E sulla curva caratteristica cui corrisponde un valore di corrente inversa  $-I_D$  indicato dal punto E'' sull'asse delle ordinate. Determiniamo ora l'angolo che la tangente alla curva nel punto E forma con la retta orizzontale; quest'angolo ( $\beta$ ) è pressapoco di  $90^\circ$  per cui la tangente trigonometrica dell'angolo  $\beta$  ha un valore molto grande (uguale all'infinito per un angolo di  $90^\circ$ ) e quindi molto più grande della tangente trigonometrica dell'angolo  $\alpha$ ; di conseguenza  $1/R_{\text{inv}}(\beta)$  sarà molto più grande di  $1/R_{\text{inv}}(\alpha)$  e ovviamente  $R_{\text{inv}}(\alpha)$  molto più grande di  $R_{\text{inv}}(\beta)$ .

La resistenza inversa in un diodo semiconduttore è tanto più grande quanto più piccolo è l'angolo che la curva caratteri-

stica forma con la retta orizzontale passante per il punto di curva caratteristica considerato.

La zona del ginocchio della curva caratteristica può essere definita come quella zona dove la resistenza inversa passa da un valore molto grande ad un valore molto piccolo.

## ROTTURA DELLA GIUNZIONE

La curva caratteristica inversa mette in evidenza una zona di rottura della giunzione del diodo vale a dire una zona nella quale la corrente inversa assume valori molto elevati (zona g in fig. 15). La rottura della giunzione può essere provocata per:

- 1) effetto termico
- 2) effetto valanga
- 3) effetto di campo

### Rottura della giunzione per effetto termico

La potenza dissipata alla giunzione è uguale al prodotto della tensione applicata per la corrente che la attraversa e cioè:

$$P_j = V_{\text{inv}} \times I_{\text{inv}}.$$

La potenza dissipata alla giunzione cresce al crescere della corrente inversa. In precedenza noi abbiamo messo in evi-



Raddrizzatori di germanio OAS1 (Philips). Possono sopportare una tensione inversa di 85 V e fornire una corrente diretta di 12 A. Vengono di solito impiegati nelle apparecchiature per la ricarica degli accumulatori.

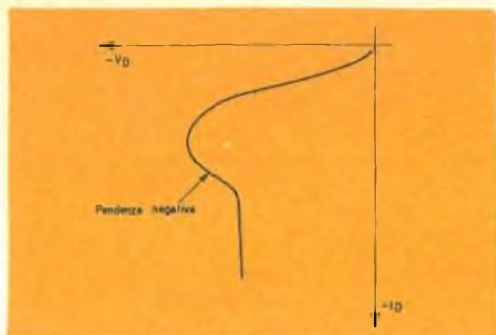


Fig. 18 - Curva caratteristica inversa  $-I_D = F(-V_D)$ ; viene messa in evidenza la pendenza negativa della curva caratteristica dovuta a rottura della giunzione per effetto termico.

denza l'origine di questa « corrente inversa » e abbiamo visto che essa cresce con la temperatura. Ora, la temperatura che può raggiungere la giunzione dipende:

- a) dalla dissipazione di cui essa è sede
- b) dal modo con cui essa viene raffreddata.

Si possono presentare due casi:

a) la dissipazione del calore alla giunzione e il suo raffreddamento sono quantitativamente uguali, nel qual caso, la corrente inversa è **stabile** (stabilità termica).

b) Oltrepastato il massimo valore della tensione inversa ( $-V_{DM}$ ) l'equilibrio ter-

mico è rotto. La corrente inversa che attraversa la giunzione cresce molto rapidamente con la temperatura, il calore prodotto alla giunzione non viene **completamente** eliminato; l'effetto diventa cumulativo (fig. 18).

La curva caratteristica presenta una pendenza negativa.

Questo fenomeno non è distruttivo a condizione che la temperatura raggiunta alla giunzione venga in qualche modo limitata.

### Rottura della giunzione per effetto valanga

E' noto che le cariche elettriche che attraversano la giunzione posseggono una energia proporzionale alla tensione applicata ai capi della giunzione stessa, per cui ad ogni aumento della tensione inversa  $-V_D$  corrisponde un aumento di energia immagazzinata dalle cariche in movimento.

Quando questa energia raggiunge una certa « soglia » si produce il fenomeno della ionizzazione per urto. Questo fenomeno può diventare cumulativo nel senso che le cariche liberate possono provocare a loro volta, il fenomeno di ionizzazione per urto; in questo caso si parla di « effetto valanga » (fig. 19).

In queste condizioni la corrente inversa che attraversa la giunzione non è più limitata che dagli elementi del circuito esterno del diodo (resistenza di carico e di protezione).

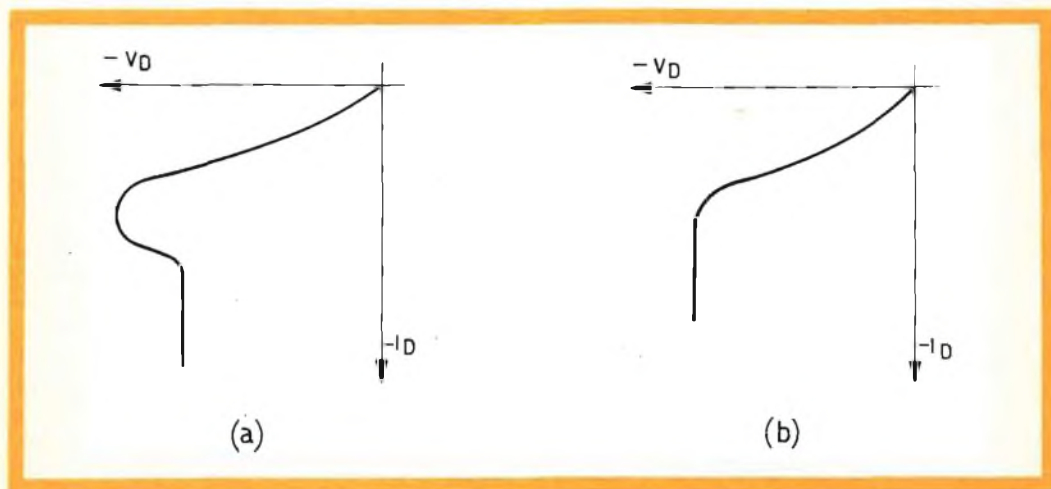


Fig. 19 - a) Rottura di una giunzione per effetto valanga; b) Rottura di una giunzione per effetto Zener.

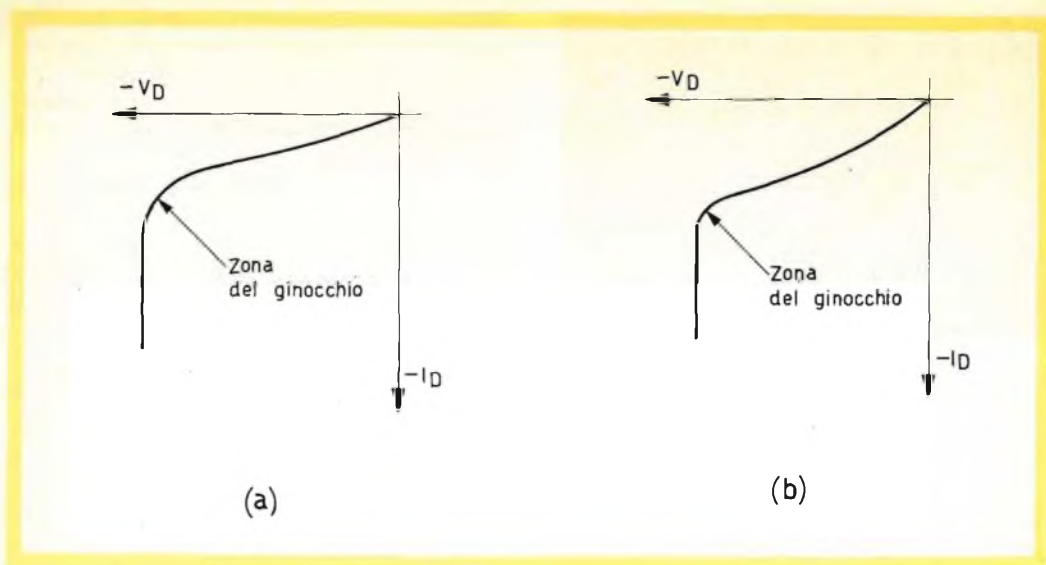


Fig. 20 - Oltre un certo valore della tensione inversa la curva caratteristica, per effetto Zener, assume un andamento rettilineo. Questo particolare valore di tensione può essere usato come tensione di riferimento. In (a) è indicata la curva caratteristica di un diodo al germanio: la curva in corrispondenza del ginocchio è molto estesa a differenza di quella indicata in (b), caratteristica di un diodo al silicio, la quale risulta più stretta.

### Rottura della giunzione per effetto campo

In questo caso l'aumento della tensione inversa produce un aumento del campo elettrico presente alla giunzione.

Quando questo campo raggiunge un valore elevato si produce un « fenomeno di abbandono o dipartita » degli elettroni di legame: la corrente inversa aumenta considerevolmente e non è più limitata dal diodo stesso.

### Rottura della giunzione per effetto Zener

In certi casi la rottura della giunzione può essere rappresentata da una retta corrispondente ad una tensione inversa **pressochè costante** (fig. 19 b).

La tensione di rottura può allora essere utilizzata come « tensione di riferimento ». Al ginocchio della curva caratteristica nei diodi al germanio si ha un andamento molto più dolce che nei diodi al silicio (vedi figg. 20 e 20 b); questo è il motivo per cui i diodi Zener che sfruttano questo particolare fenomeno sono sempre al silicio.

### INFLUENZA DELLA TEMPERATURA

Nei diodi semiconduttori l'influenza della temperatura si fa sentire più sulla caratteristica inversa che sulla caratteristica diretta.

