

selezione di tecnica radio-tv

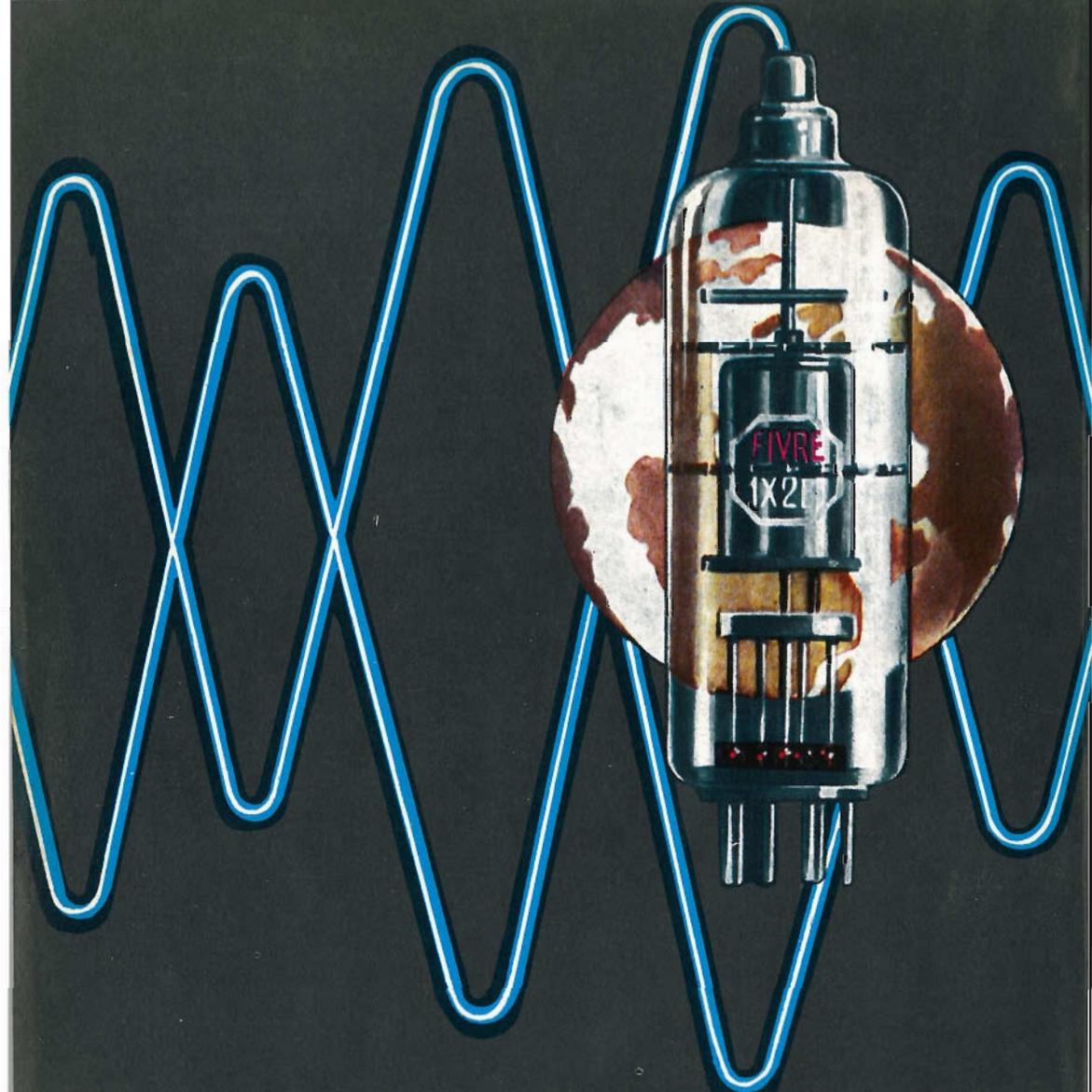
3 | 4

IN QUESTO NUMERO:

Tecnologia dei transistor Mesa
Amplificatore Mullard "Stereo 44,"
Amplificazione in classe A-B
Convertitori a transistor



1962

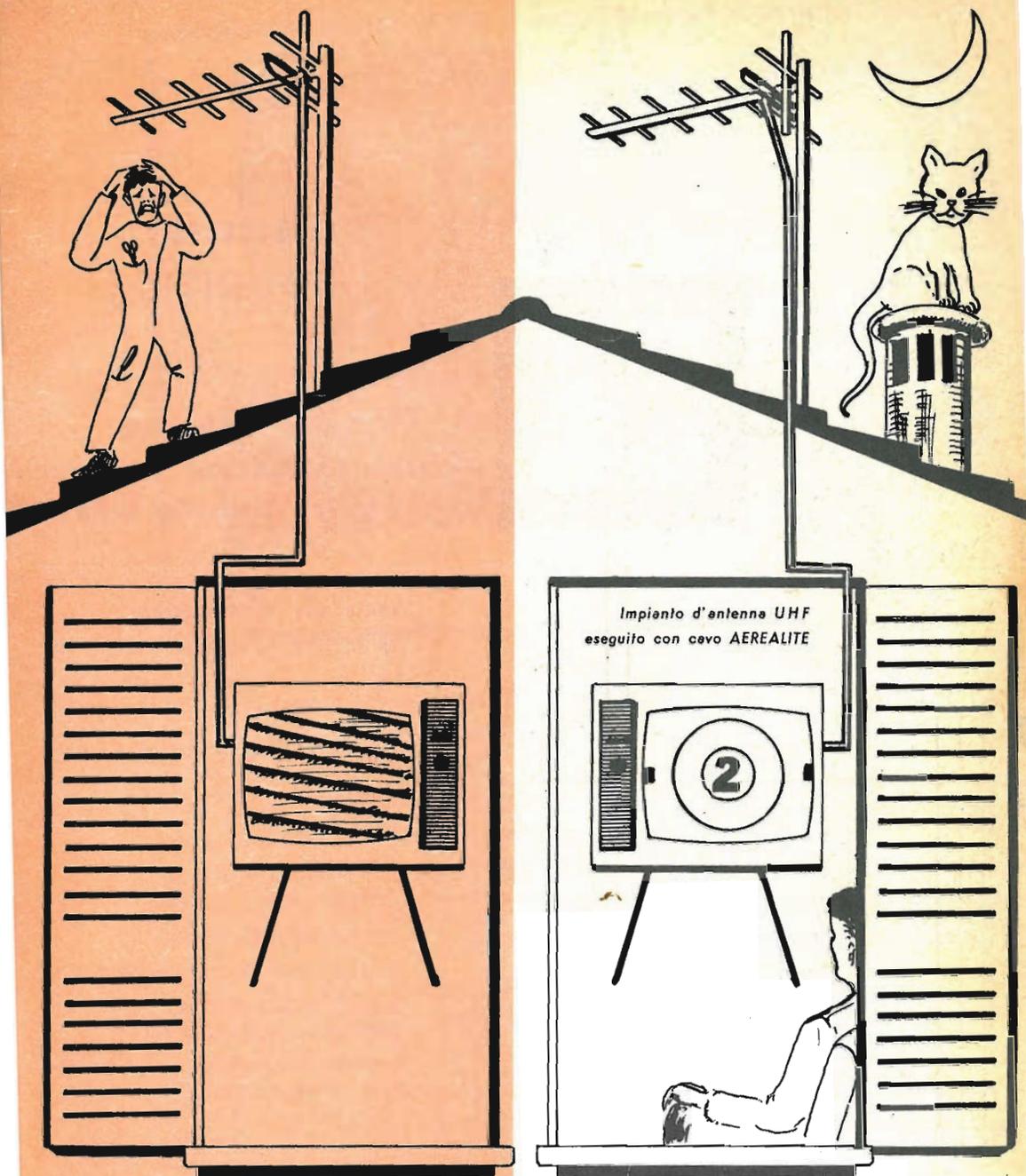


- CINESCOPI
- VALVOLE RICEVENTI PER MA/MF-TV
- VALVOLE PER USO TRASMITTENTE, INDUSTRIALE ED ELETTROMEDICALE
- DIODI AL GERMANIO E AL SILICIO
- TRANSISTOR
- TUBI PER MICROONDE
- QUARZI PIEZOELETTRICI



FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE S.P.A.

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



Dopo i primi mesi di esperienza sul secondo canale tutti gli installatori di antenne hanno concordemente affermato che materiali scadenti hanno dato pessimi risultati.

Il cavo **AERIALITE** per le sue basse perdite in alta tensione, l'ottimo schermaggio e il perfetto isolamento hanno contribuito non poco ad attuare perfette installazioni.

Impiegate cavo AERIALITE o SIEMENS EDISWAN

che potrete acquistare presso tutte le Sedi G.B.C.



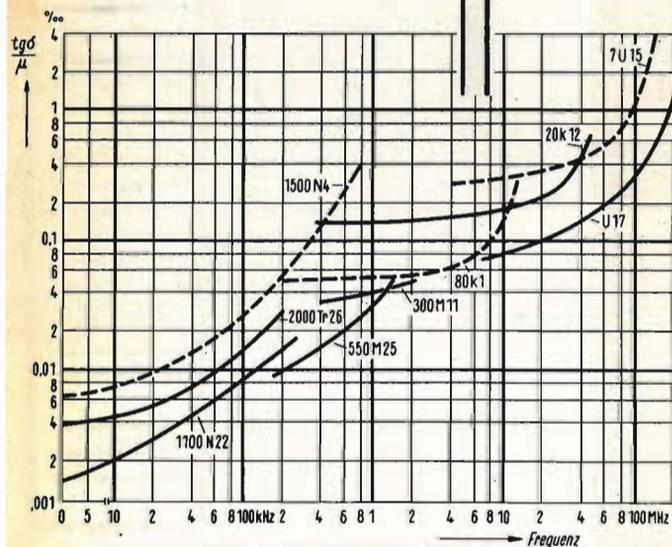
SIEMENS
FERRITI

Ottimo rendimento
bobine di più piccole dimensioni
con materiali magnetici SIFERRIT

Nuclei per alta frequenza
di SIFERRIT, in ogni esecuzione per

- Bobine per filtri e circuiti oscillanti
- Antenne in Ferrite
- Induttanze
- Traslatori
- Trasformatori di corrente
- Trasformatori di impulsi
- Trasformatori di riga per televisione
- Bobine di deflessione
per tubi a raggi catodici
- Memorie magnetiche per macchine
calcolatrici elettroniche

Possono inoltre essere forniti nuclei
di SIRUFER per applicazioni particolari.



13

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

selezione di tecnica radio-tv



In copertina: Dalla torre di controllo di uno dei più moderni aeroporti d'Europa durante il contatto radio aviogetto - terra.

SOMMARIO

Dire male del secondo canale purchè se ne parli	pag. 181
Amplificatore Mullard « Stereo 44 »	» 182
Radiotelefono Microminiatura	» 200
Amplificatore di media frequenza di un ricevitore TV	» 209
Un fonorelais veramente completo	» 221
Transistor Mesa per alta frequenza	» 225
PL 500: nuovo pentodo finale di riga con anodo a scomparti	» 235
Appuntamento con il dilettante: « Amplificatore HI - FI da 5 W »	» 249
Scatole di montaggio G.B.C. « Serie d'oro 1962 »	» 254
Tutti collaboratori: « Due amplificatori ad alta fedeltà »	» 259
Il cervello elettronico	» 269
Ritardo dei tempi di attrazione o di rilascio dei relè mediante termistori	» 271
Amplificazione in classe A - B	» 279
Produzione G.B.C. 1962	» 284
« Signal tracing » per radio a transistor	» 295
Diagramma per la scelta delle valvole rettificatrici e dei loro circuiti	» 297
Convertitori a transistor	» 301
Trasmettitore per radiocomando a più canali	» 307
Doppio triodo E - PCC 189 a pendenza variabile per TV	» 313
Notizie tecniche dal mondo	» 317
Le basi della moderna elettronica - parte 2ª	» 319
Sommari annata 1961	» 343

Direzione Redazione:

Largo Richini, 4 - Milano.

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

Grafiche Milani.

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

MESSAGGERIE ITALIANE

Via P. Lomazzo, 52

MILANO - Tel. 332.041

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.

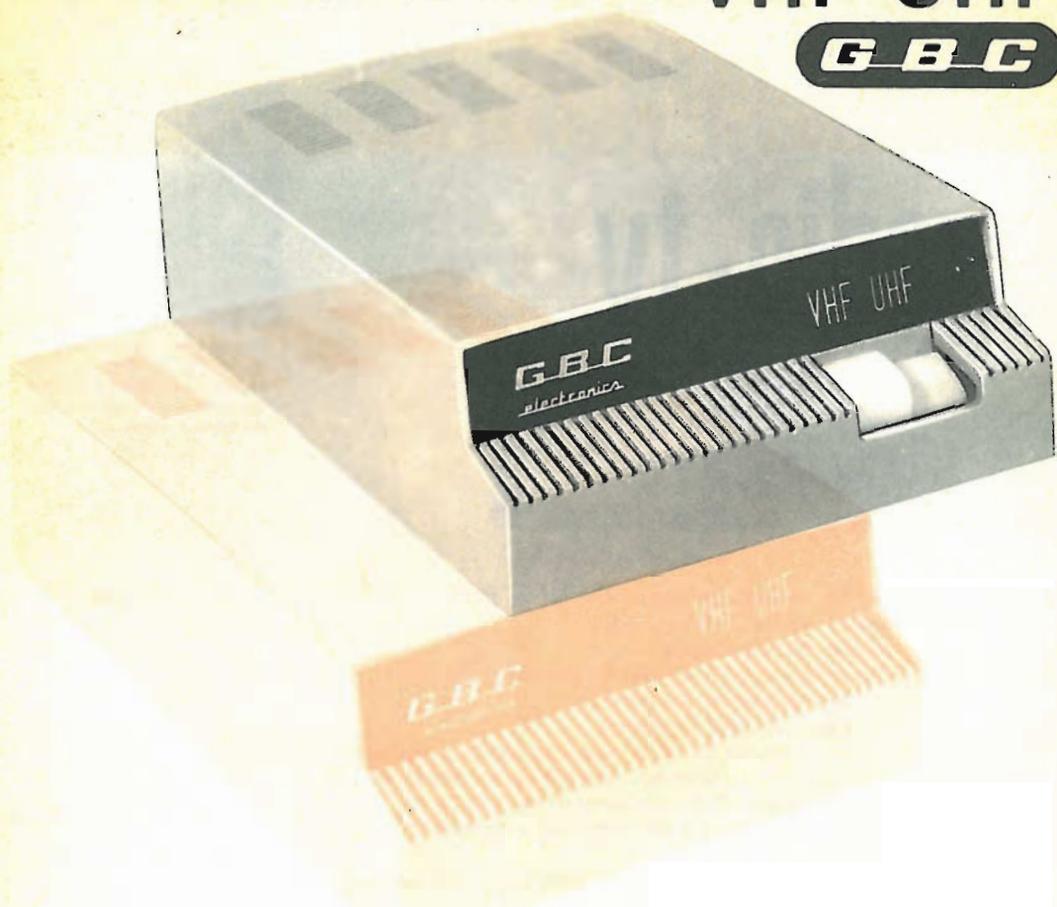
Essi possono essere effettuati mediante emissione di assegno bancario, cartolina vaglia o utilizzando il C/C postale numero 3/40678.

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.

CONVERTITORE

VHF-UHF

GBC

M/360 - Convertitore di ottimo rendimento avente gruppo incorporato con 2 valvole PC 86 - con tastiera

L. 22.700

M/363 - Convertitore di ottimo rendimento avente gruppo incorporato con 2 valvole PC 86 - senza tastiera

L. 20.200

M/370 - Convertitore a bassa radiazione adatto per le zone marginali avente gruppo incorporato NSF con valvole EC 88 - EC 86 - senza tastiera

L. 27.900

M/371 - Convertitore adatto per zone vicine alla trasmittente con gruppo avente valvole EC 86 e diodo a basso rumore 1N82A - con tastiera

L. 11.900

DIRE MALE DEL SECONDO CANALE, PURCHÈ SE NE PARLI

Abbiamo letto con interesse l'articolo dell'Ing. Banfi sul placato marasma tecnico-commerciale determinato dall'introduzione del secondo canale televisivo UHF nei programmi italiani.

A titolo complementare, aggiungiamo qualche nostra considerazione a quelle dell'egregio e valente articolista.

Questa, per esempio: nei mesi precedenti l'inizio del secondo programma, nessuno, a nome dell'Ente promotore, prese l'iniziativa di trattare, coi mezzi a disposizione, degli impianti di antenna UHF centralizzati; oltre tutto, il materiale per attuarli era, praticamente, sconosciuto.

I tecnici e i costruttori si trovarono quindi, improvvisamente, posti di fronte ad un problema nuovo del quale ignoravano financo i termini di impostazione.

Codesta lacuna fu senza dubbio determinante nella genesi di quell'incertezza tanto deplorata. Secondariamente, il periodo di trasmissioni sperimentali fu troppo breve, perciò insufficiente alla formazione di una idonea esperienza tecnica e commerciale.

Già deplorammo, su queste pagine, quei fenomeni e non ci dilungheremo a rievocarne i caratteri salienti. Rammenteremo soltanto le caotiche richieste di nuove installazioni, sollecitate (eravamo tentati di scrivere « fomentate ») dalla stessa Rai la quale, inspiegabilmente, metteva in particolare risalto il convertitore singolo!

Era quindi fatale la vegetazione spontanea di antenne UHF-VHF installate da tecnici veri e presunti con risultati che, ora, sarebbe inesatto, per non dire altro, attribuire agli industriali e ai commercianti.