#### Effetti sulla caratteristica inversa

##### a) Corrente inversa

La corrente inversa cresce al crescere della temperatura: per un diodo al germanio, la corrente inversa raddoppia il suo valore per ogni aumento di  $10^\circ$  di temperatura mentre, per un diodo al silicio, il raddoppio della corrente inversa avviene per un aumento di  $7^\circ$  di temperatura. Per due diodi di identiche prestazioni, l'uno al germanio l'altro al silicio, la corrente inversa nel secondo è da 100 a 1000 inferiore a quella del primo. Questo è il motivo per cui i diodi al silicio possono lavorare a temperature più elevate.

Per un diodo al germanio, la temperatura massima alla giunzione è  $75^\circ$ ; per



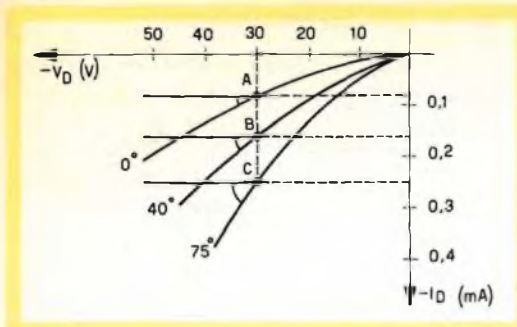


Fig. 21 - Influenza della temperatura sull'andamento della curva caratteristica inversa  $-I_D = F(-V_D)$ .

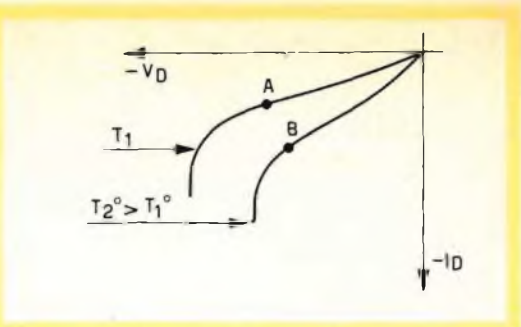


Fig. 23 - La tensione di rottura in un diodo al germanio tende a diminuire quando aumenta la temperatura alla giunzione.

un diodo al silicio è  $150^\circ$ . In fig. 21 sono indicate le variazioni della curva caratteristica inversa di un diodo al germanio quando la temperatura varia da  $0$  a  $75^\circ$ .

### b) Resistenza inversa

Sempre facendo riferimento alle curve caratteristiche indicate in fig. 21 si può vedere come rimanendo invariato il valore della tensione inversa la corrente inversa cresce con la temperatura.

Supponiamo che la tensione inversa abbia un valore di  $30\text{ V}$ ; questa tensione determina un punto A sulla curva caratteristica tracciata per una temperatura alla giunzione di  $0^\circ$ , un punto B sulla caratteristica tracciata per una temperatura di  $40^\circ$ , e un punto C sulla curva caratteristica tracciata per una temperatura di  $75^\circ$ .

L'angolo che la curva caratteristica corrispondente alla temperatura di  $75^\circ$  forma

con l'orizzontale passante per il punto C è maggiore del corrispondente angolo in B, il quale, a sua volta, è maggiore dell'angolo in A; pertanto, anche la tangente dell'angolo C sarà maggiore di quella dell'angolo B la cui tangente sarà maggiore di quella dell'angolo in A.

Siccome la tangente trigonometrica dei rispettivi angoli è uguale all'inverso della resistenza inversa, la resistenza inversa in corrispondenza del punto C (sulla curva caratteristica di  $75^\circ$ ) sarà inferiore alla resistenza inversa del punto B (sulla curva tracciata per una temperatura di  $40^\circ$ ), a sua volta, la resistenza inversa del punto A (sulla curva caratteristica tracciata per una temperatura di  $0^\circ$ ) sarà maggiore di quella del punto B.

Possiamo pertanto affermare che la resistenza inversa diminuisce quando la temperatura aumenta come risulta da fig. 22.

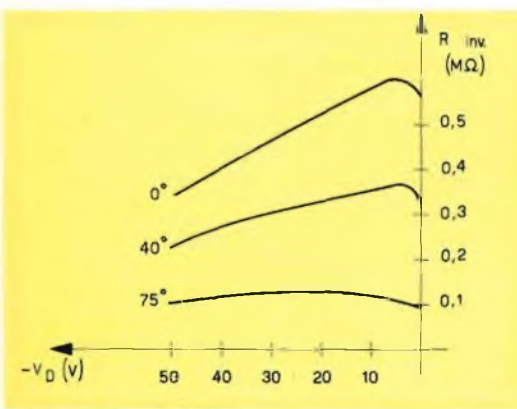


Fig. 22 - Andamento della resistenza inversa ( $R_{inv}$ ) in funzione della tensione inversa  $-V_D$  per differenti valori di temperatura alla giunzione.

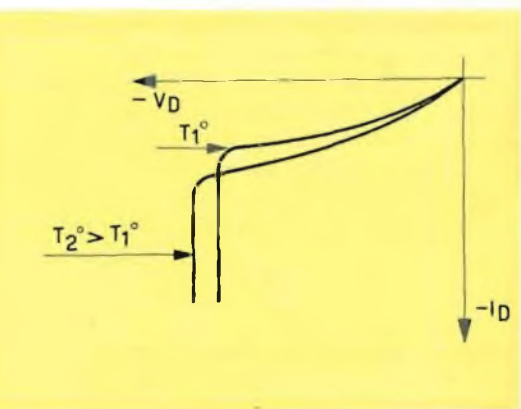


Fig. 24 - Andamento della curva caratteristica inversa in un diodo Zener al variare della temperatura alla giunzione.

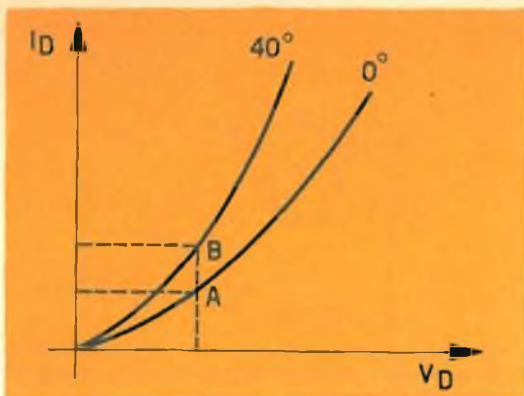


Fig. 25 - Influenza dell'aumento della temperatura alla giunzione sulla curva caratteristica diretta di un diodo al germanio.

### c) Tensione di rottura

La tensione di rottura in un diodo al germanio diminuisce quando la temperatura aumenta come risulta dalla fig. 23. I diodi Zener sono diodi al silicio fabbricati in modo di avere una tensione di rottura che aumenta di poco con la temperatura (fig. 24).

In un diodo al germanio, la diminuzione della tensione di rottura presenta meno interesse della corrente inversa che invece cresce considerevolmente con la temperatura; in pratica, questa tensione di rottura non è utilizzabile in quanto la zona del ginocchio della curva è molto estesa e per avere un funzionamento sicuro si deve restare molto al di qua di questa tensione di rottura (punto A e B di fig. 23).

### Effetti sulla caratteristica diretta

L'andamento della curva caratteristica diretta risulta di poco variato dall'aumento di temperatura come indicato in fig. 25. Si constata invece una « traslazione » della curva quasi parallela a se stessa accompagnata da una leggera deformazione. Per una data tensione diretta ( $V_D$ ) la corrente diretta ( $I_D$ ) aumenta all'aumentare della temperatura (punto A sulla curva caratteristica tracciata per una temperatura alla giunzione di  $0^\circ$ , punto B sulla curva caratteristica tracciata per una temperatura di  $40^\circ$ ).

La resistenza diretta diminuisce quando la temperatura aumenta. L'azione della temperatura sulla corrente diretta e sulla resistenza diretta è proporzionalmente molto meno importante che sulla corrente e resistenza inversa.

### VANTAGGI E SVANTAGGI DEL DIODO AL GERMANIO RISPETTO AL DIODO A VUOTO

Confrontandolo col diodo a vuoto, il diodo al germanio offre i seguenti vantaggi:

1) Non necessita di accensione e quindi si presta per essere impiegato in quei circuiti dove non sono usati i tubi elettronici o dove l'alimentazione del filamento richiederebbe terminali molto lunghi.

2) Nei circuiti dove c'è un'elevata im-

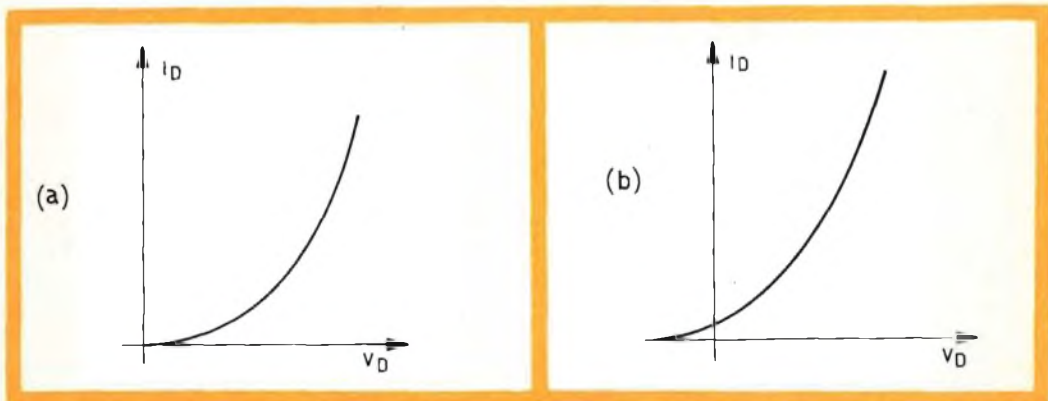


Fig. 26 - a) Curva caratteristica tipica diretta  $I_D = F(V_D)$  di un diodo al germanio; b) Curva caratteristica tipica diretta  $I_D = F(V_D)$  di un diodo a vuoto. Si noti l'esistenza di una corrente diretta anche per una tensione  $V_D = 0$  (effetto Edison).

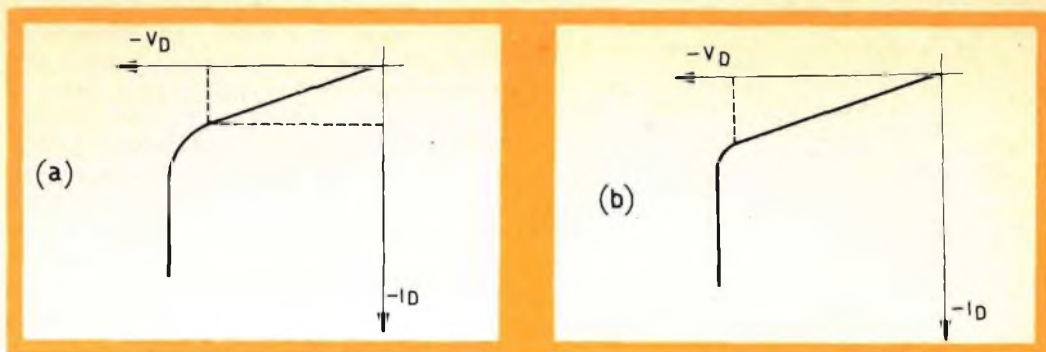


Fig. 27 - a) In un diodo al germanio è sempre presente un certo valore di corrente inversa; b) In un diodo al germanio la tensione inversa massima ammissibile non è mai troppo elevata a causa del ginocchio della curva caratteristica.

pedenza fra catodo e chassis, l'impiego di un raddrizzatore a vuoto potrebbe dar luogo a ronzio e microfonicità; l'inconveniente è superato usando un diodo al germanio.

3) Il diodo a cristallo ha dimensioni molto ridotte e pesa soltanto pochi decimi di grammo. Ciò è particolarmente importante quando il diodo deve essere montato, insieme ad altri componenti, **dentro un contenitore**. A causa della sua durata di vita praticamente illimitata, si può evitare, in fase di progetto, di preoccuparsi dell'accessibilità del diodo nell'apparecchiatura in vista di una sua eventuale sostituzione. In tal modo si possono pienamente sfruttare i vantaggi derivanti dalle sue piccole dimensioni.

4) Il diodo al germanio ha piccola capacità interna e perciò si presta anche per l'impiego con basse capacità di carico.

5) La resistenza diretta del diodo al germanio è inferiore a quella dei diodi a vuoto.

6) La caratteristica  $I_D = f(V_D)$  del diodo al germanio passa per l'origine delle coordinate, cioè nel diodo non circola corrente quando ad esso non è applicata alcuna tensione (fig. 26 a). Così, nei circuiti per il controllo automatico di volume e nei circuiti di misura non è più necessario, come si verifica nel caso dei diodi a vuoto, introdurre delle compensazioni per la corrente di zero (corrente che circola nel diodo a vuoto quando è nulla la tensione applicata tra anodo e catodo (fig. 26 b).

Non bisogna dimenticare però che il diodo a cristallo semiconduttore possiede delle caratteristiche che lo rendono inadatto per certe applicazioni e precisamente:

1) Mentre la corrente inversa di un diodo a vuoto è nulla, il diodo a cristallo lascia circolare in senso inverso una corrente non trascurabile, specialmente per valori elevati della tensione inversa (fig. 27 a).

2) Date le sue caratteristiche costruttive, il diodo a vuoto può sopportare delle tensioni inverse di valore relativamente elevato. Viceversa, per un diodo al germanio la caratteristica inversa  $-I_D = f(-V_D)$  è tale che in corrispondenza di una data tensione la resistenza inversa dinamica si riduce a zero (fig. 27 b).

3) La caratteristica diretta e inversa del diodo al germanio è molto sensibile alle variazioni della temperatura ambiente.

4) Sebbene lo spostamento della caratteristica diretta durante il periodo della vita utile sia inferiore nel diodo al germanio rispetto al diodo a vuoto, in quest'ultimo la corrente inversa è sempre nulla mentre nel diodo al germanio dopo un certo periodo di funzionamento subisce un incremento.

## IL DIODO SEMICONDUTTORE COME RADDRIZZATORE

Quando il diodo al germanio viene usato come raddrizzatore per trasformare

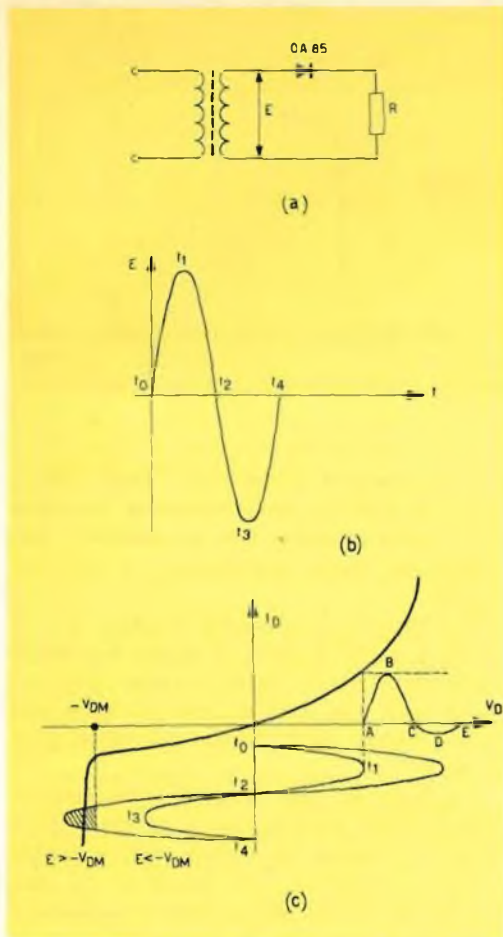


Fig. 28 - a) Schema elettrico di un tipico circuito raddrizzatore; b) Segnale sinusoidale applicato all'ingresso ( $E$ ); c) Andamento della corrente nel circuito raddrizzatore per una data curva caratteristica e per un dato segnale d'ingresso.

una tensione alternata in tensione continua, la debole corrente inversa che circola nel diodo ad ogni semialternanza negativa di tensione non costituisce un fattore negativo.

Il diodo a cristallo può essere pertanto impiegato, in sostituzione dei raddrizzatori a vuoto o a gas, nei circuiti convenzionali ed anche nei duplicatori o moltiplicatori di tensione; nei circuiti raddrizzatori a ponte ed in quelli polifasi.

Tuttavia, non è possibile sostituire i diodi al germanio al posto delle valvole raddrizzatrici, per esempio nei radiorice-

vitori, senza modificare opportunamente il circuito, poichè il diodo al germanio non sopporta le tensioni inverse permesse per i diodi a vuoto. Per questi ultimi, la massima tensione inversa permessa è limitata soltanto dall'isolamento tra i suoi elettrodi e raggiunge valori dell'ordine di alcune centinaia di volt; la massima tensione inversa permessa per i diodi al germanio varia da tipo a tipo, ma è comunque sempre considerevolmente inferiore a quella dei diodi a vuoto.

### Massima ampiezza della tensione d'ingresso

La massima tensione alternata che può essere applicata all'ingresso del circuito raddrizzatore è limitata dall'andamento della caratteristica inversa del diodo e dipende inoltre dalla potenza dissipabile nel diodo stesso. Tale tensione non deve superare il valore massimo prescritto  $-V_{DM}$  che vale sia per tensioni sinusoidali che per impulsi a forma rettangolare.

Oltre al valore limite del picco massimo della tensione inversa, viene anche indicato il limite massimo  $-V_{DMmax}$  della tensione inversa media o della componente continua applicabile sul diodo.

Per la maggior parte dei diodi, il tempo d'integrazione, nel quale si deve valutare la massima tensione media inversa, è di 50 ms.

L'ampiezza della tensione applicata deve quindi essere scelta in modo che non siano superate nè la tensione massima inversa di cresta ( $-V_{DMmax}$ ) nè la tensione media inversa ( $-V_{DM}$ ) valutando tale media entro il tempo massimo di 50 ms.

Supponiamo di impiegare il diodo al germanio Philips OA 85. La sua tensione inversa massima ( $-V_{DM}$ ), alla temperatura di  $25^\circ$ , è 115 V; questo valore è il fattore più importante da tener presente quando si vuole impiegare il diodo in un circuito raddrizzatore.

#### a) Carico ohmico

Consideriamo un circuito indicato in fig. 28 a. Il carico è puramente ohmico. La tensione applicata al circuito è una ten-

sione sinusoidale come indicato in fig. 28 b. In fig. 28 c è indicata la curva caratteristica di questo diodo.

Nell'istante  $t_0$  al circuito non è applicata nessuna tensione: punto A sull'asse delle ascisse.

Nell'istante  $t_1$  l'anodo è positivo rispetto al catodo, il diodo conduce, la corrente nel circuito passa da 0 ad un valore massimo (punto B). Nell'istante  $t_2$  la tensione è di nuovo nulla e nel circuito non passa nessuna corrente.

Nell'istante  $t_3$  il diodo è polarizzato in senso inverso per cui nel circuito passerà una corrente inversa di basso valore (punto D).

Nell'istante  $t_4$  la tensione è di nuovo nulla e nel circuito non passa nessuna corrente (punto E).

Nell'istante  $t_3$  la tensione inversa è massima; bisogna evitare che questa tensione divenga maggiore della tensione di rottura ( $-V_{DM}$ ); in altre parole, è necessario che la tensione di cresta del segnale applicato sia inferiore alla tensione  $-V_{DM}$ .

Nel caso specifico del diodo Philips 0A 85, la tensione efficace massima applicabile all'ingresso di questo circuito è:

$$V_{eff} = \frac{115}{\sqrt{2}} \approx 82 \text{ V.}$$

Per raddrizzare una tensione di rete di 110 V sarà pertanto necessario collegare due diodi di questo tipo in serie.

### b) Carico ohmico e capacitivo

Il circuito impiegato è quello di fig. 29 a. Il carico del circuito è ohmico (R) e capacitivo (C).

In fig. 29 c indichiamo ancora la curva caratteristica di questo diodo; la tensione applicata ai capi del circuito è una tensione puramente sinusoidale (fig. 29 b).