Solo oggi, dopo mesi di esperienza, la situazione si va assestando dal punto di vista tecnico, e su questo punto, specialmente, ci troviamo di perfetto accordo con l'Ing. Banfi. Permangono invece le dannose conseguenze sorte in campo commerciale, determinate dalla prematura stanchezza del pubblico verso il secondo canale. Ma la causa di ciò è facilmente individuabile: programmi brevi (circa

tre ore quotidiane) fiacchi e... ripetuti sul primo canale. A quale scopo l'abbonato si procurerebbe il televisore con due canali se le trasmissioni del secondo sono scarse e rivedibili sul primo che già possiede?

Ora volgiamoci attorno e ascoltiamo la voce della verità, cioè, nel nostro caso, del pubblico spettatore. Non occorre essere profondi psicologi per capire che la gente, più si lagna dei programmi, più rimane attaccata al televisore. Al tempo del canale unico non c'era spettatore che non impreccasse quotidianamente contro ciò che aveva visto la sera prima e che, immancabilmente, si inchiodasse davanti al video per poter imprecare anche il giorno dopo.

L'escrazione è una forma aberrante di manifestazione d'amore o, almeno, di interessamento; non è un mistero che gli esseri umani hanno il pudore delle sensazioni e dei sentimenti, e giungono a mentire a se stessi per esprimere il contrario di ciò che provano interiormente, o ad esprimerlo in forma alterata.

Ma chi si lagna, ora, del secondo canale? nessuno. Chi se ne compiace? nessuno. La glaciale indifferenza che lascia intorno a sé costituisce la sua più vera e implacabile definizione: non ha mordente.

Sembra che sui programmi del secondo canale incomba il monito: — Non ragioniam di lor ma guarda e passa. Miglior sorte avrebbero se, contro di essi, venissero lanciati pittoreschi e magari salaci strali all'italiana.

Guai al giorno in cui cesseranno anche le lagnanze sul primo canale. Sembra un paradosso, ma è così. La Rai ne tragga le logiche deduzioni e operi in modo che il secondo non influisca sul primo, nell'opinione del pubblico.

Per ora basterebbe che aumentasse le ore di trasmissione del secondo, a costo di trasmettere delle pantomime di burattini. Avrà riconquistato l'interesse, e scongiurato un pericoloso decadimento, il giorno in cui si udrà esclamare al bar, in tram, in ufficio, al mercato, dovunque ci sia gente: — ... maledetti quei burattini...!



AMPLIFICATORE MULLARD "STEREO 44,,

L' amplificatore del quale presentiamo la scatola di montaggio è stato studiato, e realizzato, nei laboratori della **Mullard - Overseas LTD - Components Division - Londra.**

Costruito con due canali d'amplificazione, può essere indifferentemente impiegato per ottenere un'amplificazione stereofonica o monoaurale.

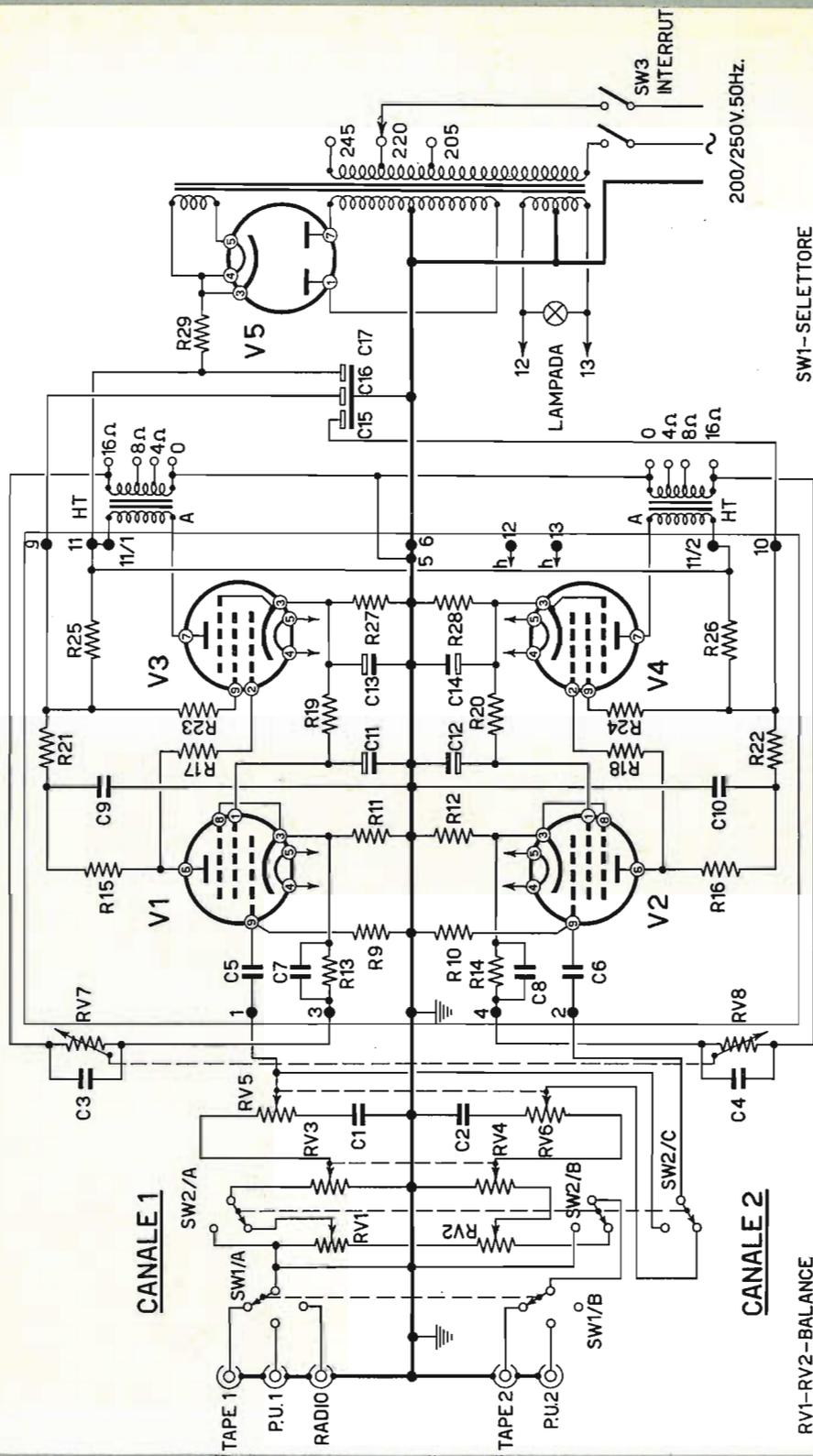
Si presenta sotto la forma di un amplificatore compatto, racchiuso in una elegante custodia metallica, che funziona anche da scatola schermante.

Come si vede nella fotografia riportata in testa al presente articolo, i comandi, in numero di sette, sono tutti situati sul pannello frontale.

In alto, a sinistra, si nota il selettore d'ingresso SW1 a tre posizioni: RADIO - PICK-UP - TAPE (registratore), in basso il commutatore SW2 a due posizioni: STEREO - MONOAUROLE.

Nell'ordine si succedono poi i comandi: BALANCE (Bilanciatore) - VOLUME - TREBLE (Alti) - BASS (Bassi), ed infine all'estrema destra, in basso, l'interruttore di accensione.

I circuiti d'entrata e regolazione, vedi fig. 1, per offrire un controllo simultaneo di entrambe le catene d'amplificazione, sono meccanicamente accoppiati con comando coassiale.



CANALE 1

CANALE 2

SW1-SELETTORE
 SW2-STEREO/MONO
 SW3-INTERRUTTORE

RV1-RV2-BALANCE
 RV3-RV4-VOLUME
 RV5-RV6-TREBLE
 RV7-RV8-BASS

200/250V.50Hz.

Il commutatore a tre posizioni SW1 funziona su entrambi i canali come SELETTORE d'entrata per i circuiti: RADIO - PICK-UP - TAPE (registratore), mentre quello SW2, funziona su due posizioni, STEREO-MONO, nel modo che segue:

In posizione MONO, il gruppo di controllo del canale 2 è escluso; infatti le commutazioni che si realizzano sono:

- la sezione A disinserisce il comando « BALANCE » del canale 1, in modo che rimane funzionante solo il regolatore di volume RV3;
- La sezione B riunisce le due entrate e convoglia il segnale in arrivo al gruppo di controllo del solo canale 1;
- La sezione C collega tra loro le due griglie delle valvole V₁ e V₂ in modo che il segnale da amplificare, giunga ad esse solo dal potenziometro RV5 del gruppo di controllo del canale 1;

— In posizione STEREO, tutte e tre le sezioni A-B-C del commutatore concorrono a mantenere separati i due canali amplificatori in modo da consentire l'amplificazione stereofonica.

I due potenziometri regolatori dei toni BASSI RV 7/8, funzionano, entrambi, sia in posizione MONO sia STEREO, nel senso di diminuire la rigenerazione alle frequenze basse.

Il registratore degli acuti TREBLE (RV5), in unione al condensatore C1, forma un normale circuito che « taglia », di circa 10 dB, le frequenze inferiori a 10 Kc/s.

La potenza ottenibile all'uscita di ciascun canale è di 4 W.

In ogni canale la griglia di controllo della prima valvola (EF86) è alimentata dal regolatore dei toni acuti RV5.

La EF86 viene fatta funzionare con alto carico anodico e, conseguentemente, con una bassa tensione anodica.

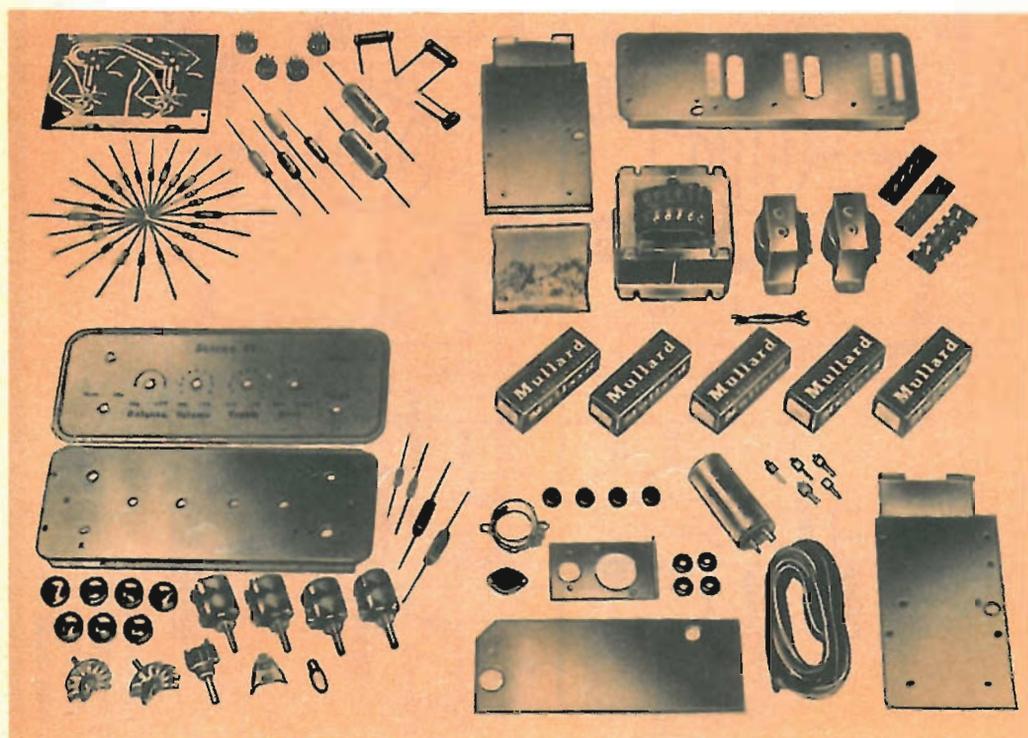


Fig. 2 - Parti staccate impiegate nel montaggio del 1° stadio.

La tensione della griglia schermo della EF86 è derivata dalla tensione catodica della successiva valvola amplificatrice finale EL84.

Ne consegue che il circuito tende ad essere autostabilizzante.

Una rigenerazione di circa 17 dB viene fornita al secondario del trasformatore d'uscita tramite la rete RV7-C₃ del regolatore dei bassi e la rete R₁₃-C₇-R₁₁ del divisore di tensione al catodo della EF86.

Con ciò si linearizza il responso di frequenza nel senso di ridurre la distorsione totale.

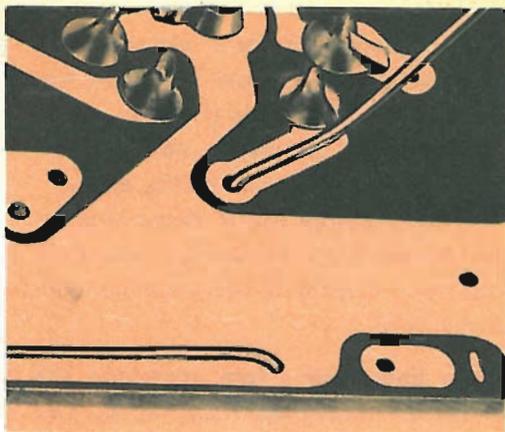


Fig. 4 - I terminali delle resistenze vanno piegati sotto la piastra per evitare che si sfilino.

MONTAGGIO DELL'AMPLIFICATORE

Per chiarezza dividiamo il montaggio in cinque stadi.

1° STADIO

Le parti che vengono usate in questo stadio sono quelle rappresentate in fig. 2; esse dovranno risultare separate dal resto dell'apparecchiatura.

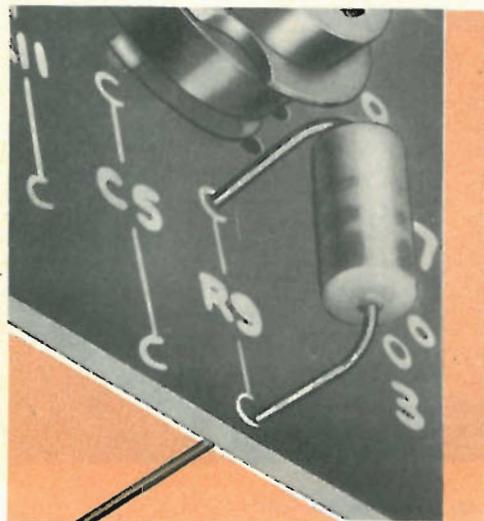


Fig. 3 - Modo di montare una resistenza sul pannello a circuito stampato.

Cominceremo quindi con l'inserire, a forza, i quattro portavalvole nei rispettivi fori posti sulla piastra del circuito stampato, in corrispondenza della posizione in essa indicata, facendo attenzione a non piegare le linguette di fissaggio.

Si saldino poi tutti i terminali dei portavalvole alle apposite condutture stampate e così anche il tubetto centrale di V₁ e V₂.

I terminali, a cui non corrisponde intorno nessun materiale conduttore stampato, non sono utilizzati, quindi non vanno saldati.

I componenti minori verranno fissati alla piastra dei collegamenti seguendo le modalità sottolineate:

- a) Piegare a 90°, rispetto alla parte, i fili terminali dei componenti minori;
- b) Introdurre poi questi negli appositi forellini praticati nel circuito stampato (fig. 3);
- c) Piegarli sotto la piastra (fig. 4);

d) Tagliare con un tronchesino la parte di filo eccedente e saldare l'estremità della connessione rimasta alla parte metallica che la circonda (fig. 5).

Montare poi, secondo le norme di cui sopra, tutte le resistenze dall' R_9 all' R_{28} .

Montare, sempre con lo stesso sistema, tutti i condensatori dal C_5 al C_{14} , fatta eccezione per il C_9 ed il C_{12} che verranno montati più tardi.

Nota importante - Fare attenzione alla polarità dei condensatori C_{11} , C_{13} , C_{14} (ed a suo tempo anche del C_{12}): detti condensatori dovranno essere montati con il terminale rosso posto sul circuito stampato in corrispondenza del segno +.

Applicare poi tre cavallotti in corrispondenza delle tre posizioni contrassegnate

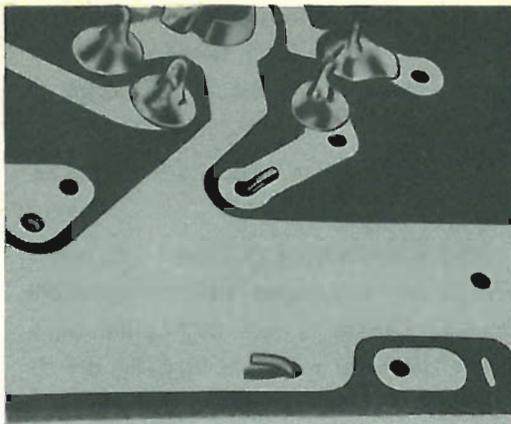


Fig. 5 - I terminali piegati vanno poi tagliati con un tronchesino.

« LINK » sul circuito stampato e saldarli.

A montaggio ultimato, la piastra si dovrà presentare come nella fig. 6.