Quando il diodo conduce il condensatore si carica molto rapidamente attraverso la resistenza diretta del diodo. Quando il diodo è bloccato (semionda negativa) il condensatore si scarica molto lentamente attraverso la resistenza di carico (R) del circuito; in pratica, la resistenza (R) ha

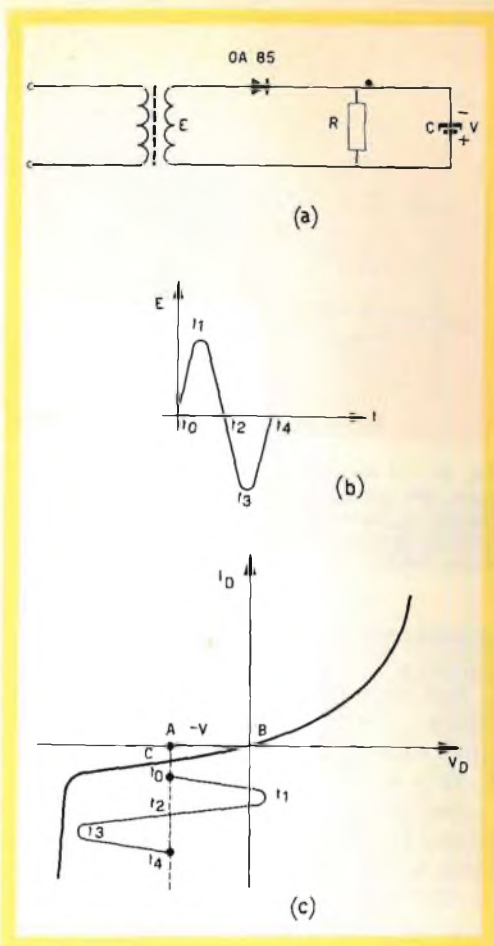


Fig. 29 - a) Schema elettrico di un tipico circuito raddrizzatore con carico ohmico e capacitivo; b) Forma d'onda del segnale applicato; c) Punto di lavoro sulla curva caratteristica inversa dovuto alla presenza del condensatore C.

un valore molto più elevato della resistenza diretta del diodo.

**Il condensatore si trova pertanto caricato in permanenza ad una tensione sensibilmente continua ( $-V$ ): questa tensione polarizza il diodo e ciò significa che la tensione alternata d'ingresso dopo le prime semionde positive risulta applicata in serie a questa tensione  $-V$  (fig. 29 c).**

Nell'istante  $t_0$  (punto A sulla curva caratteristica) il diodo è bloccato: il condensatore si scarica lentamente attraverso la resistenza di carico (R).

Nell'istante  $t_1$  il diodo inizia a condurre

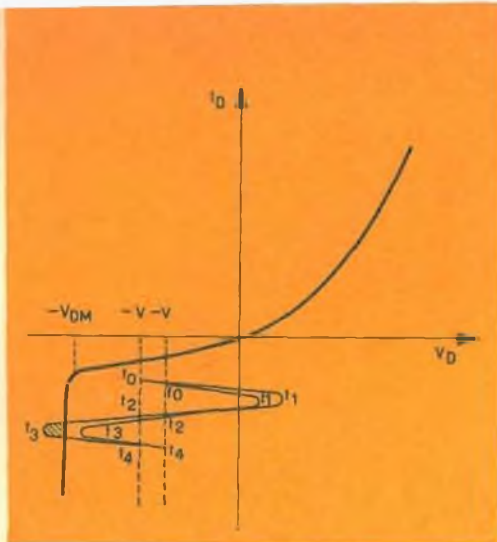


Fig. 30 - La presenza del condensatore C ai capi del carico del circuito raddrizzatore polarizza permanentemente e negativamente il diodo; ciò fa sì che la massima tensione inversa ammissibile venga notevolmente ridotta.

debolmente (punto B sulla curva caratteristica); il condensatore si ricarica.

Nell'istante  $t_2$  il diodo si blocca nuovamente; il condensatore comincia a scaricarsi attraverso la resistenza (R) (punto C della curva caratteristica).

Nell'istante  $t_3$  la tensione ai capi del diodo è uguale alla somma della tensione ai capi del condensatore ( $-V$ ) più la tensione di cresta del segnale applicato ( $-V_{DM}$ ); il condensatore si scarica sempre lentamente attraverso la resistenza di carico.

Nell'istante  $t_4$  il diodo è sempre bloccato; in effetti esso si trova polarizzato dalla tensione presente ai capi del condensatore.

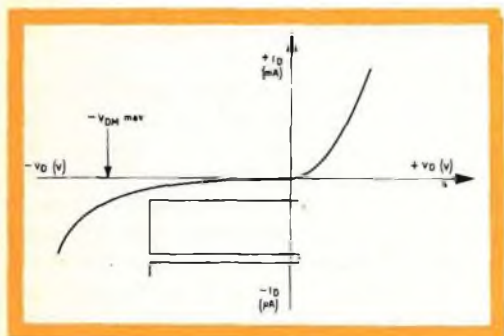


Fig. 31 - Tensione di un'onda quadra applicata al diodo. Per un tempo abbastanza lungo circola una considerevole corrente inversa.

Il diodo pertanto viene a trovarsi **costantemente** polarizzato negativamente e ciò tende a ridurre la tensione massima inversa che può essere applicata (fig. 30).

Nel caso in cui la costante di tempo del circuito (RC) risulti grande rispetto al periodo del segnale, la tensione efficace massima ammessa per esempio per il diodo OA 85 è:

$$V_{\text{eff}} = \frac{115}{2\sqrt{2}} \approx 41 \text{ V}$$

### Valore della resistenza di carico

In generale la resistenza di carico deve essere bassa rispetto alla resistenza inversa del diodo. Nel caso precedente, dall'istante  $t_2$  all'istante  $t_4$ , il condensatore si scarica in parte attraverso la resistenza di carico R e in parte attraverso la resistenza inversa del diodo.

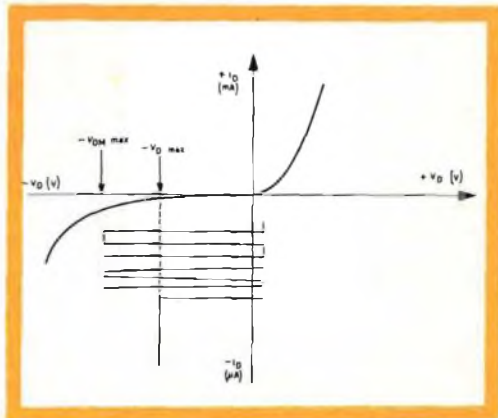


Fig. 32 - Tensione non sinusoidale inversa massima ammissibile in un diodo.

E' necessario però che la frazione di corrente di scarica del condensatore che attraversa la resistenza R sia maggiore di quella che attraversa la resistenza inversa del diodo; di conseguenza, R dovrà essere sempre molto più piccola della resistenza inversa del diodo.

In pratica per il diodo Philips OA 85  $R = 2000 \Omega$  e  $C = 100 \mu\text{F}$ .

### Tensioni d'ingresso non sinusoidali

Quando, per esempio, la forma d'onda della tensione applicata al diodo è ret-

tangolare ed il tempo nel quale il diodo conduce è molto breve rispetto ad un periodo della tensione alternativa, può accadere che la tensione inversa venga applicata sul diodo per un tempo eccessivamente lungo. In questo caso, la corrispondente corrente inversa del diodo può provocare la dissipazione nel diodo di una potenza eccessiva (fig. 31).

Nel caso limite, se al diodo viene applicata una tensione inversa costante, tale tensione non deve superare il valore massimo della tensione media inversa ( $-V_{Dmax}$ ) indicato dal costruttore (fig. 32).

In generale possiamo perciò dire che la ampiezza massima tollerabile della tensione inversa è funzione della frequenza di ripetizione e che deve cioè essere tale che il suo valore medio, calcolato entro un tempo d'integrazione max di 50 ms, non superi la tensione  $-V_{Dmax}$ .

In taluni circuiti il segnale applicato al diodo può avere ampiezza variabile, come accade per es. nel circuito di ricostituzione della componente continua in un televisore in cui il segnale video amplificato viene applicato al diodo. In questo caso, occorre prevedere quale sarà la tensione massima inversa del segnale all'ingresso. Essa si verifica nel caso che si abbia un'immagine completamente bianca, e cioè quando il segnale all'ingresso è costituito da una successione di impulsi di forma rettangolare (fig. 33). In circuiti convenzionali l'ampiezza massima del segnale video è circa 80 V. Tale tensione è sufficiente per il controllo dei moderni cinecopi; in un circuito per la ricostituzione della componente continua, equipaggiato con diodi al germanio tipo 0A 81 oppure 0A 85, aventi una tensione max inversa continua di 90 V, non c'è perciò alcun rischio che il diodo venga sovraccaricato.

### Corrente raddrizzata

Una caratteristica importante del diodo è rappresentata dal valore massimo della corrente raddrizzata che può circolare nel carico. Questo valore è essenzialmente funzione del riscaldamento del diodo provocato dal passaggio della corrente. Tale riscaldamento è proporzionale al quadrato

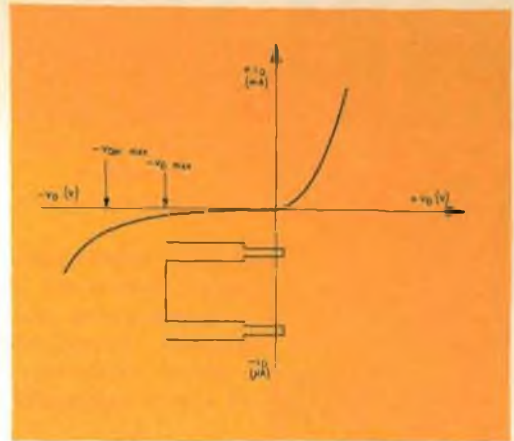


Fig. 33 - Valore massimo del segnale video applicato ad un diodo in un circuito per la ristabilizzazione della componente continua (immagine completamente bianca).

del valore efficace della corrente pulsante che circola nel diodo. A parità di valore medio della corrente raddrizzata, il valore efficace aumenta al diminuire del tempo di circolazione della corrente nel diodo, cioè è più elevato quando il carico è costituito da un condensatore ed una resistenza in parallelo (fig. 34 a) che quando è puramente ohmico (fig. 34 b). Nel primo caso infatti la corrente nel diodo circola solo per una frazione della semialternanza positiva, ossia durante il tempo in cui si ricarica il condensatore di livellamento; il valore di cresta e quindi il fattore di forma della corrente pulsante sono perciò più elevati di quando il carico è soltanto resistivo.

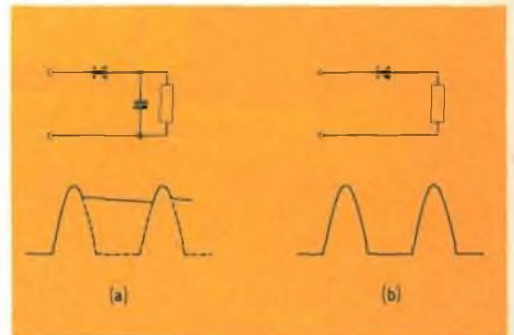


Fig. 34 - Forma della tensione ai capi del carico; a) capacitivo e resistivo; b) soltanto resistivo.

## COMPORAMENTO DI UN DIODO AL GERMANIO E DI UN DIODO A VUOTO IN UN CIRCUITO DEMODULATORE

La bontà di un circuito demodulatore dipende innanzitutto da due fattori e cioè:

- a) dal rendimento di rivelazione
- b) dalla resistenza equivalente di smorzamento.

Innanzitutto è necessario determinare come questi fattori possano essere più o meno influenzati dalle caratteristiche particolari dei diodi impegnati. Dopodiché si potrà decidere qual tipo di diodo piuttosto che un altro potrà essere impiegato.

### Rendimento di rivelazione

In fig. 35 (in alto) è indicato un circuito demodulatore (rivelatore) più frequentemente impiegato. Il carico del diodo è costituito da una resistenza  $R$  e da un condensatore  $C$ .

La tensione applicata all'ingresso del

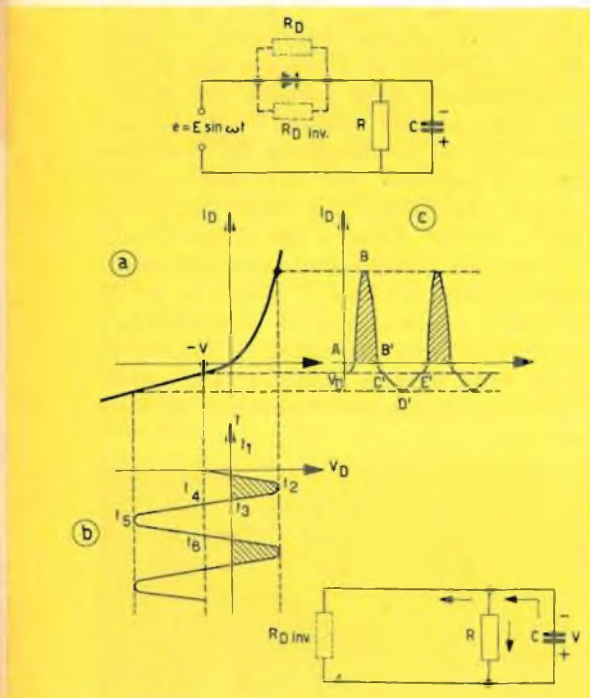


Fig. 35 - (In alto) Schema tipico di un circuito raddrizzatore con carico ohmico e capacitivo; (al centro) a) curva caratteristica del diodo; b) tensione sinusoidale applicata al circuito in funzione del tempo; c) corrente circolante nel diodo in funzione del tempo; (in basso) circuito di scarica del condensatore.

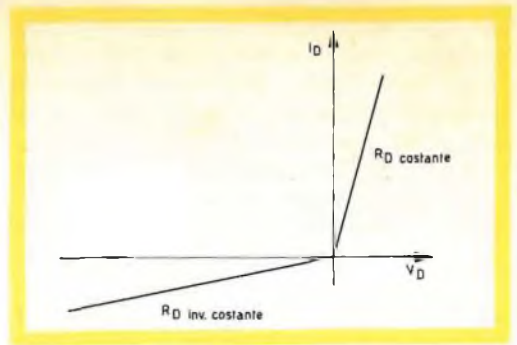


Fig. 36 - Curva caratteristica ideale di un diodo al germanio.

rivelatore si può pensare fornita da un generatore la cui resistenza interna può considerarsi nulla; l'ampiezza di questa tensione è costante.

In fig. 35 a è indicata la curva caratteristica del diodo; in fig. 35 b la tensione applicata in funzione del tempo; in fig. 35 c la corrente circolante nel diodo anche essa in funzione del tempo.

Sia  $E$  il valore di cresta del segnale fornito dal generatore. La costante di tempo del circuito di carico è molto piccola; il condensatore si carica molto rapidamente attraverso la bassa resistenza diretta del diodo (intervallo  $AB$  di fig. 35 c).

In fig. 35 (in basso) è indicato il circuito di scarica del condensatore. In esso è indicata sia la resistenza di carico ( $R$ ) sia la resistenza inversa del diodo ( $R_{DInv}$ ).

Dall'istante  $t_3$  all'istante  $t_4$  il condensatore si scarica lentamente; la corrente inversa circolante nel diodo è molto bassa a motivo della resistenza inversa molto elevata ( $B' C'$  di fig. 35 c).

Dall'istante  $t_4$  all'istante  $t_5$  la tensione inversa aumenta, la resistenza inversa diminuisce e aumenta la corrente inversa ( $C' D'$  di fig. 35 c).

Dall'istante  $t_5$  all'istante  $t_6$  la tensione inversa diminuisce, la resistenza inversa aumenta, la corrente inversa diminuisce come pure diminuisce la corrente di scarica del condensatore ( $D' E'$  di fig. 35 c).

La tensione continua  $V$  ai capi del condensatore si stabilizza. Il valore massimo che può raggiungere questa tensione ( $V$ ) è il valore di cresta  $E$  del segnale applicato; questo valore però potrebbe essere



# AR/24 TRAN SI STOR



**Radioricevitore** supereterodina portatile a transistor per OM. - 6 transistor + 1 diodo. - Telaio a circuito stampato, altoparlante con magnete rinforzato ad alto rendimento acustico. - Antenna in ferroxcube incorporata. - Scala di sintonia demoltiplicata. - Presa antenna esterna. - Presa auricolare. - Mobile in materia plastica antiurto. - Alimentazione con due pile da 6 V. - Autonomia di circa 100 ore. - Impiegando l'alimentatore 1/601 funziona con corrente luce. - Peso 840 g.

**Prezzo L. 17.500**



**"HOORAY,"**

**GBC**

raggiunto solo nel caso in cui la resistenza inversa del diodo ( $R_{Dinv}$ ) e la resistenza di carico ( $R$ ) avessero un valore infinito.

Il rendimento di rivelazione è definito dal rapporto:

$$\eta = \frac{V}{E}$$

dove  $V$  è la tensione ai capi del condensatore  $C$  ed  $E$  è la tensione fornita dal generatore.

Per facilitare il calcolo si suppone che la caratteristica del diodo abbia andamento rettilineo vale a dire non si tiene conto delle variazioni della resistenza diretta e della resistenza inversa in funzione della tensione applicata (fig. 36).

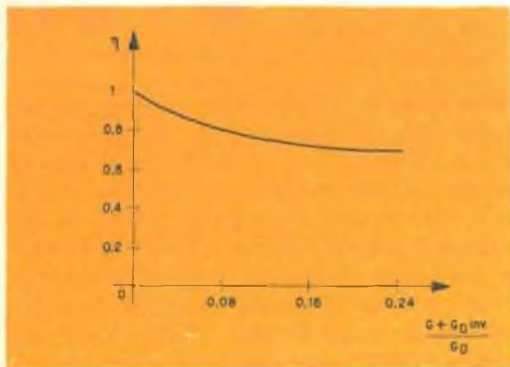


Fig. 37 - Andamento del rendimento di rivelazione  $\eta$  in funzione del rapporto  $\frac{G + G_{D inv}}{G_D}$ .

Il rendimento di rivelazione ( $\eta$ ) è una funzione inversa del rapporto

$$\frac{G + G_{D inv}}{G_D}$$

dove  $G$  è la conduttanza del carico  $R$ ,

$G = \frac{1}{R}$ ;  $G_D$  è la conduttanza diretta del

diodo, ( $G_D = \frac{1}{R_D}$ );  $G_{D inv}$  è la conduttanza

inversa del diodo, ( $G_{D inv} = \frac{1}{R_{D inv}}$ ).

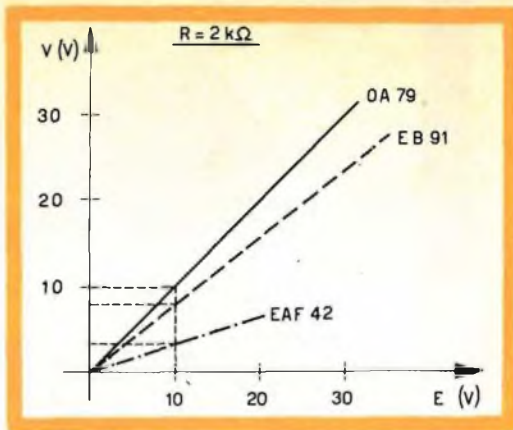


Fig. 38 - Tensione continua  $V$  ai capi del condensatore  $C$  in funzione del valore di cresta ( $E$ ) del segnale applicato nel caso in cui la resistenza di rivelazione sia di basso valore ( $R = 2 \text{ k}\Omega$ ).

La curva rappresentata in fig. 37 mostra che il massimo rendimento si ha quando questa espressione raggiunge il suo minimo valore.