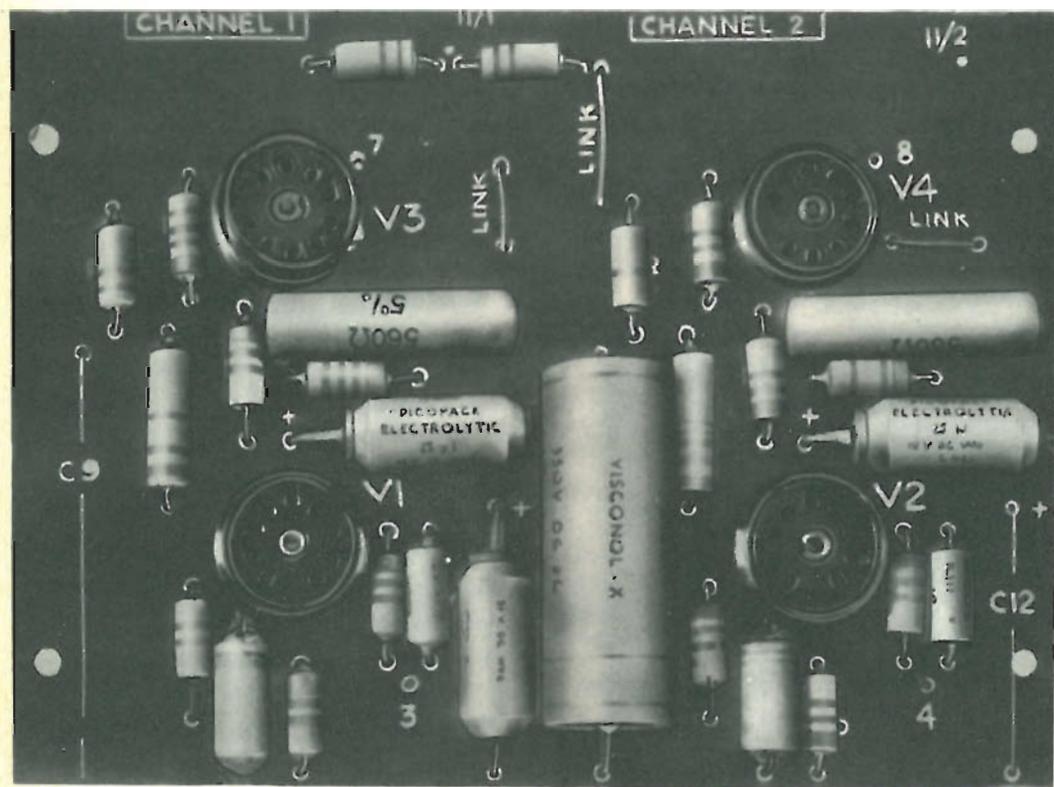
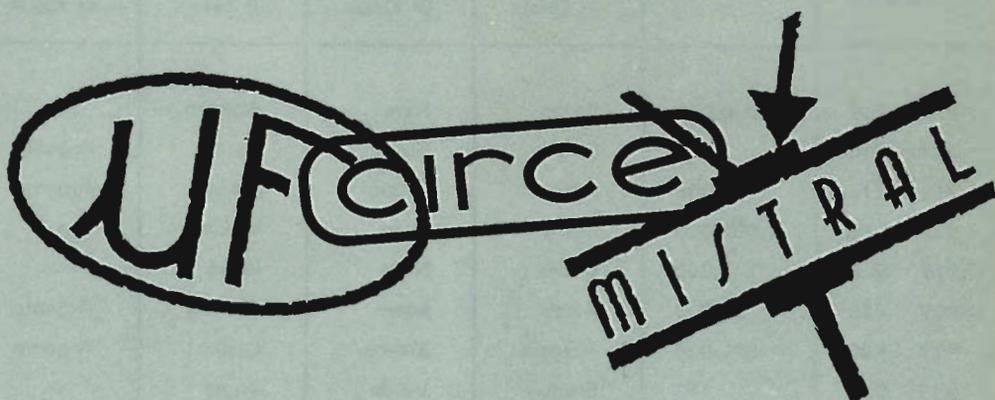


Fig. 6 - Piastra stampata vista dal lato dei componenti.



ottimeth



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

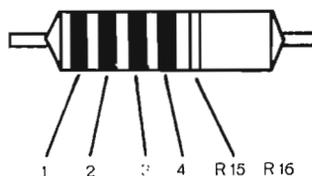
produzione
M.I.S.T.R.A.L. Latina

MATERIALE COMPONENTE IL 1° STADIO

RESISTENZE

Numero di riferimento	Valore in ohm	Colore di riconoscimento			
		1ª Fascia	2ª Fascia	3ª Fascia	4ª Fascia
R 9 R10	10.000.000	Bruno	Nero	Azzurro	—
R11 R12	82	Grigio	Rosso	Nero	Argento
R13 R14	6.800	Azzurro	Grigio	Rosso	Argento
R15 R16	1.000.000	Bruno	Nero	Verde	Oro
R17 R18	1.000	Bruno	Nero	Rosso	—
R19 R20	22.000	Rosso	Rosso	Arancio	Argento
R21 R22	390.000	Arancio	Bianco	Giallo	Argento
R23 R24	150	Bruno	Verde	Bruno	—
R25 R26	3.900	Arancio	Bianco	Rosso	Argento
R27 R28	560	Corpo verde con valore stampato			

FASCE



CONDENSATORI

Numero di riferimento	Capacità	Tensione	Tipo
C 5 C 6	0,02 μ F	200 V	Carta
C 7 C 8	390 μ F	—	Ceramica
C 9 C10	0,25 μ F	350 V	Carta
C11 C12	25 μ F	50 V	Elettrolitico
C13 C14	25 μ F	50 V	Elettrolitico

ALTRI MATERIALI

Quantitativo	Descrizione
1	Circuito stampato ST 44
4	Portavalvole

2° STADIO

Le parti impiegate nel 2° stadio di montaggio sono le seguenti:

PARTI COMPONENTI

- N. 1 Trasformatore principale
- » 2 Trasformatori di uscita
- » 2 Giunti di uscita
- » 1 Giunto d'entrata
- » 1 Condensatore C15-16-17 (50-50-50 μ F)
- » 1 Briglia di fissaggio per il predetto
- » 4 Rondelle di gomma
- » 8 Cavallotti metallici
- » 1 Mensola posteriore
- » 2 Mensole laterali
- » 1 Mensola raddrizzatore
- » 1 Piastra schermante
- » 12 Dadi e viti 6BA
- » 29 Dadi e Viti 4BA
- » 4 Supporti Montaggio P/C

Per effettuare questa parte di montaggio, smontare completamente lo chassis e, tra le varie parti, prendere la piastra posteriore ed una delle piastre laterali.

Montare il trasformatore principale sulla piastra laterale come indicato in fig. 7 fissandolo con quattro dadi e viti 4BA contenuti nel pacchetto.

Sempre secondo l'indicazione della fig. 7 montare, impiegando altri quattro dadi e viti 4BA, la piastra posteriore sul trasfor-

matore quindi fissare con due dadi e viti 4BA la flangia della piastra laterale alla piastra posteriore.

Montare impiegando quattro dadi e viti 6BA, la piastrina portante gli attacchi di uscita, e poi con altri quattro dadi e viti 4BA i due trasformatori d'uscita, bloccandoli.

Assicurarsi della corrispondenza tra i terminali dei trasformatori e quelli montati sulla piastrina d'uscita.

Montare la piastrina con i terminali d'entrata impiegando sei dadi e viti 6BA.

Predisporre otto cavallotti come quelli dei quali si è parlato in occasione del montaggio del 1° stadio, piegarli come mostra la parte inferiore della fig. 7 e agganciarli col lato curvo ai terminali 0-4, 8-16 dei due trasformatori d'uscita; infilare l'al-



Fig. 7 - Prima fase del montaggio del 2° stadio.

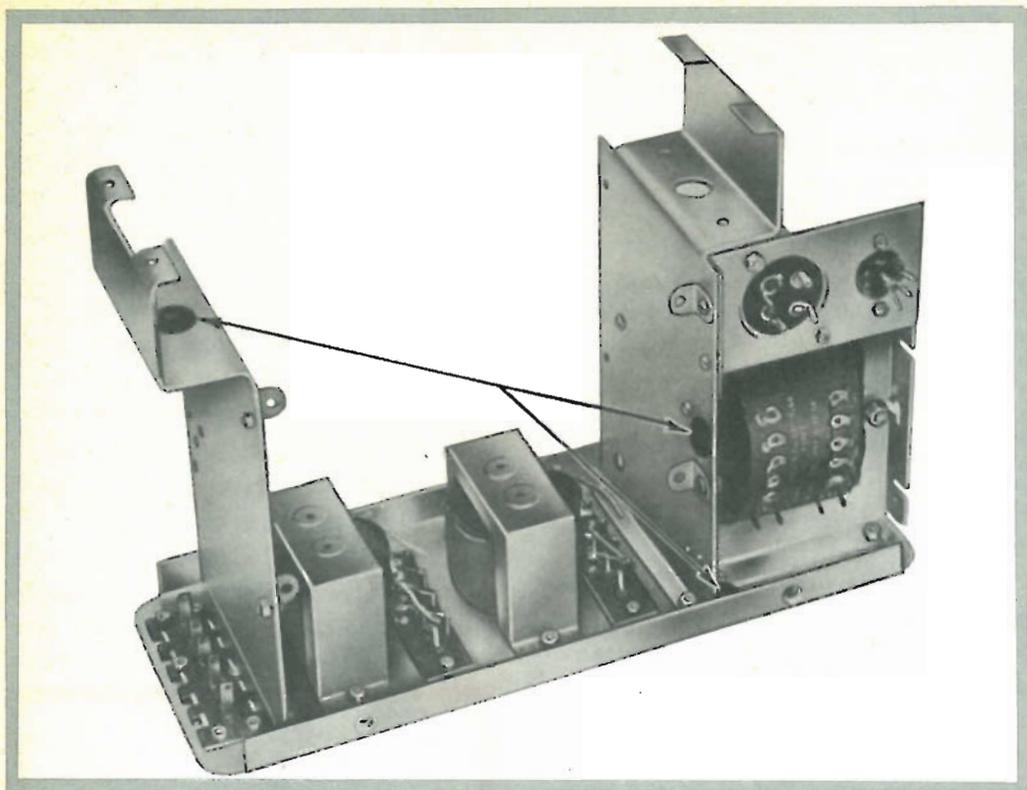


Fig. 8 - Seconda fase del montaggio del secondo stadio.

tra estremità ai terminali d'uscita montati sulle apposite piastrine come indicato nelle figg. 7 e 8.

Approntare, impiegando il filo di raccordo PVC, 4 spezzoni di filo per trasformatori d'uscita così costituiti:

- N. 2 spezzoni di colore rosso, lunghi 5 cm, e denudati alle estremità per 5 mm
- N. 1 spezzone di colore giallo, lungo 8 cm, e denudato alle estremità per 5 mm
- N. 1 spezzone di colore bruno, lungo 8 cm, e denudato alle estremità per 5 mm.

Ciò fatto, saldare ai terminali dei trasformatori d'uscita fig. 7:

Canale 1 (trasformatore di sinistra):

Giallo sull'attacco A
Bruno sull'attacco HT

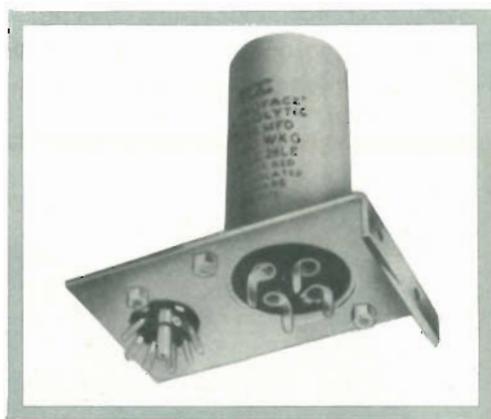


Fig. 9 - Come deve essere fissato il condensatore elettrolitico.

Canale 2 (trasformatore di destra):

Bruno sull'attacco A
Rosso sull'attacco HT.

Impiegando viti e dadi 4BA, montare sulla mensola il condensatore elettrolitico da 50 + 50 + 50 μ F.

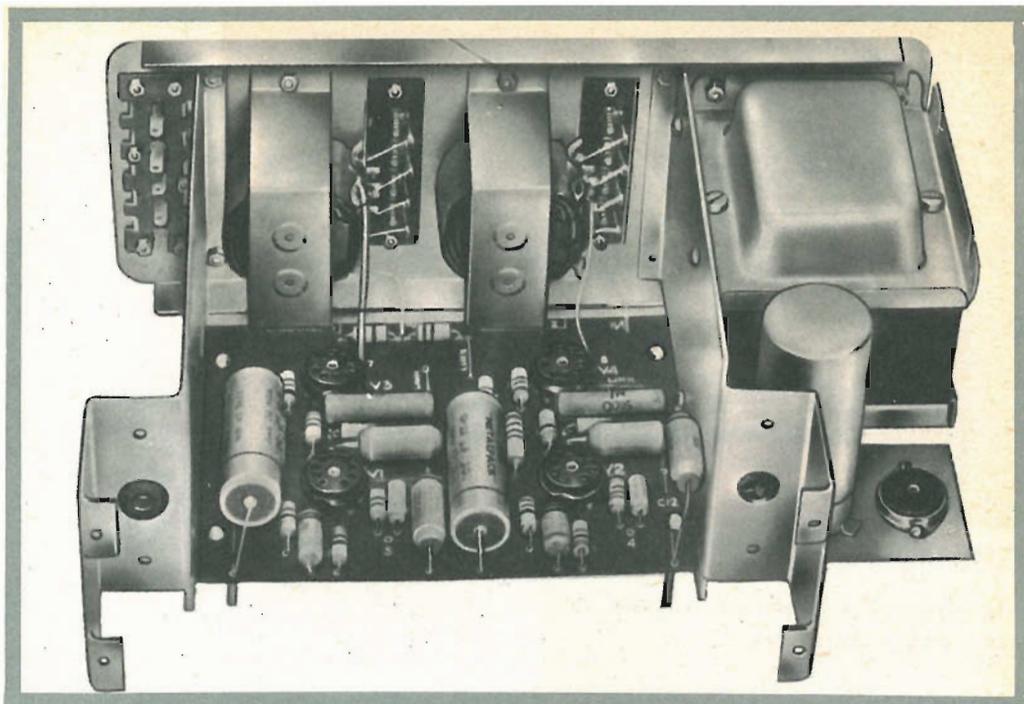


Fig. 10 - Terza fase del montaggio.

il condensatore dovrà essere fatto ruotare, fino ad allineare gli attacchi Nero e Giallo con le viti di fissaggio, fig. 9.

Lo zoccolo portavalvole va fissato con viti e dadi 6BA, in modo che il piedino 3 fronteggi l'attacco rosso del condensatore.

Nota - Osservando lo zoccolo dal disotto i piedini sono numerati nel senso orario.

impiegando viti e dadi 4BA, fissare prima una mensola laterale alla piastra posteriore, poi, sempre impiegando i fori oblungi, le restanti tre mensoline P/C.

Montare i gommini passacordone individuati nella fig. 8, dalle tre frecce.

Montare come si vede in fig. 10 sulle quattro mensoline P/C con viti e dadi 4BA, il complesso del circuito stampato del quale si è detto al 1° stadio.

Questa operazione può richiedere una

rettifica della posizione delle quattro mensoline P/C.

Saldare ora sulla piastra del circuito stampato i condensatori C_{12} e C_9 , tenuti da parte durante il montaggio del primo stadio.

Saldare poi i quattro conduttori dei trasformatori d'uscita nel seguente modo:

- Il conduttore del primo canale (Rosso) al foro 11/1;
- Il conduttore A (Giallo), al piedino 7 di V_3 ;
- Il conduttore HT del secondo canale (Rosso), al foro 11/2;
- Il conduttore A (Bruno), al piedino 7 di V_4 .

La piastra metallica piatta di schermo, va fissata sulla mensola laterale usando due viti e dadi da 4BA.

L'angolo tagliato di detta piastra, dovrà trovarsi a sinistra come vedesi in fig. 11.

Montare sulla piastra-schermo il passacordoni in gomma.

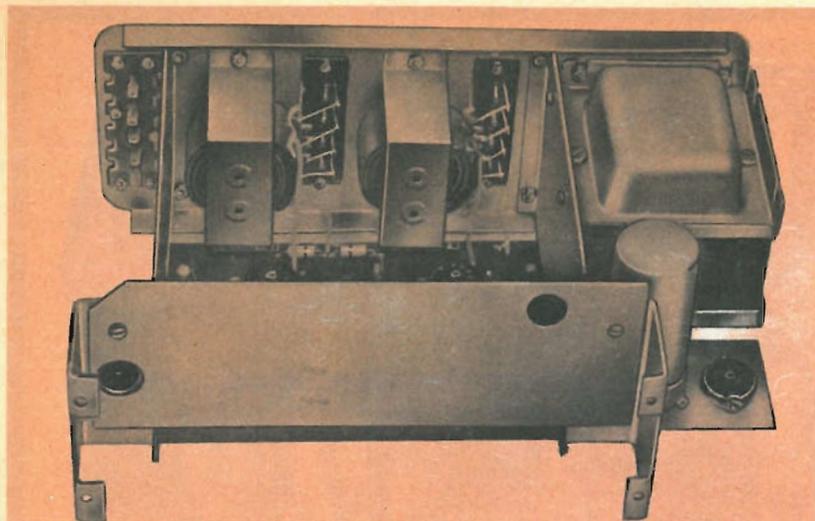


Fig. 11 - Come si presenta lo chassis al termine del montaggio del secondo stadio.

3° STADIO

Le parti impiegate in questo stadio, sono quelle sotto riportate :

POTENZIOMETRI

N. di rifer.	Valore	Contrass.	Regolazione
RV1	500K Log	500K Log	Compensaz.
RV2	500K R/Log	500K R/Log	Compensaz.
RV3	1 M Log	1 M Log	Volume
RV4	1 M Log	1 M Log	Volume
RV5	500K Lin	500K Lin	Acuti
RV6	500K Lin	500K Lin	Acuti
RV7	50K Log	50K Log	Bassi
RV8	50K Log	50K Log	Bassi

INTERRUTTORI

N. di rifer.	Descrizione	Numero dei contatti	Regolazione
SW1	Tripol. - 3 vie	8	Selettore
SW2	Tripol. - 2 vie	9	Stereo/Mono
SW3	Bipol. on/off	4	Accensione e chiusura

CONDENSATORI

Numero di rifer.	Valore	Tensione	Tipo
C1 C2	390 pF	—	Ceramici
C3 C4	0,1 μ F	200 V	Carta

ALTRE PARTI

Quantità	Descrizione
1	Lampadina Pannello
1	Portalamпада
1	Spezzone filo PCV - Rosso
1	Spezzone filo PCV - Nero
1	Spezzone filo PCV - Bruno
1	Spezzone filo PCV - Giallo

PARTI METALLICHE

Quantità	Descrizione
1	Piastra frontale telaio

I potenziometri e gli interruttori verranno sistemati sulla piastra frontale del telaio secondo la posizione indicata in fig. 12.

A questo proposito è importante rammentare che tutti gli interruttori sono provvisti di staffe di fissaggio, e che trovano la loro giusta sistemazione nei corrispondenti fori ricavati sul pannello frontale.

Interruttori e potenziometri sono provvisti di una propria staffa di fissaggio, il bloccaggio dovrà essere sicuro, ogni pezzo dovrà essere montato esattamente nella propria sede.

Il montaggio della lampada spia è indicato in fig. 12; potrà risultare necessario aumentare il molleggio delle due gambe; per fare questo, basterà scostarle leggermente.

Fatta eccezione per l'interruttore SW3 e per la lampada, i colori da usare per il riconoscimento dei conduttori sono:

- Nero - Terra
- Giallo - Canale 1
- Bruno - Canale 2
- Rosso - Cavo radio

Le due sottostanti tabelle indicano, rispettivamente, come dovranno essere effettuati i collegamenti, sia diretti che volanti, e la loro lunghezza, tenuto conto che le loro estremità dovranno essere spelate per circa 5 mm.

CAVI DIRETTI

Colore	Terminali			
Nero	23	20	13	14
Giallo	19	36	39	29
Giallo	21	38	—	—
Giallo	17	37	—	—
Giallo	15	7	—	—
Giallo	9	33	—	—
Bruno	25	40	—	—
Bruno	22	18	—	—
Bruno	16	8	—	—
Bruno	10	35	—	—
Bruno	41	24	—	—

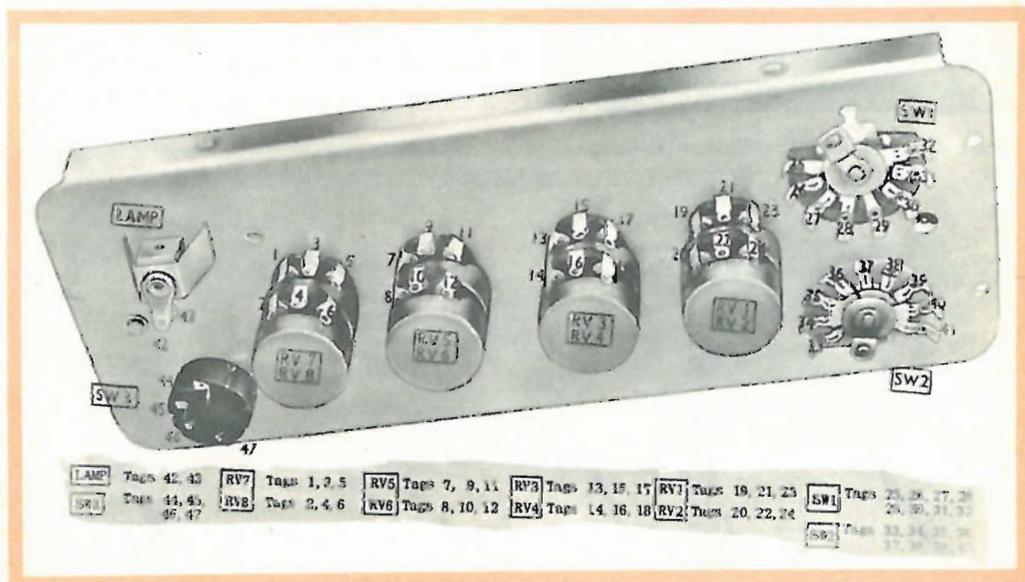


Fig. 12 - Inizio del terzo stadio di montaggio.

Colore	Lunghezza	Termin.
Nero	cm 8	14
Giallo	cm 5	33
Bruno	cm 10	34
Giallo	cm 18	1
Giallo	cm 30	5
Bruno	cm 14	2
Bruno	cm 22	6
Nero	cm 14	42
Nero	cm 16	43
Nero	cm 19	45
Rosso	cm 19	46
Rosso	cm 20	30
Giallo	cm 20	31
Giallo	cm 20	32
Bruno	cm 20	27
Bruno	cm 20	28

CONDENSATORI

C1	11 - 13
C2	12 - 14
C3	1 - 3 e 5
C4	2 - 4 e 6

È d'importanza basilare tenere tutti i cavi di questo stadio il più corti possibile, dato che, in caso contrario, potrebbero verificarsi fenomeni di instabilità o ronzii.

Il migliore sistema per effettuare questi collegamenti è il seguente:

- dopo aver scelto il filo PCV che serve, spelarne circa 5 mm.
- Inserire questa estremità nel foro corrispondente e saldarlo.
- Portare il conduttore verso l'altro attacco e tagliare nella lunghezza esatta lasciando una maggiorazione di 5 mm occorrente per la seconda spelatura.
- Mettere a nudo questa parte, inserirla nel suo foro, e saldarla.

Il metodo indicato è il più rapido e accurato di tutti.

La fig. 12 mostra la piastra frontale con la numerazione dei vari terminali.

Sotto sono indicate le connessioni da eseguire.

La fig. 13 rappresenta invece la piastra interamente cablata, e con i conduttori volanti per le connessioni da eseguire al montaggio di cui allo stadio 2°.

Essa raffigura anche come debbono essere effettuati i collegamenti dei due condensatori C_1 e C_2 mentre la fig. 14 mostra il modo di montare i condensatori C_3 e C_4 .

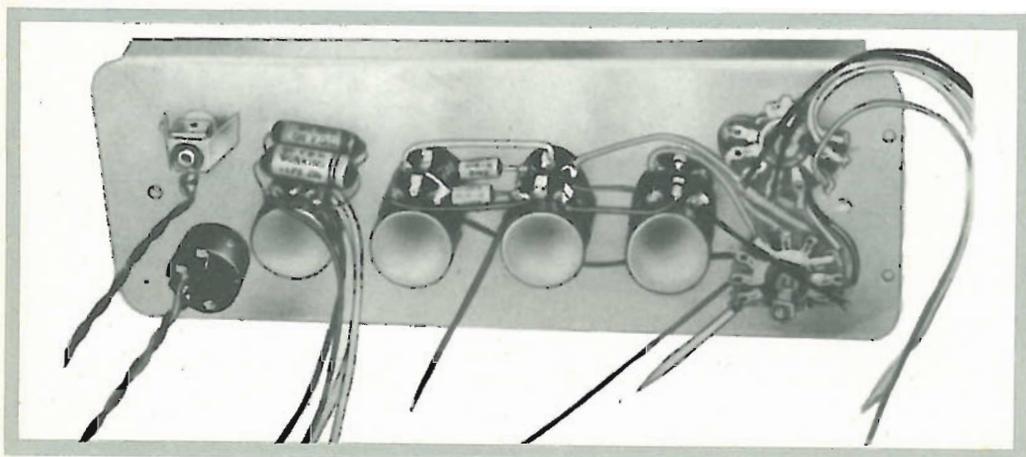
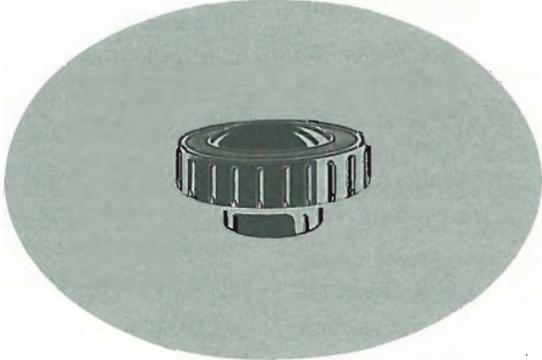
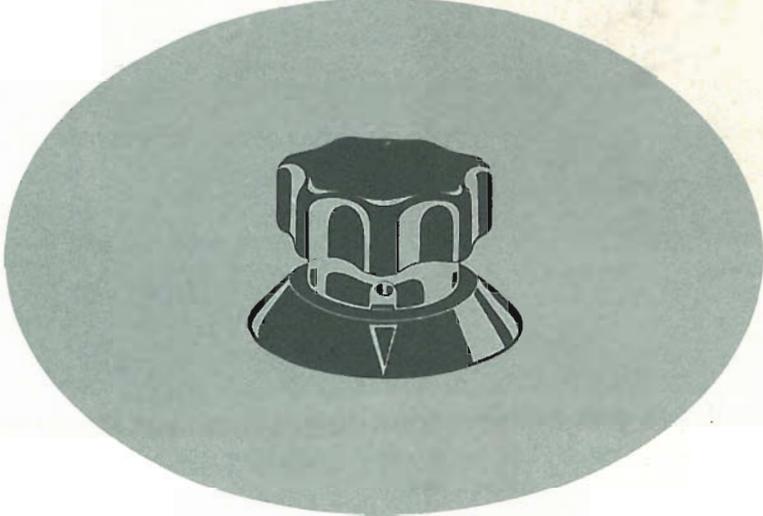
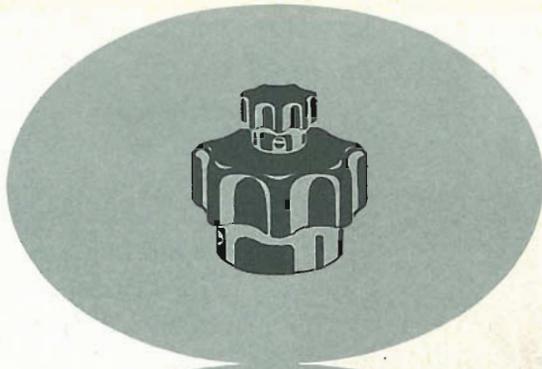


Fig. 13 - Vista della piastra cablata.



**MANOPOLE PER RADIO TV
ED APPARATI ELETTRONICI**

MENTOR



Avvitare poi la lampadina sul portalam-pade assicurandosi che la parte filettata della lampadina non tocchi la piastra frontale.

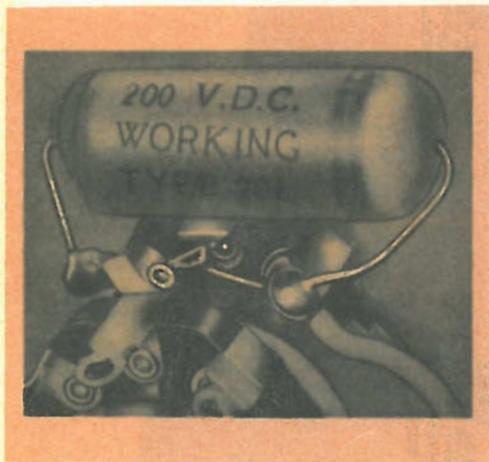


Fig. 14 - Montaggio dei condensatori G e C.

4° STADIO

Le parti componenti questo stadio sono le seguenti:

- R29 - Resistenza da 200 Ω contrassegnata dal corpo verde e col valore stampato
- N. 1 - Spezzone filo PCV Rosso
- N. 1 - Spezzone filo PCV Nero
- N. 1 - Spezzone filo PCV Bruno
- N. 1 - Spezzone filo PCV Giallo
- N. 1 - Spezzone cavo a tre condutt. PCV
- N. 4 - Viti e dadi 4BA.

Effettuare il montaggio dello Stadio 3° sullo Stadio 2° impiegando 4 viti e dadi 4BA. Detto montaggio va così eseguito:

- a) Appoggiare lo Stadio 2° alla piastra posteriore.
- b) Tenendo ferma la piastra frontale, introdurre i quattro conduttori del potenziometro RV7/8 attraverso il passacordone sistemato sulla piastra-schermo.
- c) Introdurre attraverso il passacordone,

posto sulla mensola laterale, i cinque conduttori dell'SW1.

- d) Sistemare con cautela la piastra frontale sopra lo Stadio 2°, ed assicurarsi che, tanto l'RV7/8, quanto i condensatori, siano ben alloggiati entro la flangia della mensola laterale.
- e) Fissare la piastra frontale sulle due flangie bloccando con le due viti vicine all'RV7/8 (potrà risultare necessario spostare il C₃ per sistemare uno dei due dadi).
- f) Rimettere il C₃ nella sua posizione originaria e controllare che **nessuno** dei conduttori o terminali dell'RV7/8 faccia contatto col telaio (se occorre, allentare il dado di fissaggio e correggere la posizione del potenziometro).

La fig. 12 mostra la piastra frontale montata nella sua giusta posizione.

I conduttori volanti dell'RV7/8 dovranno essere così collegati:

- Conduttore Giallo corto - va inserito sul punto 3 del circuito stampato.
- Conduttore Bruno corto - va inserito sul punto 4 del circuito stampato.
- Conduttore Giallo lungo - va collegato all'uscita del canale 1 (16 Ω).
- Conduttore Giallo lungo - va collegato all'uscita del canale 2 (16 Ω).

L'individuazione dei terminali del 16 Ω può essere fatta osservando le etichette poste sul retro della piastra posteriore.

I cinque conduttori « volanti » dell'SW1, debbono essere così collegati:

- Conduttore Giallo, terminale 32, alla boccola d'entrata TAPE 1.
- Conduttore Giallo, terminale 31, alla boccola d'entrata Pick-up 1.
- Conduttore Bruno, terminale 28, alla boccola d'entrata TAPE 2.
- Conduttore Bruno, terminale 27, alla boccola d'entrata Pick-up 2.

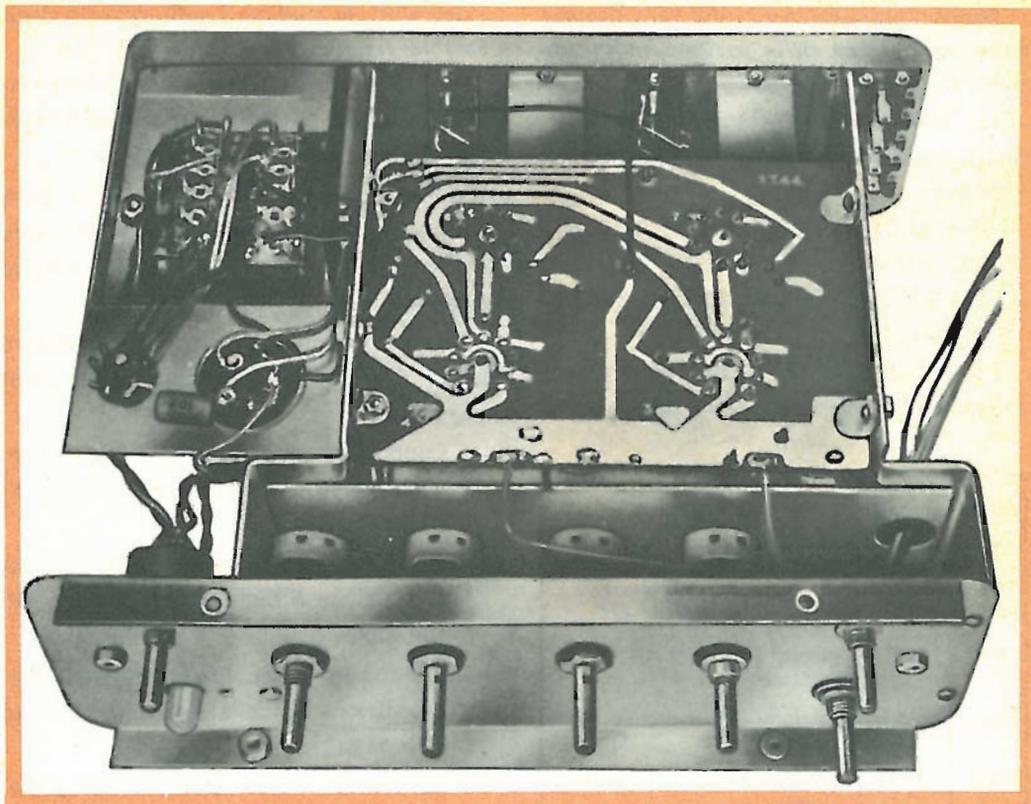


Fig. 15 - Vista dello chassis in fase di montaggio del 5° stadio.

— Conduttore Bruno, terminale 30, alla boccia d'entrata RADIO.

Questi terminali si individuano facilmente osservando l'etichetta posta sul retro della piastra posteriore.

Poi, rovesciare l'amplificatore come vedesi in fig. 15 ed effettuare le seguenti connessioni :

- Conduttore Giallo dell'SW2, terminale 33, alla posizione 1 del circuito stampato.
- Conduttore Bruno dell'SW2, terminale 34, alla posizione 1 del circuito stampato.
- Conduttore Nero dell'RV3/4, terminale 14, alla terra del circuito stampato.

Per quest'ultimo collegamento, effettuare la saldatura vicino al punto due, come indicato in figura.

Indi, connettere il conduttore nero del terminale « O », dell'uscita del canale 2, al terminale « O » dell'uscita del canale 1, ed il conduttore Nero del terminale « O » dell'uscita del canale 1, alla posizione 5 del circuito stampato.