Il rendimento di rivelazione è quindi massimo quando  $G$  e  $G_{D inv}$  sono molto piccole (ossia quando la resistenza di rivelazione e la resistenza inversa del diodo sono molto grandi) e  $G_D$  molto grande (ossia quando la resistenza diretta del diodo è molto piccola).

È noto che un diodo a vuoto presenta una resistenza inversa infinita; in certe particolari condizioni esso può quindi fornire un rendimento pressapoco uguale all'unità. Con il diodo al germanio, invece, il rendimento è sempre inferiore all'unità

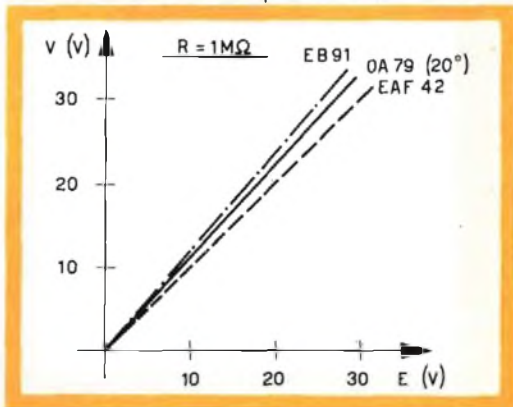


Fig. 39 - Tensione continua  $V$  ai capi del condensatore  $C$  in funzione del valore di cresta ( $E$ ) del segnale applicato nel caso in cui la resistenza di rivelazione ( $R$ ) sia di valore elevato ( $R = 1 \text{ M}\Omega$ ).

### Determinazione del valore ottimo della resistenza di rivelazione nel caso d'impiego di un diodo al germanio o di un diodo a vuoto

Rappresentiamo in fig. 38 la tensione continua  $V$  presente sul condensatore  $C$  in funzione del valore di cresta  $E$  del segnale applicato.

I diodi impiegati sono: il diodo al germanio Philips OA 79 e due diodi a vuoto Philips EB 91 e EAF 42.

La curva indicata in fig. 38 è stata ricavata per la resistenza di rivelazione ( $R$ ) bassa, per esempio  $R = 2000$  ohm.

La curva indicata in fig. 39 è stata ricavata per una resistenza di rivelazione ( $R$ ) elevata, per esempio  $R = 1$  Mohm.

La curva caratteristica del diodo è ideale (andamento rettilineo); si suppone cioè che le resistenze diretta e inversa si mantengano costanti al variare dell'ampiezza del segnale. In realtà noi sappiamo però che queste due resistenze variano con la tensione applicata ai capi del circuito, come in precedenza noi abbiamo già rilevato.

### Resistenza di rivelazione $R$ di basso valore

Il rendimento migliore si ottiene quando viene impiegato un diodo al germanio.

Infatti, per una tensione del generatore  $E = 10$  V,

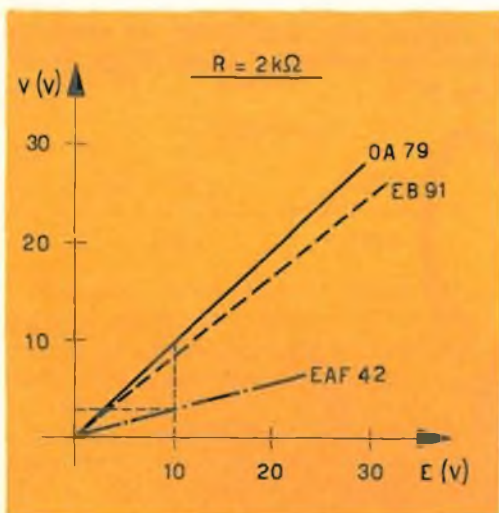


Fig. 40 - Quando la resistenza di rivelazione è bassa il diodo a vuoto fornisce un rendimento di rivelazione molto basso.

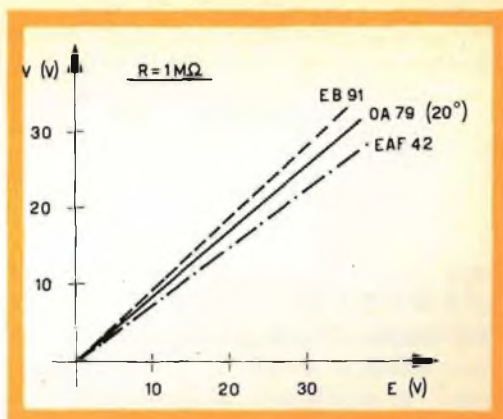


Fig. 41 - Quando la resistenza di rivelazione è di valore elevato con un diodo a vuoto si ottiene un rendimento di rivelazione superiore a quello ottenibile con un diodo al germanio.

1) con il diodo OA 79, la tensione  $V$  ai capi del condensatore è circa 9 V;

2) con il diodo a vuoto EB 91, questa stessa tensione  $V$  è pressapoco 8,5 V;

3) con il diodo EAF 42, ammonta a circa 3 V.

Impiegando il diodo al germanio si avrà quindi un rendimento di rivelazione superiore.

Le ragioni sono le seguenti:

Il rendimento di rivelazione ( $\eta$ ) è una funzione inversa del rapporto:

$$\frac{G + G_{D \text{ inv}}}{G_D}$$

Vogliamo ora determinare separatamente i valori assunti da questo rapporto sia per un diodo al germanio che per un diodo a vuoto (EB 91).

a) Diodo al germanio Philips OA 79

Se si ammette che:  $R_{D \text{ inv}} = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $R_D = 200 \Omega$ ,  $R = 2000 \Omega$ , si avrà:

$$G = \frac{1}{R} = \frac{1}{2000} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ A/V} = 500 \mu\text{A/V}$$

$$G_{D \text{ inv}} = \frac{1}{10^6} = 10^{-6} \text{ A/V} = 1 \mu\text{A/V}$$

$$G_D = \frac{1}{R_D} = \frac{1}{200} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ A/V} = 5000 \text{ } \mu\text{A/V}$$

$$\frac{G + G_{D \text{ inv}}}{G_D} = \frac{500 + 1}{5000}$$

b) Diodo a vuoto Philips EB 91

Se si suppone che  $R_{D \text{ inv}} = \infty$ ,  $R = 2000 \Omega$ ,  $R_D = 300 \Omega$ , si avrà:

$$G = \frac{1}{R} = 500 \text{ } \mu\text{A/V}$$

$$G_{D \text{ inv}} = \frac{1}{\infty} = 0$$

$$G_D = \frac{1}{300} \sim 3 \cdot 10^{-3} \text{ A/V} \sim 3000 \text{ } \mu\text{A/V}$$

$$\frac{G + G_{D \text{ inv}}}{G_D} = \frac{500 + 0}{3000}$$

Nel caso del diodo al germanio si può trascurare  $G_{D \text{ inv}}$  rispetto a  $G$ ; in questo caso il rapporto diventa uguale a:

$$\frac{500}{5000} = 10/100 = 0,010.$$

Nel caso del diodo a vuoto, il rapporto è uguale a:

$$\frac{500}{3000} = 17/100 = 0,017.$$

Si vede quindi che nel caso di una resistenza di rivelazione di basso valore è possibile trascurare in un diodo al germanio l'effetto della resistenza inversa in quanto essendo  $R_{D \text{ inv}}$  molto più grande di  $R$ ,  $G_{D \text{ inv}}$  risulta molto più piccola di  $G$ .

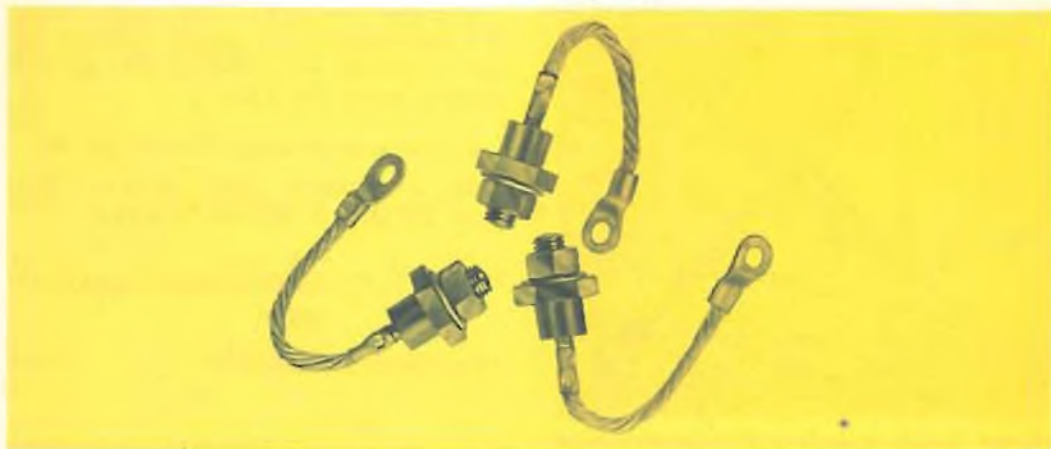
Il diodo al germanio avendo una resistenza diretta  $R_D$  più bassa di quella di un diodo a vuoto avrà una conduttanza diretta  $G_D$  maggiore di quella posseduta da un diodo a vuoto.

Il rapporto  $G/G_D$  è dunque più piccolo per un diodo al germanio che per un diodo a vuoto.

Il diodo al germanio offre quindi un rendimento di rivelazione superiore a quello offerto da un diodo a vuoto solo quando la resistenza di rivelazione ha un valore molto basso. Si sconsiglia quindi di impiegare l'EAF 42 con una resistenza di rivelazione di basso valore (vedi fig. 40).

#### Resistenza di rivelazione $R$ di valore elevato

In questo caso il rendimento migliore si ottiene solo impiegando un diodo a vuoto, per esempio, il diodo Philips EB 91 (fig. 41).



Raddrizzatori di potenza BYZ 12/13. Sopportano una tensione inversa di 200 V e forniscono una corrente diretta di 2 A.

a) Diodo al germanio Philips OA 79

Se si suppone che  $R_{D\text{ inv}} = 1\text{ M}\Omega$ ,  $R_D = 200\ \Omega$ ,  $R = 1\text{ M}\Omega$ , si avrà:

$$G = \frac{1}{10^6} = 10^{-6}\text{ A/V} = 1\ \mu\text{A/V}$$

$$G_{D\text{ inv}} = \frac{1}{10^6} = 10^{-6}\text{ A/V} = 1\ \mu\text{A/V}$$

$$G_D = \frac{1}{R_D} = \frac{1}{200} = 5 \cdot 10^{-3}\text{ A/V} = 5000\ \mu\text{A/V}$$

$$\frac{G + G_{D\text{ inv}}}{G_D} = \frac{1 + 1}{5000}$$

b) Diodo a vuoto Philips EB 91

Se si suppone che  $R_{D\text{ inv}} = \infty$ ,  $R_D = 300\ \Omega$ ,  $R = 1\text{ M}\Omega$ ,

$$G = \frac{1}{R} = 10^{-6}\text{ A/V} = 1\ \mu\text{A/V},$$

$$G_{D\text{ inv}} = \frac{1}{\infty} = 0$$

$$G_D = \frac{1}{R_D} = \frac{1}{300} \sim 3 \cdot 10^{-3}\text{ A/V} \sim$$

$$\sim 3000\ \mu\text{A/V}$$

$$\frac{G + G_{D\text{ inv}}}{G_D} = \frac{1 + 0}{3000}$$

Nel caso di un diodo a vuoto il rapporto è uguale a  $1/3000 \sim 3 \cdot 10^{-4}$ . Nel caso di un diodo al germanio questo rapporto (alla temperatura di  $20^\circ$ ) è uguale a  $2/5000 = 4 \cdot 10^{-4}$ .

Si vede quindi che nel caso di una resistenza di rivelazione di valore elevato non è più possibile trascurare l'effetto prodotto dalla resistenza inversa (caratteristica del diodo al germanio) la quale fa sì che il rendimento di rivelazione di

un diodo al germanio sia inferiore a quello offerto da un diodo a vuoto. Si conclude pertanto affermando che quando la resistenza di rivelazione è di valore elevato il diodo a vuoto offre un migliore rendimento di rivelazione del diodo al germanio.

### AZIONE DELLA TEMPERATURA SUL RENDIMENTO DI RIVELAZIONE NEL CASO DI IMPIEGO DI UN DIODO AL GERMANIO

a) Resistenza di rivelazione di basso valore

Quando la resistenza di rivelazione è di valore basso la resistenza inversa del diodo può essere trascurata. Pertanto, se possiamo trascurare l'influenza della resistenza inversa possiamo ovviamente trascurarne anche le eventuali variazioni prodotte da un aumento di temperatura. Di conseguenza, quando la resistenza di carico è di basso valore, le variazioni di temperatura non avranno alcuna influenza sul rendimento di rivelazione.

b) Resistenza di rivelazione di valore elevato

In questo caso, quando la resistenza di rivelazione è di valore elevato il rendimento di rivelazione tende a diminuire all'aumentare della temperatura come indicato in fig. 42.

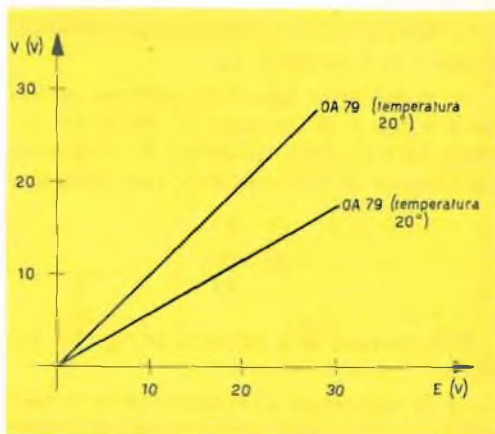


Fig. 42 - Influenza della temperatura sul rendimento di rivelazione.

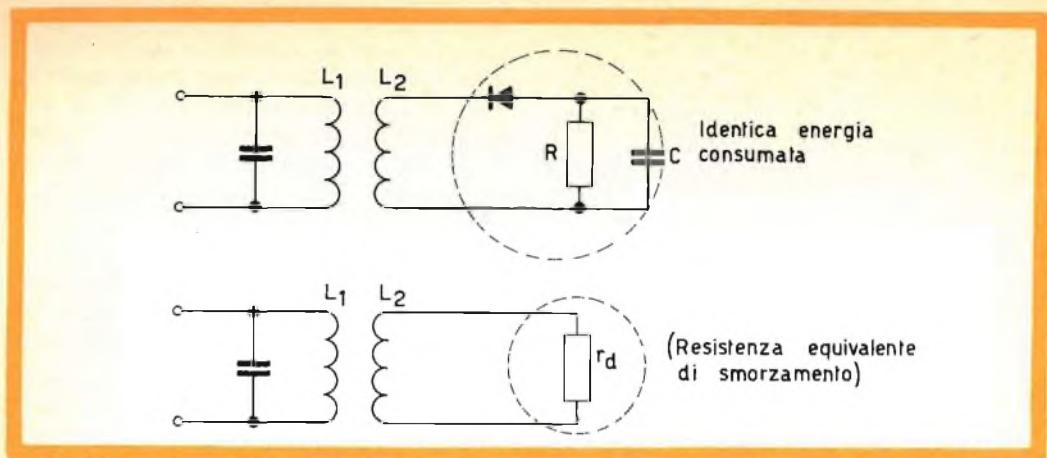


Fig. 43 - (In alto) Tipico circuito di rivelazione; (in basso) la resistenza equivalente di smorzamento sostituita agli elementi circuitali dello schema precedente assorbe un quantitativo identico di energia.

### RESISTENZA EQUIVALENTE DI SMORZAMENTO

Oltre al rendimento di rivelazione è di somma importanza considerare un altro importante fattore e cioè la potenza consumata dallo stesso circuito rivelatore. Tale potenza dipende sia dalla forma e dalla ampiezza del segnale applicato che dal tipo di circuito rivelatore impiegato.

Si suole definire resistenza equivalente di smorzamento quella resistenza che viene sostituita nel circuito rivelatore e che consuma la stessa energia di quest'ultimo (fig. 43).

La resistenza di smorzamento viene indicata con il simbolo  $r_d$ .

Se indichiamo con  $P$  la potenza consumata e con  $E$  la tensione di cresta del segnale fornito dalla sorgente, la resistenza equivalente di smorzamento sarà data da:

$$r_d = \frac{E^2}{2P}$$

Riportiamoci allo schema di fig. 35 (in alto).

Se la resistenza di rivelazione e la resistenza inversa del diodo sono di valore elevato, la tensione continua  $V$  ai capi del condensatore  $C$  sarà pressochè uguale alla tensione di cresta  $E$  del segnale applicato.

La potenza dissipata sarà, in questo caso, uguale a:

$$P = \frac{E^2}{R}$$

Siccome la resistenza inversa di un diodo a vuoto ha un valore pressochè infinito, la sua resistenza equivalente di smorzamento sarà uguale alla metà della resistenza di rivelazione (si suppone che il rendimento sia poco diverso dal 100 %) come indicato in fig. 44.

Sarà cioè:

$$r_d = \frac{R}{2}$$

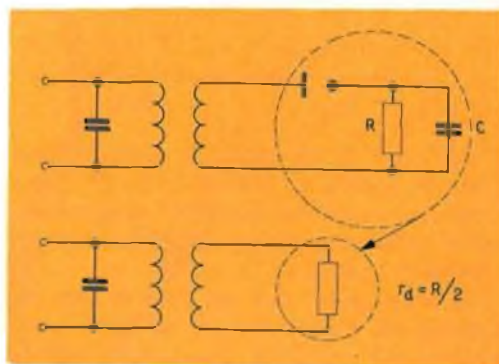


Fig. 44 - Valore della resistenza equivalente di smorzamento in un circuito rivelatore equipaggiato con un diodo a vuoto.

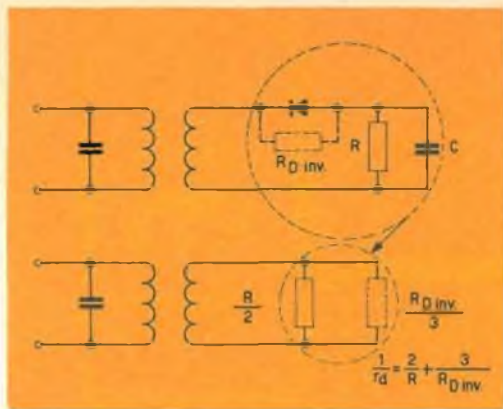


Fig. 45 - Valore della resistenza equivalente di smorzamento in un circuito rivelatore equipaggiato con un diodo al germanio.

Nel caso di un diodo al germanio la resistenza equivalente di smorzamento sarà invece uguale alla metà della resistenza di rivelazione più un terzo della resistenza inversa del diodo collegata in parallelo come indicato in fig. 45 e cioè:

$$\frac{1}{r_d} = \frac{2}{R} + \frac{3}{R_{D\text{ INV}}}$$

Un aumento della temperatura ambiente e della tensione applicata ai capi del diodo si traduce in una diminuzione della sua resistenza inversa. Anche la resistenza equivalente di smorzamento tende a diminuire quando la temperatura ambiente e la tensione applicata aumenta; ciò vale in particolare nel caso in cui la resistenza di rivelazione sia di valore elevato.

Se si diminuisce il valore della resistenza di rivelazione (R) l'attenuazione dovuta alla resistenza equivalente di smorzamento diminuisce; infatti  $2/R$  diventa grande rispetto a  $3/R_{D\text{ INV}}$ .

In pratica, si dimostra che l'attenuazione dovuta alla resistenza inversa di un diodo al germanio diventa trascurabile quando la resistenza di rivelazione è dell'ordine di alcune migliaia di ohm. Infatti, questa resistenza equivalente di smorzamento è soprattutto funzione della resistenza di rivelazione e della resistenza inversa del diodo impiegato; essa dipende inoltre dal tipo di diodo impiegato, dalla temperatura ambiente, e dal segnale applicato.