I conduttori volanti dell'SW3 verranno prima attorcigliati tra loro a spirale, e poi collegati al trasformatore d'alimentazione nel modo che segue :

- Conduttore Nero al terminale « COM » del trasformatore.
- Conduttore Rosso al :
 terminale 205 V. se la tensione di rete è compresa tra 200 ÷ 215 V.
 terminale 225 V. se la tensione è compresa tra 215 ÷ 235 V.
 terminale 245 V. se la tensione è compresa tra 235 ÷ 250 V.

Questi conduttori verranno fatti passare sotto la mensola della sezione raddrizzatrice come vedesi nella fig. 15.

Le indicazioni sul trasformatore d'alimentazione sono disposte su due file ed indicano:

- Fila a) 280 V. - 0 - 280 V. - 6,3 V. - CT - 2,5 A.
- Fila b) COM - 205 V. - 225 V. - 245 V. - 6,3 V. - 1 A.

I terminali della fila a) dovranno essere collegati come indicato nella tabella:

Colore	Termin.	Collegare a
Nero	0	Terminale CT
Nero	CT	Attacco Nero sul C15-16-17 (V. stadio II)
Nero	6,3 V.	Posizione 12 sul circuito stampato
Nero	2,5 A.	Posizione 13 sul circuito stampato
Rosso	280 V.	Piedino 7 sullo zoccolo della valvola raddrizzatrice
Rosso	280 V.	Piedino 1 sullo zoccolo della valvola raddrizzatrice

I terminali della fila b) vanno invece collegati come sotto:

Colore	Termin.	Collegare a
Bruno	6,3 V.	Piedino 5 dello zoccolo della valvola raddrizzatrice
Bruno	1 A.	Piedino 4 dello zoccolo della valvola raddrizzatrice

Il resistore R_{29} dovrà essere collegato, da un lato, al terminale Rosso del C15-16-17,

e dall'altro, al piedino 3 dello zoccolo della valvola raddrizzatrice.

Il conduttore del resistore R_{29} viene impiegato anche per collegare tra loro i piedini 3 dello zoccolo con quello 4.

Il resistore, una volta saldato, risulterà fissato in modo stabile; la sua posizione andrà regolata in modo d'avere intorno a sè, un lasco di circa 5 mm.

Inoltre, i collegamenti del conduttore triplo C15-16-17, dovranno essere così completati:

- Conduttore Nero - da terminale nero, a posizione 6 della piastra del circuito stampato.
- Conduttore Rosso - da terminale rosso, a posizione 6 della piastra del circuito stampato.
- Conduttore Bruno - da terminale verde, a posizione 10 della piastra del circuito stampato.
- Conduttore Giallo - da terminale giallo, a posizione 9 della piastra del circuito stampato.

I due conduttori volanti del portalam-pada, preventivamente avvolti ad elica, saranno prima passati attraverso l'apertura esistente tra la mensola della sezione raddrizzatrice ed il trasformatore d'alimentazione, e poi saldati a:

- Conduttore lungo della fila a) al terminale 6,3 V.
- Conduttore corto della fila a) al terminale 2,5 A.

Prendere ora il cavo a tre conduttori e rimuovere alle estremità, per circa 4 cm. il rivestimento, poi passare una estremità attraverso il passacordone posto sulla piastra posteriore, e l'altra tra la mensola laterale ed il condensatore triplo C15-16-17, come indicato in fig. 15.

Spelare le estremità dei tre conduttori e poi collegare da un lato:

- Cavetto Nero, al terminale 44 dell'SW3.
- Cavetto Rosso, al terminale 47 dell'SW3.
- Cavetto Verde, al terminale nero del C15-16-17.
- Conduttore Nero al NEUTRO.
- Conduttore Rosso al LIVE (Carico).
- Conduttore Verde alla TERRA.

Controllare accuratamente il montaggio eseguito, e sincerarsi che in esso non siano stati lasciati pezzetti di filo conduttore o residui dello stagno impiegato per effet-

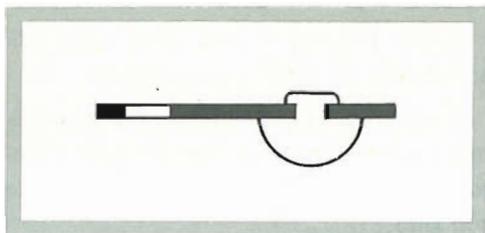


Fig. 16 - Particolare del montaggio dei piedini in gomma.

tuare le saldature, poi inserire le valvole nei rispettivi zoccoli secondo il seguente ordine:

$$V_1 = EF86; V_2 = EF86; V_3 = EL84; \\ V_4 = EL84; V_5 = EZ81.$$

Nota - Nella fotografia di fig. 15 i conduttori relativi all'SW1 non risultano collegati.

5° STADIO

Impiega le seguenti parti:

- N. 2 piastre di chiusura
- N. 10 viti di ottone
- N. 2 viti di ottone per pannello
- N. 4 piedini di gomma
- N. 1 pannello frontale
- N. 7 manopole
- N. 5 spine d'entrata.

Prendere una delle piastre di chiusura e montarvi i quattro piedini in gomma come illustrato alle figg. 16 e 17.

Questi piedini dovranno essere montati vicino ai bordi periferici per assicurare all'amplificatore uno stabile appoggio.

La piastra di chiusura, con i piedini montati, va sistemata sulla fiancata dell'amplificatore impiegando quattro delle dieci viti d'ottone disponibili, vedi fig. 17.

L'altra piastra di chiusura va montata sul lato superiore dell'amplificatore impiegando altre quattro viti d'ottone. Le rimanenti due viti andranno avvitate in corrispondenza dei fori (uno per piastra) posti lateralmente su ogni piastra.

Fissare il pannello frontale alla piastra frontale del telaio mediante due viti d'ottone lunghe. Dette viti dovranno essere infilate contemporaneamente ed avvitate con cautela allo scopo di evitare deformazioni del pannello.

Montare ora le manopole sui rispettivi perni con i punti bianchi di riferimento, posti in modo che la loro posizione indichi esattamente la posizione dei cursori.

I cinque spinotti, forniti con la scatola, dovranno essere montati sui cavi coassiali che collegano l'apparecchiatura associata e l'amplificatore.

Per fare questo occorre:

- a) Togliere dal cavo 4 cm di schermatura

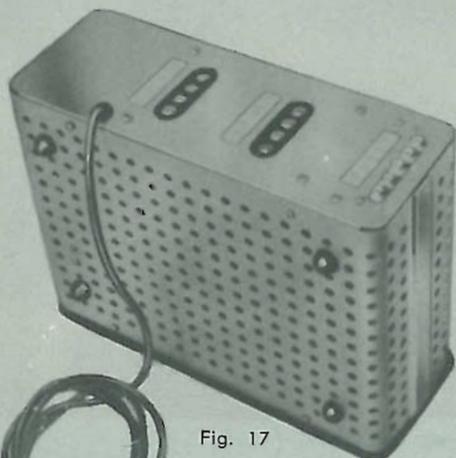


Fig. 17

- b) Togliere poi circa 3 cm di materiale isolante
- c) Infilare il conduttore nudo nella spina e stendere la calza schermante sulla corona dello spinotto
- d) Saldare la calza allo spinotto
- e) Saldare il filo conduttore alla spina dello spinotto
- f) Tagliare la parte di filo eccedente sul terminale della spina.

MODALITA' D'IMPIEGO

La disposizione degli spinotti d'entrata di cui si è parlato allo Stadio 5°, devono essere montati sull'apparecchiatura associata all'amplificatore, secondo i consigli che, in proposito, danno i singoli costruttori di pick-up.

Poichè l'amplificatore è costruito col canale 1 a sinistra e quello 2 a destra (se visto di fronte) sarà bene collegare il terminale della testina che fa capo alla puntina che legge la traccia sinistra al canale 1 e l'altro al canale 2.

La maggior parte delle testine dei pick-up stereofonici, è oggi provvista di tre conduttori contrassegnati con le lettere L,

R e COMMON (comune) o EARTH (terra). Detti conduttori dovranno essere messi esattamente in fase; è pertanto molto importante controllare che anche i conduttori che vanno ai terminali d'uscita degli altoparlanti siano esattamente in fase.

Qualora venissero impiegati per i due canali, due altoparlanti identici ne conseguirà che anche i punti d'attacco dovranno essere identici, v. fig. 18.

Qualora ciò non si verificasse, si potrebbero avere perdite, ed attenuazione di effetto stereofonico.

I due altoparlanti sarà bene sistemarli ad almeno mt. 2,50 l'uno dall'altro.

L'operatore noterà, agendo sul potenziometro « BALANCE », la diminuzione di amplificazione in un canale e un aumento sull'altro.

Si potrà così scegliere la posizione che più aggrada, con variazioni che possono giungere dal completo silenzio del Canale 1, e massimo segnale in quello 2, al silenzio del Canale 2 e massimo segnale in quello 1.

idaga

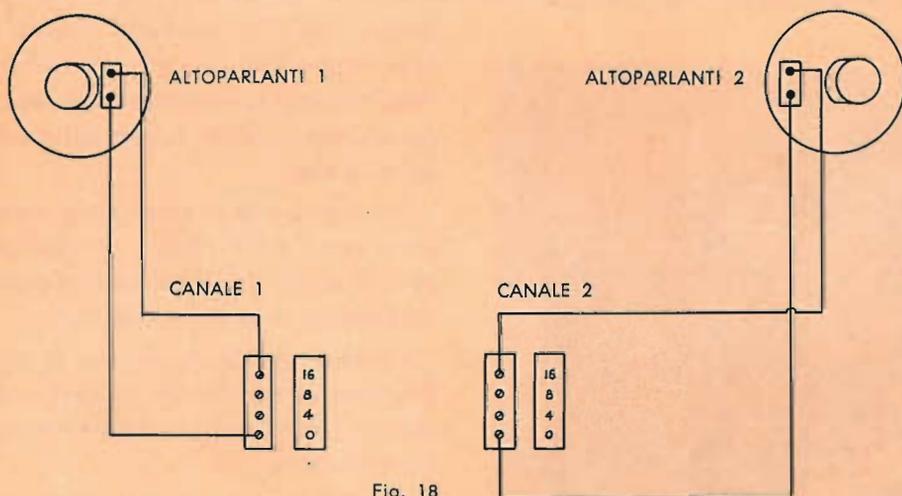


Fig. 18

Fig. 18 - Schema di montaggio degli altoparlanti.

LA SCATOLA DI MONTAGGIO È IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI GBC A L. 75.000

RADIOTELEFONO

MICROMINIATURA

di G. B.

La genesi di questo progetto iniziò il giorno in cui un amico architetto venne a trovarmi in ufficio per espormi un suo problema edile-elettronico.

L'impresa di cui è titolare, costruiva in quel periodo un gruppo edilizio in un popoloso rione periferico.

Poichè il cantiere era vasto, per il trasporto dei materiali da costruzione da un punto all'altro, avevano sistemato una gru su rotaia che spostava i carichi di armature in ferro, cemento, mattoni, secondo le necessità delle squadre di muratori.

Alla gru erano addetti alcuni gruppi di operai che caricavano e scaricavano i secchielli: e qui cominciavano le dolenti note!!!

Infatti, il collegamento fra l'operatore

gruista e gli operai in basso, era estremamente difficoltoso,

Di comunicare a viva voce, non c'era neppure da pensarlo, perchè la località era assai ventosa, ed i rumori ambientali avrebbero reso del tutto incomprensibili anche gli urli di Ulisse; quindi inizialmente l'impresa aveva acquistato dei megafoni a transistori: senonchè la soluzione aveva provocato le ire degli abitanti delle case prossime al cantiere che minacciavano esposti e noie a non finire.

In queste condizioni, non mi restò che suggerirgli di adottare alcune coppie di radiotelefoni: però sul mercato non c'era quasi nulla che « facesse al caso » perchè si trovavano solo complessi, pesanti, costosi radiotelefoni, dalla portata di oltre un chilometro: mentre per il mio amico necessitavano degli apparecchietti che permettessero collegamenti di un paio di

centinaia di metri, in modo da non poter assolutamente disturbare alcun ente militare o statale ecc., poco costosi in modo di poterne facilmente sopportare la distruzione accidentale, leggeri e piccoli al pun-

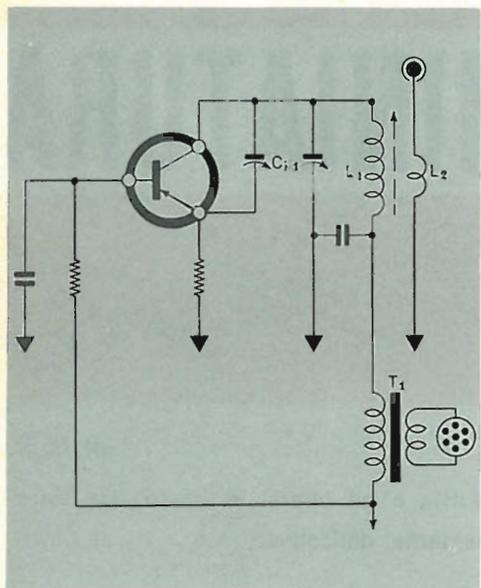


Fig. 1 - Circuito elettrico per la ricezione.

to di poter stare nel taschino di una tuta, quando non erano usati.

Mi appassionai al problema, e risolsi le necessità dell'amico con un radiotelefono ridotto all'essenziale che ora descriverò, per chi abbia interesse a costruirsi qualcosa che gli permetta comunicazioni certe a breve distanza, con minima spesa, e senza preoccupazioni di non riuscire nel montaggio.

Per gli interessati dirò solo questo: i dieci radiotelefonni costruiti inizialmente sono ancora in servizio a circa sedici mesi di distanza: è bastato sostituire periodicamente le pile e non hanno mai dato inconvenienti di sorta: ne ho riparato un

paio che erano caduti dall'alto, senza riportare gravi danni: quale progetto ha mai subito collaudi di questo genere?

Descriverò ora il circuito del radiotelefono.

Ho impiegato un solo transistor: il comunissimo OC171, che viene usato in ricezione quale rivelatore a super-reazione, in trasmissione quale oscillatore a cristallo, direttamente modulato da un microfono a carbone.

La spinta sensibilità in ricezione e la stabile portante in trasmissione, assicurano ottimi collegamenti nella distanza

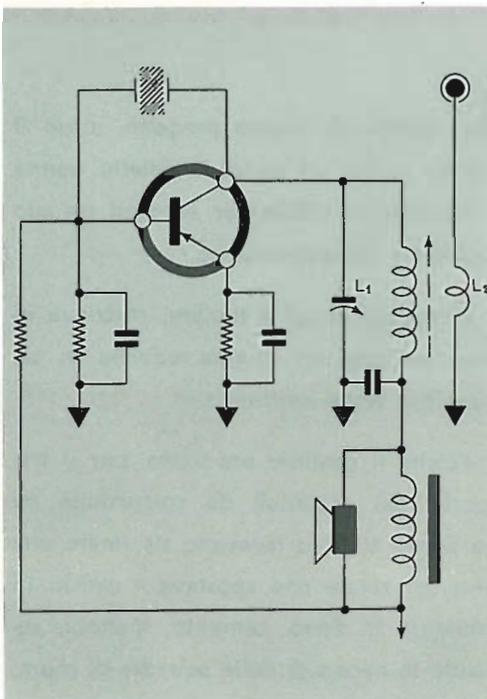


Fig. 2 - Circuito elettrico per la trasmissione.

richiesta, e la microscopica potenza permette l'uso del radiotelefono anche senza licenza PPTT. La gamma di lavoro scelta è intorno ai 29 MHz, ove operano anche i

radiotelefoli transistorizzati reperibili in commercio.

La potenza in trasmissione del complesso non supera i 25 mW., in ricezione la sensibilità si aggira sui 2 μ V.

Per ottenere la massima efficienza, il circuito definitivo è l'unione dei due più classici ed efficienti circuiti di oscillatore e di rivelatore super-rigenerativo a transistori.

l'antenna viene applicato al collettore del transistor, ed all'emettitore tramite il compensatore C_{p1} ; risultato di questa connessione è l'innesco di oscillazioni persistenti, per la continua amplificazione dei segnali: senonchè, in serie alla base, è presente un circuito R-C, che blocca periodicamente il transistor, causando quindi il funzionamento a super-reazione classico: i segnali rivelati, attraversano la bobina L_1 ,

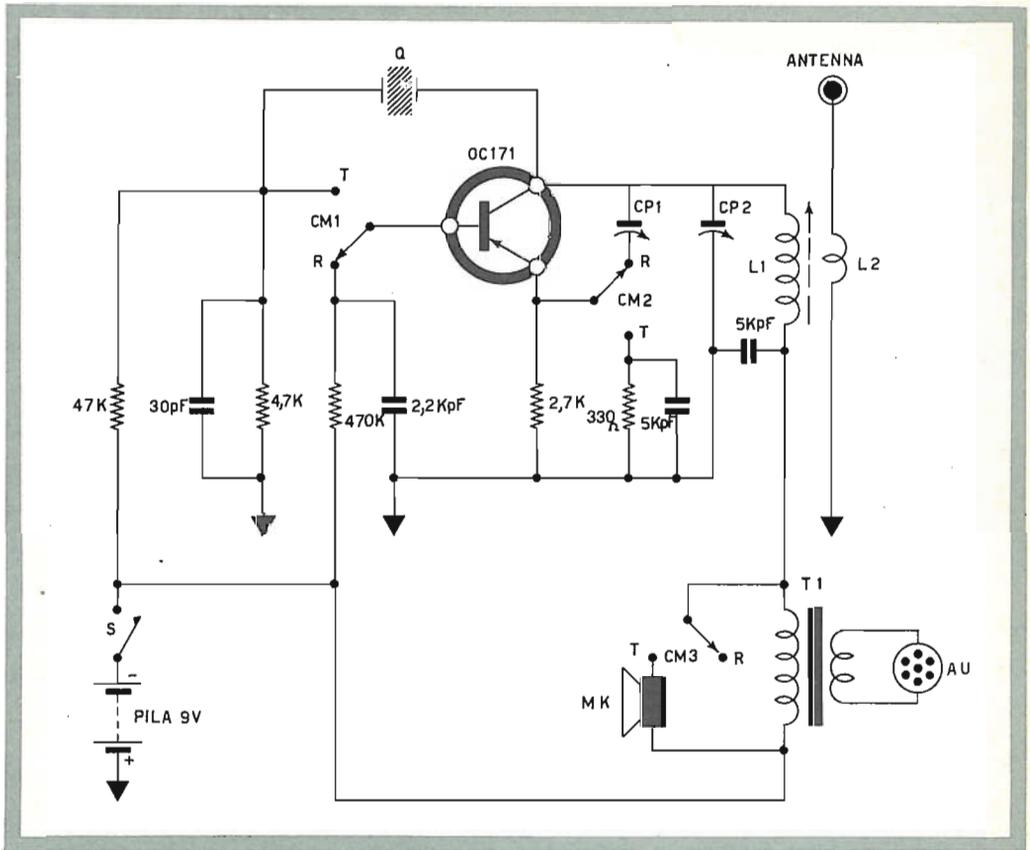


Fig. 3 - Schema elettrico completo.

Consideriamo ogni circuito a sè, e resterà molto più facile capire come funzioni il tutto.

In ricezione, (vedi fig. 1) il segnale dal-

e vengono trasferiti all'auricolare tramite T_1 .

In trasmissione (vedi fig. 2) si ha l'innesco delle oscillazioni tramite il quarzo con-

nesso fra collettore e base del transistor, e l'alta frequenza risultante è presente in parallelo a L_1 ; la modulazione si effettua variando la corrente di collettore del transistor con l'inserzione di un microfono a carbone in serie al percorso della tensione: in queste condizioni, il microtelefono viene « visto » dal transistor come una resistenza che varia continuamente al variare dei suoni che la colpiscono. Però l'azione del microfono causerebbe una modulazione eccessiva: infatti, senza altri accorgimenti, la modulazione « strappa » per dirla in linguaggio di amatore, cioè è troppo violenta e causa un funzionamento instabile; per mitigare questo effetto negativo, il primario del trasformatore viene lasciato connesso in parallelo al microfono anche in trasmissione, fungendo così da « volano » elettrico.

Vedendo ora il tutto nello schema definitivo (fig. 3) noteremo che si rendono necessarie tre commutazioni, per passare dalla ricezione alla trasmissione:

CM1: varia la polarizzazione alla base, collegando in trasmissione, il classico partitore, ed il condensatore C_1 che facilita l'innesco; in ricezione, il circuito R-C, per la super-azione costituito da R_3 e C_2 .

CM2: in trasmissione collega un circuito di stabilizzazione termica in serie all'emettitore; in ricezione elimina il circuito predetto, liberando una resistenza (R_4) che funge da « stopper » per la radiofrequenza, e collega tra emettitore e collettore C_{p1} , che serve per la reazione.

CM3: in trasmissione collega il micro-

fono in parallelo al primario di T_1 , in ricezione esclude il microfono stesso.

Il lettore che si accinga alla costruzione di questo minuscolo radiotelefono, dovrebbe innanzitutto domandarsi sinceramente, se pensa di avere l'esperienza e la competenza necessarie; non perchè questo progetto sia difficile da realizzare: ma perchè la messa a punto di un radiotelefono come questo presuppone una certa esperienza nell'operatore; in quanto si deve cercare il **massimo** rendimento possibile da ogni parte e funzione, perchè operando con una potenza ridotta come quella di questo apparecchio, non ci si possono certo permettere perdite parassitarie o un funzionamento meno che perfetto di qualche pezzo.

La prima precauzione sarà quella di cercare per le parti una disposizione assolutamente razionale. Questa disposizione potrà essere cercata quando si abbiano sott'occhio tutti i componenti: provando a spostarli fra loro, si cercherà la soluzione, cioè la posizione migliore per ogni pezzo, quella cioè che determini i collegamenti più corti e meglio disposti, nei confronti degli altri.

Si tenga presente, che un paio di centimetri di filo accostato, possono avere una capacità di uno o due picofarad: capacità parassite di tal genere, possono ammutolire con grande facilità il radiotelefono!

Come disposizione fondamentale (che può essere variata grandemente secondo i concetti del costruttore) può servire da guida quella adottata nel prototipo: osser-

viandolo assieme alla fotografia fig. 4.

Il tutto si basa su di un rettangolo di plastica perforata che misura quindici centimetri in lunghezza per circa cinque di larghezza.

Due terzi del supporto sono occupati dal commutatore (sul quale, a montaggio finito troverà posto la pila) dal trasformatore T_1 e dai vari piccoli pezzi che è comodo e razionale sistemare attorno al commutatore.

Le parti principali sono invece raggruppate ad una estremità del rettangolo in plastica.

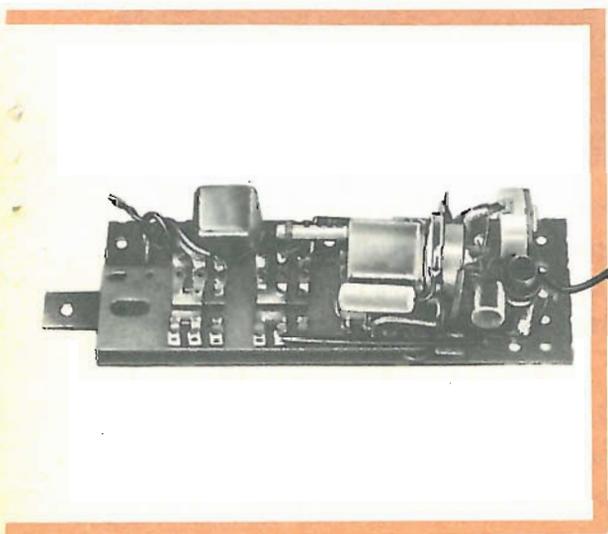


Fig. 4 - Foto del radiotelefono ripreso di fianco.

Per ottenere un isolamento veramente buono, il cablaggio del circuito che lavora in alta frequenza, è tutto ancorato ad uno zoccolo ceramico, due piedini del quale servono a sopportare il quarzo, mentre i restanti sette servono nè più nè meno che da capocorda.

Perfino il cilindretto centrale dello zoccolo è sfruttato: serve infatti come generale ritorno a massa, ed a esso è saldato il filo dello schermo del transistor e tutti gli altri terminali « freddi ».

Poichè la bobina è fissata vicinissima allo zoccolo, è molto facile eseguire connessioni cortissime e rigide meccanicamente. Inoltre, il montaggio del commutatore, comporta che una sezione di esso è vicinissima al gruppetto » di parti R.F., quindi la sezione CM2 può essere connessa senza eccessive perdite.

Comunque, quanto esposto vuole essere puramente una indicazione di disposizione abbastanza razionale, che può essere migliorata: ma anche **peggiorata**, quindi, attenzione!!!

Il cablaggio, se si è adottata una soluzione intelligente per la disposizione delle parti « verrà da sè » senza difficoltà alcuna: unica nota, per i lettori meno profondi: attenzione alle saldature! A torto trascurate, di solito, esse possono portare a notevolissimi inconvenienti se sono mal fatte: personalmente, posso dire, che molti progetti che mi hanno dato delle delusioni, hanno rivelato ad una analisi successiva, diverse saldature mal fatte che presentavano una... resistenza ed impedenza propria!

Comunque, ai più il cablaggio di questo apparecchietto non riserverà alcuna difficoltà.

Terminato il montaggio del radiotelefono vero e proprio, ci accingeremo alla costruzione di ciò che potrebbe apparire

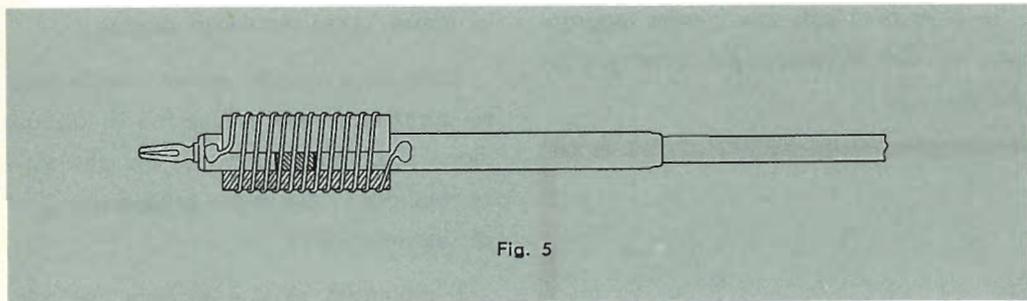
una parte qualsiasi, ed invece è il pezzo più importante di ogni altro: l'antenna.

Premetto che essa non è convenzionale; infatti se lo fosse dovrebbe anche essere lunga metà della lunghezza d'onda: ve la figurate? Il povero operatore dovrebbe tenere in equilibrio ben quattro, dico quattro metri di antenna. Invece l'antenna da usare è lunga appena un metro.

quindi, con un trapano foreremo longitudinalmente il cilindretto, curando che il foro sia inferiore di circa un millimetro al diametro dello stilo. Quindi scaldereмо l'estremità inferiore dello stilo e lo forzeremo dentro il foro per circa due centimetri e mezzo.

Il capo superiore della bobina, lo salderemo allo stilo.

Ora, forzeremo nel cilindretto una boc-



Però la riduzione non è fine a sè stessa, in quanto un metro di antenna risulterebbe disaccordato e non renderebbe nulla: ma è basata su di un sistema « caricatore » che permette di ridurre la lunghezza senza perdere l'efficienza. Questo accorgimento, consiste in una bobina da otto spire di filo da 1 mm. in rame, avvolta su di un cilindretto di plexiglass lungo 6 centimetri, dal diametro di 15 mm. (v. fig. 5).

Questa bobina si comporta, elettricamente, da « allungatore artificiale » dell'antenna.

Per la costruzione, in pratica, procederemo così: avvolgeremo innanzitutto la bobina sul cilindretto di plexiglass, fermando i capi con del nastro plastico;

cola privata dell'isolamento esterno, dalla parte opposta del cilindretto, quindi salderemo alla boccia il capo rimasto libero della bobina.

In pratica a lavoro terminato, avremo la boccia, poi la bobina, quindi lo stilo, elettricamente parlando, cioè la nostra antenna « caricata ».

Ora ci dedicheremo alla messa a punto del nostro radiotelefono, che è estremamente importante per ottenere dei buoni risultati, e dovrà essere fatta con una cura ancora superiore al montaggio: il che, è tutto dire!!!

Per cominciare, il radiotelefono dovrà essere posto nelle normali condizioni di lavoro: vale a dire con antenna, cuffia e microfono connessi, pila, dalla verificata

efficienza, correttamente collegata, circuito verificato con calma e ponderatezza.

Inizieremo ponendo in ricezione il nostro apparecchietto e misurando l'assorbimento della pila in questa condizione: si dovrà rilevare, a 6 V., un passaggio di corrente variabile da 300 μ A. a 1 mA., altrimenti, qualcosa non funziona bene, o ci sono degli errori di cablaggio.

Se il consumo invece è nei termini enunciati (una variazione di più o meno il 20 % è plausibile per le differenze e le tolleranze fra i vari componenti) potremo proseguire.

Usando un Grid-dip modulato, oppure un generatore di segnali, provvederemo ad irradiare, nelle immediate vicinanze del radiotelefono, un segnale che sia della identica frequenza del quarzo che si usa.

Usando una chiave plastica per tarare, aggiusteremo il compensatore C_p fino a che il segnale sia udibile.

Se così non fosse, occorrerà sintonizzare il nucleo della bobina ed il compensatore alternativamente.

Quando il segnale sarà chiaramente udibile, occorrerà regolare con la stessa chiave il compensatore C_p . Questa regolazione è importantissima, perchè da essa dipende l'efficienza del rivelatore a super-reatore.

Ruotando C_p , troveremo i seguenti « stadi »: - *ricevitore muto - ricevitore che soffia fortemente, segnale fievole* - *ricevitore che soffia, segnale percettibile* - *soffio variabile ed instabile, segnale che « vibra »* - *segnale chiarissimo, soffio impercettibile* - *segnale potente, soffio completamente muto*. Procedendo, il segnale calerebbe nuovamente, si capterebbe « vibrato » e con soffio, poi flebile e con forte soffio, ecc. ecc.

Quindi ci si deve arrestare nel punto che si sente netto e potente il segnale emesso dal generatore, con meno soffio possibile.

A questo punto, porteremo il generatore in un locale un po' discosto e si perfezionerà la messa a punto di C_p .

Quando avremo finito con il compensatore, potremo essere certi che, in ricezione, il nostro radiotelefono è perfetto.

La messa a punto in trasmissione, non dovrebbe rappresentare alcuna difficoltà, perchè il tutto è già in frequenza, dalla regolazione fatta in ricezione: però può darsi che il radiotelefono si rifiuti di oscillare: il che capita con quarzi difettosi come taglio, ma anche perchè il condensatore C_1 ha una capacità eccessiva, oppure è in perdita: in questo sfortunato caso, conviene staccare C_1 e sostituirlo con un compensatore, che sarà da regolare fino ad avere una robusta e continua oscillazione, che persista anche in presenza di forti segnali modulatori, quali dei colpetti battuti sul microfono.

Un'indicazione che in trasmissione si è raggiunto « l'optimum » la si potrà trarre ancora una volta dal milliamperometro che controllerà l'assorbimento durante le prove: quando in trasmissione si è raggiunta la massima efficienza il complesso assorbe almeno 5 mA., in presenza di modulazione.

Ed abbiamo terminato.

Penso che non occorran altre indicazioni per la costruzione di questo piccolo e simpatico montaggio; anche in questo caso vale più che mai l'assioma che è all'origine di qualunque montaggio elettronico: « la tua pazienza verrà direttamente convertita in efficienza!!! ».

ELENCO MATERIALE PER LA COSTRUZIONE DEL RADIOTELEFONO MICROMINIATURA

Radiotelefono microminiatura

n° 1 Resistenza 47 kΩ 1/2 W 10% D/32	T ₁ Trasformatore d'uscita. Primario 600 Ω secondario 8 Ω
» 1 Resistenza 4,7 kΩ 1/2 W 10% D/32	MK Microfono a carbone, per telefono
» 1 Resistenza 470 kΩ 1/2 W 10% D/32	n° 1 Interruttore unipolare G/1101
» 1 Resistenza 2,7 kΩ 1/2 W 10% D/32	» 1 Commutatore 2 posizioni tre vie G/1159
» 1 Resistenza 300 Ω 1/2 W 10% D/32	» 1 Cristallo di quarzo per 28 MHz. Tipo « HC 6 U » overtone
» 1 Condensatore 33 pF ceramico B/15	» 1 Batteria 9 V I/450-1
» 1 Condensatore 2,2 kpF B/253	» 1 Zoccolo ceramico a 9 piedini G/2641
» 1+1 Condensatore 5 kpF B/255	» 1 Transistore OC 171
» 2 Compensatori 3 ÷ 7 pF O/21	» 1 Auricolare per ascolto « personal » da 8 Ω Q/433
L ₁ 15 spire filo 0.3 Ø smaltato. Supporto plastico, con nucleo, Ø 1 cm	
L ₂ 2 spire, tutto come sopra. Avvolta accostata a L ₁	

CONGRESSO INTERNAZIONALE DI TELEVISIONE

L'Institution of Electrical Engineers (associazione degli ingegneri elettrotecnici inglesi) ha l'intenzione d'organizzare a Londra, dal 31 maggio al 7 giugno 1962, un Congresso Internazionale della Televisione che coinciderà con i tre ultimi giorni dell'Esposizione degli Istrumenti, dell'Elettronica e dell'Automazione.

Il Congresso tratterà sotto tutti gli aspetti tecnici l'avvenire della televisione: preparazione dei programmi, trasmissione, emissione, ricezione, norme, colore, televisione industriale ed educativa, collegamenti e relays, ivi compreso l'impiego di satelliti artificiali ecc. Si prevede la presenza di 1500 esperti di tutti i paesi. Il programma prevede 150 comunicazioni o conferenze.

*I testi delle comunicazioni e le domande di partecipazione dovranno essere indirizzate:
The Secretary,
Institution of Electrical Engineers
Savoy Place LONDRES W.C.2*

AMPLIFICATORE DI MEDIA FREQUENZA

DI UN RICEVITORE TV

L' amplificatore di media frequenza di un ricevitore TV deve assolvere due compiti:

- Amplificare sufficientemente i segnali video e audio del canale che si vuol ricevere.
- Attenuare i segnali audio del canale inferiore e i segnali video del canale superiore.

È noto che la massima frequenza del segnale video è 5,5 MHz. L'amplificatore di m.f. dovrà essere progettato in modo da amplificare una siffatta larga banda; inoltre, nel sistema intercarrier, esso dovrà comprendere, seppure debitamente attenuata, anche la portante audio del canale che si vuol ricevere.

In fig. 1 indichiamo una curva di risposta ideale di un amplificatore di m.f.