### Conclusione

Se la resistenza equivalente di smorzamento è uguale alla metà della resistenza di rivelazione (come avviene in un diodo a vuoto o in un diodo al germanio con resistenza inversa di valore elevato), la resistenza diretta più bassa del diodo al germanio darà un rendimento di rivelazione superiore a quello offerto da un diodo a vuoto.

Il diodo al germanio dovrà pertanto essere impiegato principalmente nei circuiti in cui la resistenza di rivelazione non sia troppo elevata; si dovranno inoltre tener presenti anche i vantaggi enumerati a pag. 18.

### FUNZIONAMENTO DEL DIODO AL GERMANIO IN ALTA FREQUENZA

Alle frequenze elevate (per esempio, dell'ordine dei 40 MHz) il rendimento di un diodo al germanio nei circuiti rivelatori non può essere, in generale, ricavato sulla scorta delle curve caratteristiche statiche.

Supponiamo che un diodo al germanio tipo OA 73 venga impiegato in un circuito rivelatore di frequenza video e che la resistenza di rivelazione sia uguale a 3,9 kohm e la capacità di rivelazione sia di 20 pF (fig. 46).

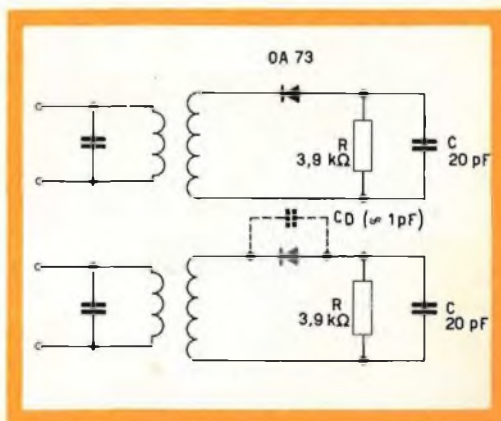


Fig. 46 - Influenza della capacità propria del diodo quando il segnale da rivelare ha una frequenza molto elevata.

La prima constatazione che possiamo fare è che il rendimento di rivelazione è molto più basso in genere a queste frequenze che alle frequenze più basse (dell'ordine  $5 \div 10$  MHz); ciò è dovuto al fatto che la costante di tempo del circuito di scarica non è abbastanza lunga rispetto a un periodo del segnale; inoltre non si deve dimenticare il fatto che ai capi della capacità propria del diodo viene ora a trovarsi una certa percentuale di segnale RF che viene sottratta al condensatore di rivelazione C (fig. 46).

La differenza nel rendimento di rivelazione a queste due frequenze non è molto grande mentre risulta abbastanza notevole il differente effetto di smorzamento provocato dal circuito rivelatore sullo stadio che lo precede. Infatti:

$r_d = 4500$  ohm alla frequenza di 20 MHz (fig. 47)

$R_D = 3000$  ohm alla frequenza di 40 MHz (fig. 47)

Se la tensione continua ai capi della resistenza di rivelazione è pressochè la stessa nei due casi, lo smorzamento esercitato dal circuito rivelatore sullo stadio che lo precede è molto più marcato alla fre-

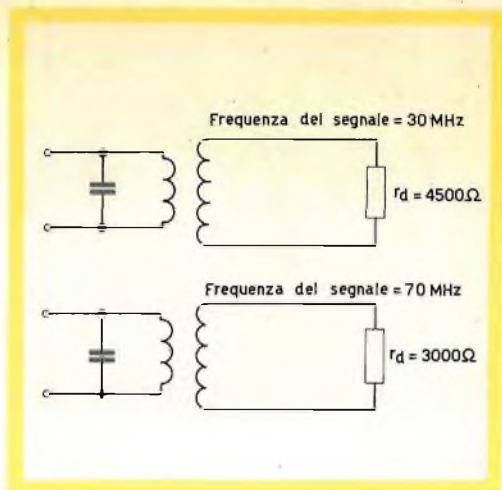


Fig. 47 - La diversità di frequenza del segnale da rivelare è causa di un diverso valore della resistenza di smorzamento.

quenza di 40 MHz, per cui il guadagno dell'ultimo stadio di radiofrequenza o di frequenza intermedia verrà ad essere sensibilmente abbassato. Di solito, questo inconveniente viene compensato modificando la curva di risposta dell'amplificatore.

La prossima puntata (IV Parte) di

“Le basi della moderna elettronica,, tratterà:

## Dispositivi elettronici a tre elettrodi

Azione della griglia controllo - il triodo

Curve caratteristiche del triodo

Limitazione di un triodo

Determinazione dei coefficienti dinamici di un triodo

Il triodo come amplificatore

Il transistor a giunzione

Funzionamento del transistor in un circuito con base comune

Funzionamento del transistor in un circuito con emettitore comune

Il transistor come amplificatore

Limitazione di un transistor

Il triodo a catodo freddo riempito con gas

Il triodo a catodo caldo riempito con gas - Thyatron





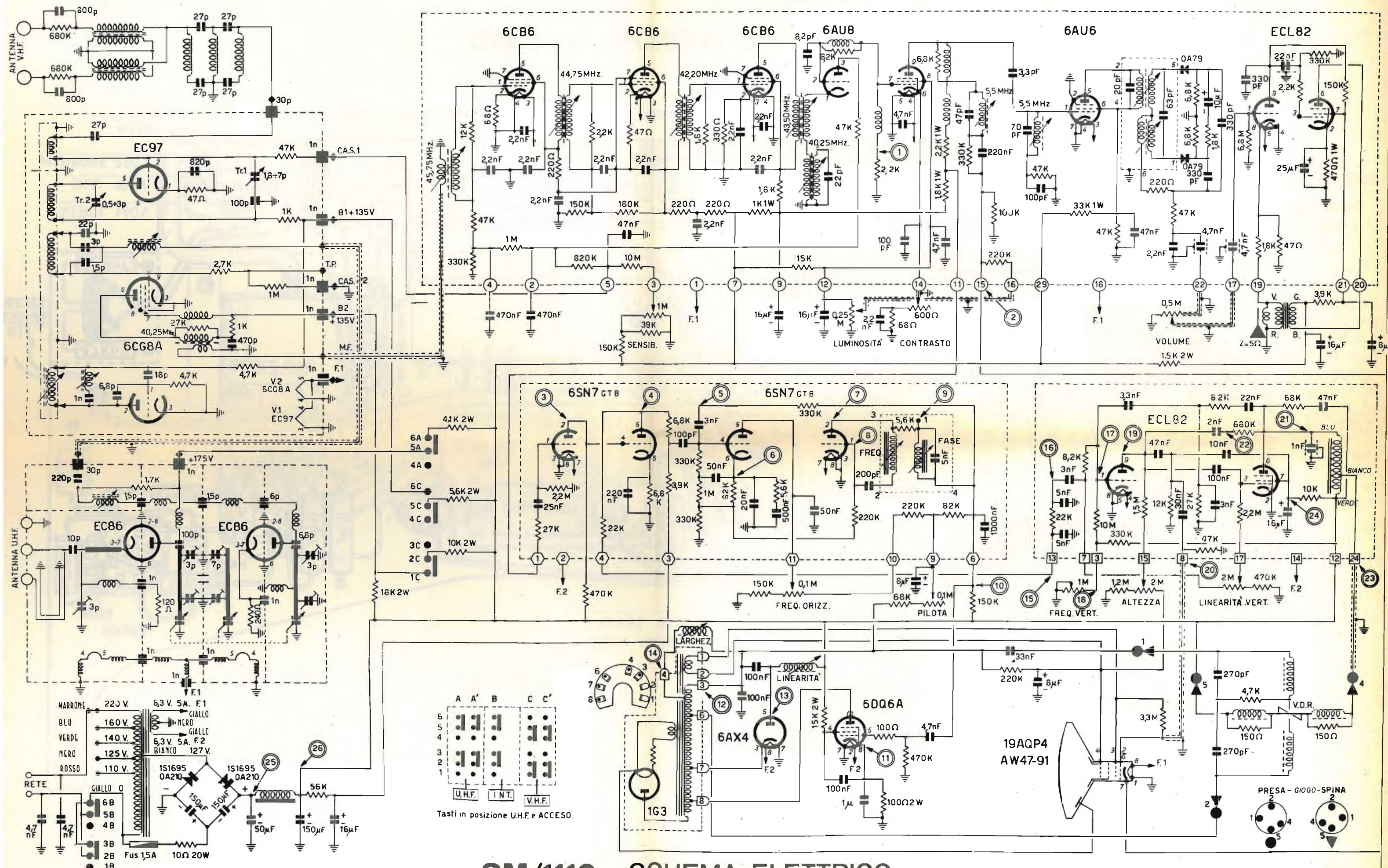
# HELLESENS



for  
transistor  
radio



LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO



**SM/1119 - SCHEMA ELETTRICO**





© Vitecho registrato - Trademark registered



# NON GIOCATE

## A MOSCA CIECA...



IL NOME PIU' QUOTATO  
IN ELETTRONICA

Quando acquistate i tubi elettronici per il Vostro laboratorio di servizio Radio-TV, non giocate a mosca cieca! Sono i componenti più critici per il Vostro lavoro; sono la base del Vostro successo tecnico e commerciale. La scelta a caso di un tubo elettronico di qualunque marca può significare per Voi la perdita del Vostro prestigio professionale: se il tubo si guasta nuovamente dopo il Vostro intervento, il cliente Vi accuserà di un lavoro poco scrupoloso e non si servirà più di Voi. Scegliete con sicurezza RCA, i tubi costruiti e collaudati anche in base alle esigenze del servizio Radio-TV, secondo un programma inteso al continuo miglioramento della qualità.

Richiedete i tubi RCA  
presso il Vostro grossista o il Vostro negozio di fiducia



**ATTES**

AZIENDE TECNICHE ELETTRONICHE DEL SUD S.p.A.

SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV: **L. 300**