Da essa si vede che la **portante video** ha un guadagno del 50% (-6 dB) rispetto alle frequenze video intermedie. Questa esigenza è dovuta al fatto che la portante è modulata in ampiezza e viene trasmessa con la banda laterale inferiore parzialmente soppressa; se la portante video di m.f. non fosse così attenuata, all'atto della ricezione si avrebbe un'esaltazione delle frequenze basse che si tradur-

rebbe in una notevole perdita di dettaglio dell'immagine ricevuta. Il ricevitore infatti si comporterebbe come se in trasmissione fossero attenuate le alte frequenze video.

La **portante audio** deve avere nella curva di risposta di m.f. un guadagno di -20 dB rispetto alle frequenze centrali della banda come stabilito dalle norme del C.C.I.R. per i ricevitori di tipo intercarrier.¹

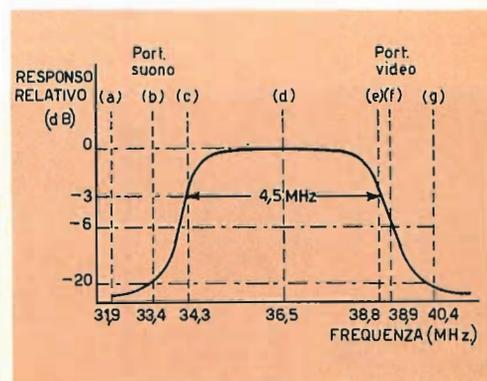


Fig. 1 - Curva di risposta ideale dell'amplificatore di media frequenza secondo le norme del C.C.I.R.

- a) = portante m.f. video del canale adiacente superiore
- b) = portante m.f. audio
- c-e) = larghezza di banda a -3 dB
- d) = frequenza centrale della banda passante
- f) = portante m.f. video
- g) = portante m.f. audio del canale adiacente inferiore

L'attenuazione che si deve ottenere agli estremi della banda desiderata riguarda principalmente la portante audio del canale inferiore, distante dalla portante video di appena 1,5 MHz.

1) Nella curva di risposta di a.f. del selettore di canali, la portante video è a frequenza più bassa, quella audio a frequenza più alta. L'inversione che si riscontra in m.f. è causata dal battimento che ha luogo all'atto della conversione tra il segnale dell'oscillatore locale (a frequenza più elevata) e quello delle portanti del canale ricevuto.

La mancata esclusione di questa portante causerebbe notevoli inconvenienti derivanti da modulazione incrociata tra il segnale video che si vuol ricevere e l'audio del canale indesiderato.

In un buon amplificatore di m.f. la larghezza di banda a -3 dB deve essere almeno di 4,5 MHz.

Condizioni di lavoro di una valvola di m.f.

L'amplificatore sperimentale completo di cui in fig. 11 riportiamo lo schema elettrico è equipaggiato con tre EF 80. Il guadagno delle prime due valvole è controllato dalla tensione del C.A.G. proveniente dal rispettivo circuito. Sui catodi di queste vengono inserite delle resistenze di compensazione il cui compito è di minimizzare le variazioni della capacità d'ingresso causate dalle notevoli variazioni di corrente anodica che possono verificarsi durante le normali condizioni di lavoro.

Senza questa resistenza catodica infatti la capacità d'ingresso della valvola varierebbe di 2,7 pF quando si verifica la massima variazione della pendenza. Questa variazione di capacità, date l'elevate frequenze in gioco, può disaccordare il circuito d'ingresso in griglia e alterare quindi gravemente la curva di risposta dell'amplificatore di m.f. a danno della chiarezza dell'immagine.

Inserendo sul catodo una resistenza di 39Ω , la suddetta variazione di capacità viene abbassata a circa 0,34 pF.

Anche la conduttanza d'ingresso della valvola viene ridotta dello stesso ordine di grandezza. Alla frequenza di lavoro dell'amplificatore di m.f. la **capacità d'ingresso** del pentodo EF 80, munito della compensazione cui abbiamo accennato prima, ammonta a $8,7 \text{ pF}^2$ e la conduttanza d'ingresso a $130 \mu\text{mhos}^3$.

I valori della capacità e della conduttanza d'uscita della valvola non vengono variati dall'inserimento della resistenza

$g_m = 7,4 \text{ mA/V}$, pendenza della valvola EF 80
 $C_u = 3,3 \text{ pF}$ capacità d'uscita
 $R_{du} = 100 \text{ k}\Omega$, impedenza di smorzamento all'uscita

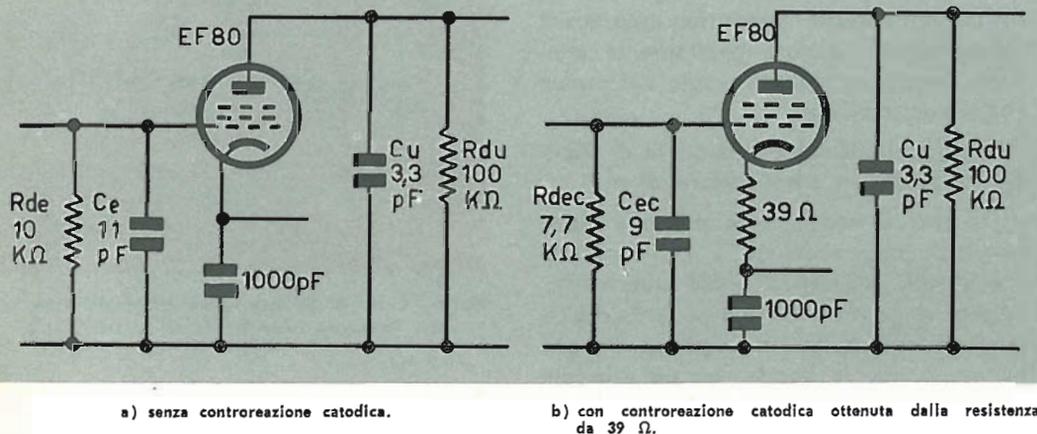


Fig. 2 - Circuiti equivalenti delle impedenze d'ingresso e di uscita della valvola EF 80 alla frequenza di 38 MHz.

$R_{de} = 10 \text{ k}\Omega$, resistenza di smorzamento d'ingresso

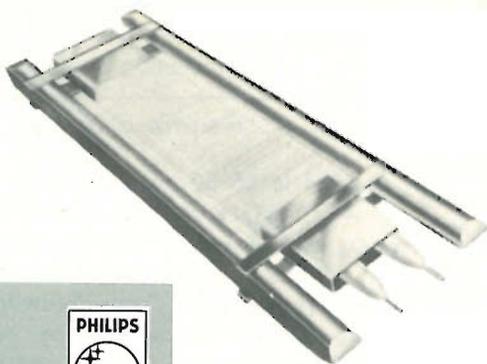
$C_e = 11 \text{ pF}$, capacità d'ingresso

2) La capacità statica propria della valvola è invece 7,5 pF.

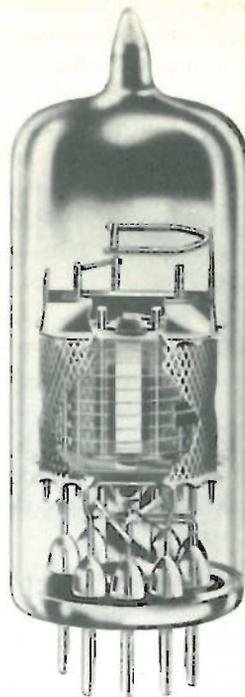
$R_{dec} = 7,7 \text{ k}\Omega$, resistenza di smorzamento d'ingresso dopo la compensazione catodica

$C_{ec} = 9 \text{ pF}$, capacità d'ingresso dopo la compensazione catodica

3) La conduttanza d'ingresso è l'inverso della resistenza d'ingresso infatti $130 \mu\text{mhos} = 1/7,7 \text{ k}\Omega$.



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.

catodica; il loro valore è di 3,3 pF e 10 μ mhos rispettivamente. La terza EF 80 non è munita della suddetta compensazione e le sue capacità e conduttanza di ingresso sono rispettivamente 11 pF e 100 μ mhos. Questi valori sono naturalmente soltanto indicativi e vogliono semplicemente dare un'idea delle grandezze in gioco quando la valvola lavora a circa 38 MHz.

Nella fig. 2 indichiamo i circuiti equivalenti della valvola EF 80 alla frequenza di 38 MHz: in essi sono indicati i valori delle impedenze d'ingresso e d'uscita con e senza la resistenza di compensazione di 39 Ω inserita sul catodo. L'azione di quest'ultima si può spiegare nella seguente maniera:

È noto che, alle frequenze elevate, l'aumento della capacità d'ingresso è proporzionale all'aumento del guadagno della valvola.

Inserendo la resistenza sul catodo e non shuntandola con alcun condensatore noi introduciamo una controreazione tendente a diminuire di poco il guadagno in tensione dello stadio e quindi la variazione della capacità d'ingresso.

Per avere inoltre un più favorevole prodotto **guadagno x larghezza di banda** è necessario che le capacità dei circuiti accordati siano ridotte al minimo giacché in tal modo aumenta l'impedenza reattiva e quindi il guadagno. Si devono inoltre dimensionare i circuiti dell'amplificatore di m.f. in modo che le eventuali resistenze di smorzamento abbiano valori elevati oppure non siano necessarie affatto.

A questo punto non sarà cosa inutile calcolare il valore **del fattore di merito** (Q) dei circuiti accordati d'ingresso e d'uscita della EF 80 in base ai parametri in precedenza enunciati.

Supponiamo che l'amplificatore lavori a 38 MHz:

Per il circuito di entrata della valvola avremo:

$$Q_e = \frac{\text{smorzamento di entrata}}{\text{reattanza di entrata}} = \frac{R_{de}}{X_{ce}}$$

Per la EF 80 noi sappiamo che $R_{de} = 7,7 \text{ k}\Omega$ e che $X_{ce} = 465 \Omega$,⁴ per cui Q_e avrà il valore approssimato di 16. Il Q di una bobina separata accordata a questa frequenza è considerevolmente più elevato (da 100 a 150), per cui il Q del circuito di entrata rimarrà approssimativamente 16 senza bisogno di ulteriori resistenze di smorzamento.

Per il circuito d'uscita si avrà parimenti:

$$Q_u = \frac{\text{smorzamento d'uscita}}{\text{reattanza d'uscita}} = \frac{R_{du}}{X_{cu}}$$

In pratica $R_{du} = 100 \text{ k}\Omega$ e $X_{cu} = 1,27 \text{ k}\Omega$ per cui Q_u sarà approssimativamente 80.

Il Q di una bobina accordata a questa frequenza è pressappoco dello stesso ordine di grandezza per cui il fattore di merito del circuito anodico sarà dell'ordine di 40.

Progetto completo dell'amplificatore

L'amplificatore di m.f. completo risulta dall'insieme di 6 circuiti (sestupla) accordati a frequenze diverse ma tutte entro la banda da amplificare (staggered tuning).

Per l'esatta determinazione della frequenza di accordo dei vari circuiti e dei rispettivi Q ci serviremo di un metodo grafico molto pratico e di semplice impiego. Nel semicerchio indicato in fig. 3 la larghezza di banda di 4,5 MHz a -3 dB è rappresentata dalla lunghezza del diametro. Abbiamo detto che il nostro amplificatore di m.f. sarà formato da sei circuiti accordati, divideremo perciò in altrettanti archi uguali la circonferenza (raggi tratteggiati della figura). Dal centro di ciascun arco si condurrà la perpen-

⁴ Il valore della reattanza capacitiva si ricava dalla nota formula $X_c = 1/2\pi fC$, in cui $f = 38 \text{ MHz}$ e $C = 9 \text{ pF}$.

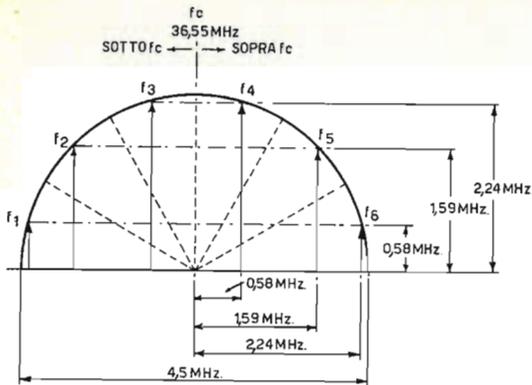


Fig. 3 - Metodo grafico per progettare l'amplificatore di media frequenza.

dicolare al diametro. Avremo sei perpendicolari (ordinate) e ciascuna rappresenterà la frequenza di uno dei sei circuiti accordati (in figura f_1, f_2, f_3 ecc.). La perpendicolare passante per il centro del semicerchio indica la frequenza centrale del gruppo ($f_c = 36,55$ MHz).

Le varie distanze delle perpendicolari rispetto quella centrale, sommate o sottratte alla frequenza centrale individuano la frequenza di accordo dei sei circuiti.

Il Q di ciascun circuito è determinato dalla lunghezza della perpendicolare mediante l'equazione:

$$Q = \frac{36,55 \text{ MHz}}{2 \times \text{lunghezza dell'ordinata in MHz}}$$

Per esempio, f_1 è situata ad una frequenza di 2,24 MHz inferiore a quella centrale f_c ed ha una lunghezza pari a 0,58 MHz.

Sostituendo questi valori nella precedente equazione si ha:

$$Q = \frac{36,55}{2 \times 0,58} = 31,5.$$

Nella stessa maniera si opera per le altre perpendicolari. Nella tabella I sono indicati i valori del Q e della frequenza di accordo dei sei circuiti accordati, ricavati applicando la formula precedente.

Disposizione dei sei circuiti accordati

Il circuito d'uscita della terza valvola di m.f., prima del rivelatore, è formato da un trasformatore passa-banda. È noto che un siffatto trasformatore si può realizzare in due maniere:

- aumentando il coefficiente di accoppiamento (k) tra primario e secondario sino ad assegnargli un valore superiore a quello critico, pur rimanendo primario e secondario accordati alla stessa frequenza.
- accordando il primario ed il secondario su due frequenze leggermente diverse senza che il coefficiente di accoppiamento superi il valore critico.

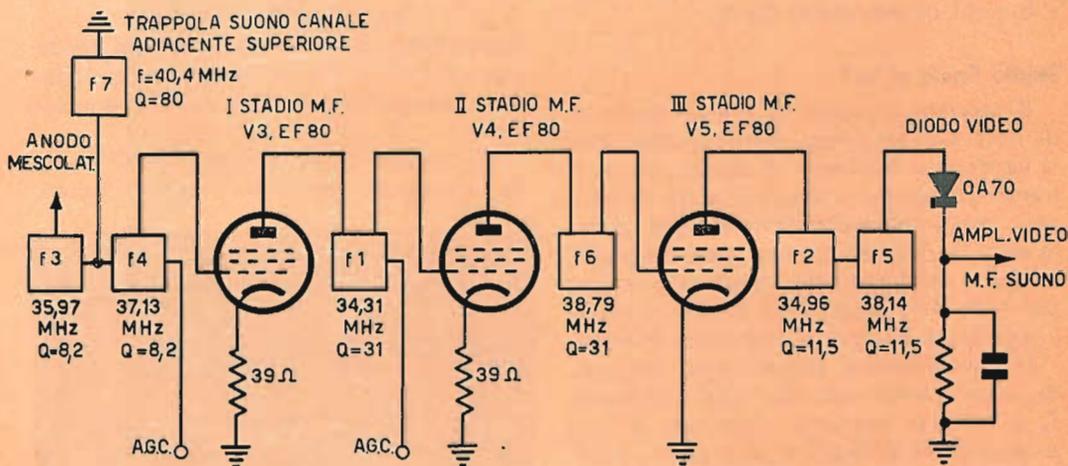


Fig. 4 - Distribuzione dei circuiti accordati nell'amplificatore di m.f.

Tabella I

Ordinata	Distanza ΔF (MHz)	Frequenza 36,55 $\pm \Delta F$ (MHz)	Lunghezza dell'ordinata (MHz)	Q
f_1	- 2.24	34.31	0.58	31
f_2	- 1.59	34.96	1.59	11.5
f_3	- 0.58	35.97	2.24	8.2
f_4	+ 0.58	37.13	2.24	8.2
f_5	+ 1.59	38.14	1.59	11.5
f_6	+ 2.24	38.79	0.58	31

Di questo trasformatore fanno parte i due circuiti con Q di 11,5; come risulta dalla tabella essi devono essere accordati alle frequenze f_2 e f_5 , (fig. 4).

Il circuito tra l'uscita della seconda valvola di m.f. e l'ingresso della terza valvola di m.f. è costituito da un circuito singolo (f_6) con Q di 31 accordato alla frequenza di 38,79 MHz. Parimenti il circuito tra l'uscita della prima valvola di m.f. e l'ingresso della seconda valvola di m.f. è un circuito singolo (f_1) con Q di 31 accordato alla frequenza di 34,31 MHz. L'uscita della valvola convertitrice e l'ingresso della prima valvola di m.f. sono accoppiati mediante un trasformatore passa-banda il cui primario e secondario sono formati dai due circuiti con Q uguali (8,2) accordati rispettivamente a 35,97 MHz (f_3) e a 37,13 MHz (f_4).

La fig. 4 illustra mediante uno schema a blocchi quanto detto sopra.

Stadio finale di m.f.

Il segnale presente in questo stadio è di notevole ampiezza. Per impedire che si verifichino fenomeni di distorsione e di transmodulazione è necessario che la valvola lavori nel tratto lineare della caratteristica i_a/V_g anche con forti segnali; inoltre è assolutamente indispensabile che per tutto lo spettro della banda ricevuta l'impedenza d'uscita si mantenga elevata.

Il trasformatore passa-banda, formato dai due circuiti accordati alle frequenze f_2 e f_5 a cui abbiamo accennato prima, possiede siffatti requisiti ed è quindi adatto ad accoppiare l'ultima valvola di m.f. al circuito del rivelatore video.

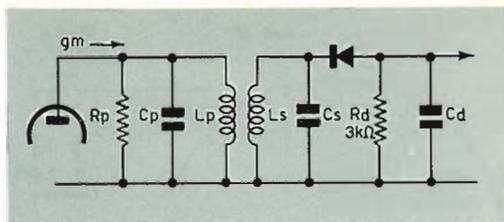


Fig. 5 - Circuito equivalente del trasformatore d'uscita passa-banda di m.f.

In fig. 7 è indicata la curva di risposta complessiva; essa risulta dalla somma algebrica delle singole curve di risposta del primario e del secondario.

Per una maggiore comprensione dei parametri in gioco, l'ultimo stadio di m.f. può essere convenientemente rappresentato dal rispettivo circuito equivalente indicato in fig. 5 le cui costanti sono:

R_p = resistenza anodica di smorzamento e perdite nel circuito primario $\sim 50 \text{ k}\Omega$

C_p = capacità di uscita della EF 80 + capacità di cablaggio $\sim 5 \text{ pF}$

C_s = capacità effettiva del secondario $\sim 6 \text{ pF}$

R_d = resistenza di carico del diodo $\sim 3 \text{ k}\Omega$

C_d = capacità di carico del diodo $\sim 15 \text{ pF}$ complessivi

Il carico presentato dal circuito del diodo possiamo indicarlo mediante R_{ud} dove

$$R_{ud} = R_d / 2\eta = 2,5 \text{ k}\Omega$$

supponendo il rendimento (η) del diodo uguale 0,6. In fig. 6 indichiamo un'ulteriore semplificazione del circuito equivalente.

Dall'esame di esso risulta molto facile la valutazione dei Q dei rispettivi circuiti.

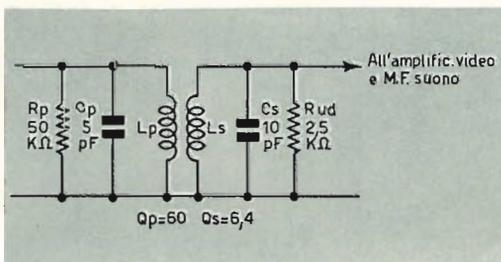


Fig. 6 - Stadio finale di m.f. ulteriormente semplificato.



COMUNICATO STRAORDINARIO

UNA GRANDE EVOLUZIONE NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI !!!

La I.C.E. sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO mod. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e con **SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore!

Oltre a ciò e malgrado i continui aumenti dei costi, la I.C.E. è riuscita, per l'alto livello raggiunto nell'automazione, a **RIDURRE ANCORA I PREZZI** dei nuovi Tester Analizzatori pur aumentandone ancora notevolmente le caratteristiche tecniche, le portate, le doti estetiche e di robustezza.

IL **SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C** con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:

IL **TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!**

IL **TESTER MENO INGOMBRANTE** (mm. 126 x 85 x 28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (stessa ampiezza dei precedenti modelli 680 B e 630 B pur avendone quasi dimezzato l'ingombro!)

IL **TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI** (nove campi di misura e 42 portate!)

IL **TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!**

IL **TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche cento volte superiori alla portata scelta!

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

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche.

Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile

Letture **Ohmiche** da 1 Ohm fino a 10 Megaohms direttamente con la sola alimentazione della **batteria interna** da 3 Volts e fino a 100 Megaohms con alimentazione dalla rete luce.

Le indicazioni al fianco delle relative boccole sono eseguite in rosso per tutte le misure in corrente alternata ed in bianco su fondo nero per tutte le misure in corrente continua. Ciò rende ancora più veloce e più semplice l'individuazione della portata che si desidera impiegare e ne riduce notevolmente gli errori di manovra. Letture dirette di frequenza, di capacità, di potenza d'uscita e di reattanza



9 CAMPI DI MISURA E 42 PORTATE !!!

- VOLTS C. C.:** 7 portate: con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt 100 mV - 2 V. - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
- VOLTS C. A.:** 6 portate: con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 Volts C.A.
- mA. C. C.:** 6 portate: 50 μ A. - 500 μ A. - 5 mA - 50 mA. - 500 mA e 5 A. C.C.
- Ohms:** 5 portate: 4 portate: $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1000$ con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts
1 portata Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms)
- RIVELATORE DI REATTANZA:** 1 portata: da 0 a 10 Megaohms
- CAPACITA':** 4 portate: (2 da 0 a 50.000 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce
2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna)
- FREQUENZA:** 3 portate: 0 - 50; 0 - 500 e 0 - 5.000 Hz.
- V. USCITA:** 6 portate: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
- DECIBELS:** 4 portate: da - 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. nel costo di L. 2.980 e per misure **Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA.; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 50 Amp.; 100 Amp. con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980.

Il nuovo **SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C** Vi sarà compagno nel lavoro per tutta la Vostra vita. Ogni strumento I.C.E. è garantito.

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **OMAGGIO DEL RELATIVO ASTUCCIO** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione.

Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il mod. 60 con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) al prezzo di sole L. 6.900 - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta.

$$Q_p = \frac{R_p}{X_{C_p}} = \frac{50 \text{ k}\Omega}{840 \Omega} = 60$$

$$Q_s = \frac{R_{ud}}{X_{C_s}} = \frac{2,5 \text{ k}\Omega}{700 \Omega} = 3,6$$

Appare evidente che il Q del primario e del secondario sono molto diversi tra loro.

In base al calcolo grafico da cui parte questo progetto essi dovrebbero avere invece un valore uguale ($Q_p = Q_s = 11,5$).

Il primario non viene smorzato mentre si aumenta il Q del secondario aumentando la sua capacità. Infatti se si aumenta la capacità diminuisce il valore della reattanza (X_{C_s}) che nella formula precedente si trova al denominatore e aumenta quindi proporzionalmente il valore del rapporto (Q).

Questo metodo ha il vantaggio di rendere insensibile il circuito del rivelatore contro eventuali variazioni di capacità del diodo o del circuito.

Il fattore di merito del secondario si può ricavare anche dalla formula

$$Q_s = \frac{Q \cdot Q_p}{2 Q_p - Q}$$

In cui:

$Q_s = Q$ del circuito secondario

$Q_p = Q$ del circuito primario

$Q = Q$ teorico del circuito quale risulta dal grafico.

Secondo la precedente tabella sappiamo che $Q = 11,5$, inoltre abbiamo calcolato che $Q_p = 60$. Sostituendo questi valori nella formula precedente si ottiene per Q_s il valore di 6,4. Il valore della capacità da aggiungere al secondario si ricava allora nella seguente maniera.

$$Q_s = \frac{R_{ud}}{X_{C_s}} = \frac{R_{ud}}{\frac{1}{\omega C_{tot}}} = R_{ud} \omega C_{tot}$$

risolvendo rispetto a C_{tot} si ha:

$$C_{tot} = \frac{Q_s}{R_{ud} \omega}$$

ricordando che $Q_s = 6,4$, $R_{ud} = 2,5 \text{ k}\Omega$ $\omega = 2 \pi f$ dove $f = 36,55 \text{ MHz}$ e sostituendo questi valori nella precedente equazione si ottiene per C_{tot} il valore di 11 pF.

Sarà necessario quindi aggiungere al secondario altri 5 pF. In pratica si aggiungeranno soltanto 4 pF.

La curva di risposta di questo trasformatore passa-banda è indicata in fig. 7.

Naturalmente, siccome in pratica si sono ottenuti fattori di merito (Q) diversi per il primario ed il secondario, per avere la curva di risposta desiderata è stato necessario ritoccare leggermente le frequenze di accordo del primario e del secondario rispettivamente.

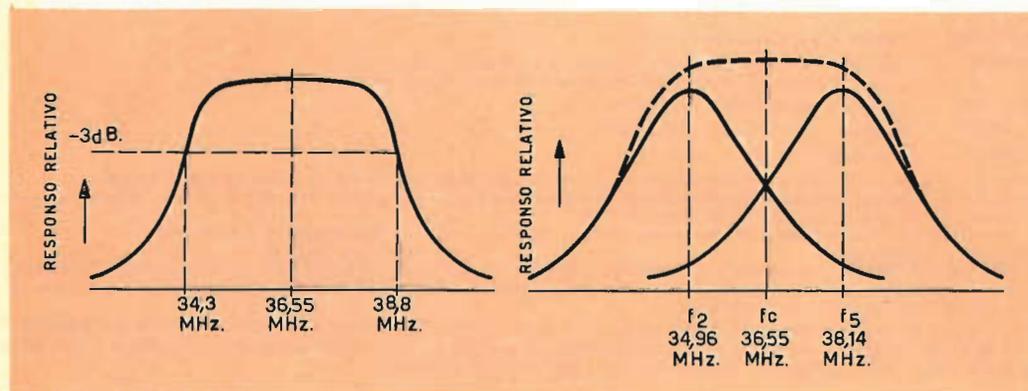


Fig. 7 - Curva di risposta complessiva teorica dei circuiti risonanti alla frequenza f_2 e f_3 (trasformatore passa-banda d'uscita).

Accoppiamento fra la seconda e la terza valvola di m.f.

Come risulta dallo schema a blocchi di fig. 4 l'accoppiamento tra queste due valvole è realizzato mediante un singolo circuito accordato alla frequenza di 38,79 MHz e avente un Q di 31. Si è impiegato un trasformatore ad avvolgimento bifilare in quanto più semplice e più economico rispetto ad altre soluzioni, quali per es. un accoppiamento con bobina di arresto e condensatore. È risaputo che un siffatto trasformatore ha un coefficiente di accoppiamento pari all'unità; la capacità del primario e del secondario come pure lo smorzamento resistivo risultano effettivamente in parallelo. La capacità totale ammonta a 20 pF, e risulta così distribuita: 5 pF = capacità anodica, 11 pF = capacità di griglia, 2 x 2 pF = capacità dispersa delle due bobine. La reattanza di questa capacità alla frequenza di lavoro di 38,79 MHz è circa 200 Ω. Il Q richiesto è 31. Le perdite complessive ammontano a $200 \times 31 = 6200 \Omega$, e smorzano quindi il circuito oscillante.* Questo smorzamento però è inferiore a quello prodotto dall'ingresso della valvola seguente per cui, in pratica, per avere la curva di risposta richiesta dallo stadio, si dovrà aggiungere in parallelo una resistenza di 12 kΩ.

Accoppiamento tra la prima e la seconda valvola di media frequenza

Anche per questo accoppiamento interstadiale si usa un trasformatore bifilare accordato a 34,31 MHz e avente un Q di 31. Il progetto è identico a quello del trasformatore precedente ad eccezione della resistenza di smorzamento che è di 22 kΩ. Il valore più elevato di questa resistenza è richiesto per il fatto che l'impedenza d'ingresso della valvola che segue ha un valore più basso a causa della compensazione catodica a cui abbiamo accennato in precedenza. Il circuito completo è indicato in fig. 11.

Accoppiamento tra convertitrice e prima valvola di media frequenza

L'uscita della convertitrice viene accoppiata alla prima valvola di media frequenza mediante cavo coassiale a bassa impedenza. Il circuito d'ingresso della prima valvola di m.f. è formato da un trasformatore passa-banda a doppio accordo. La risposta in frequenza di questo trasformatore passa-banda corrisponde a quella risultante dalla combinazione dei circuiti ideali del diagramma di fig. 3 aventi per frequenze di risonanza rispettivamente le frequenze f_3 e f_4 (vedi tabella).

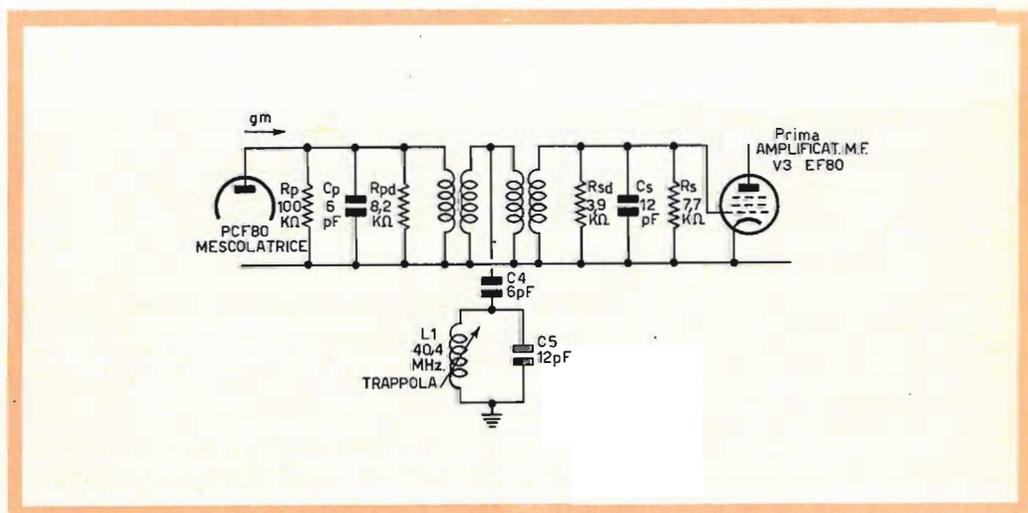


Fig. 8 - Circuito equivalente del trasformatore passa-banda d'ingresso di m.f.

* Si applica la nota formula $Q = \frac{R_d}{X_c}$, risolvendola rispetto a R_d .

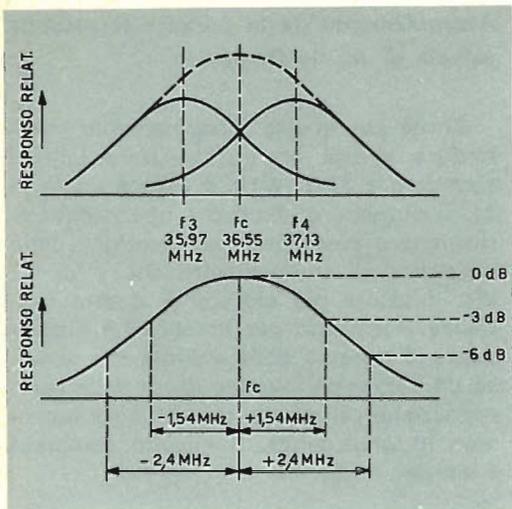


Fig. 9 - Curva di risposta complessiva dei circuiti accordati alle frequenze f_3 e f_4 (trasformatore passa-banda d'ingresso).

In fig. 9 è indicata la curva di risposta dei circuiti f_3 e f_4 e quella risultante dalla loro somma algebrica.

Il circuito equivalente che comprende il carico anodico della convertitrice, il trasformatore passa-banda ed il circuito d'ingresso di griglia di media frequenza è indicato in fig. 8. Le costanti del circuito sono:

R_p = resistenza di smorzamento anodico della convertitrice
 $\sim 100 \text{ k}\Omega$

R_{pd} = resistenza di smorzamento da inserire sul circuito anodico

C_p = capacità di uscita della valvola + capacità dei collegamenti
 $\sim 6 \text{ pF}$

C_s = capacità d'ingresso della valvola di m.f. + capacità dei collegamenti
 $\sim 12 \text{ pF}$

R_s = resistenza di smorzamento d'ingresso della valvola di m.f.
 $\sim 7,7 \text{ k}\Omega$ a 38 MHz.

R_{sd} = resistenza di smorzamento da inserire sul circuito d'ingresso.

Dal grafico di fig. 3 e dalla tabella si ricava che il valore del Q per il primario ed il secondario è 8,2 (corrispondente

alle frequenze f_3 e f_4). Impiegando un circuito passa-banda accoppiato mediante « link » se si vuol ottenere la risposta in frequenza desiderata è necessario che il primario ed il secondario vengano smorzati. Lo smorzamento complessivo del circuito primario R_{pdt} è dato da:

$$R_{pdt} = X_c \cdot Q_p = 6 \text{ k}\Omega$$

dove $Q_p = 8,2$ e $X_c = 730 \Omega$ (reattanza di 6 pF).

Nel selettore impiegato il primario è smorzato dalla resistenza di disaccoppiamento di griglia schermo da 27 k Ω che viene ritornata all'anodo della convertitrice e dall'impedenza di circa 100 k Ω della valvola. È necessaria quindi un'ulteriore resistenza di smorzamento di circa 8,3 k Ω . Si è inserito il valore normalizzato di 8,2 k Ω che in pratica dà gli stessi risultati.

Lo smorzamento complessivo sul secondario R_{sdt} è dato da:

$$R_{sdt} = X_c \cdot Q_s = 3 \text{ k}\Omega$$

dove $Q_s = 8,2$ e $X_c = 360 \Omega$ (reattanza di 12 pF). Lo smorzamento offerto dalla valvola è circa 7,7 k Ω per cui si richiede un'ulteriore resistenza di smorzamento del valore di 4,8 k Ω .

In pratica si è inserito il valore normalizzato di 3,9 k Ω e si è ottenuta la larghezza di banda richiesta.

La curva di risposta complessiva è indicata in fig. 9.

Tutte le valvole di media frequenza sono alimentate con 190 V attraverso una resistenza di disaccoppiamento di 1,5 k Ω . Il circuito completo è indicato in fig. 11.

Circuito trappola per la portante audio del canale adiacente

Questo circuito trappola è costituito da un circuito risonante in serie con Q elevato accordato alla frequenza di 40,4 MHz. Per ottenere un Q di 80 si è disposto in serie al parallelo di C_5 e L_1 il condensatore C_4 (fig. 10). Il circuito risonante in

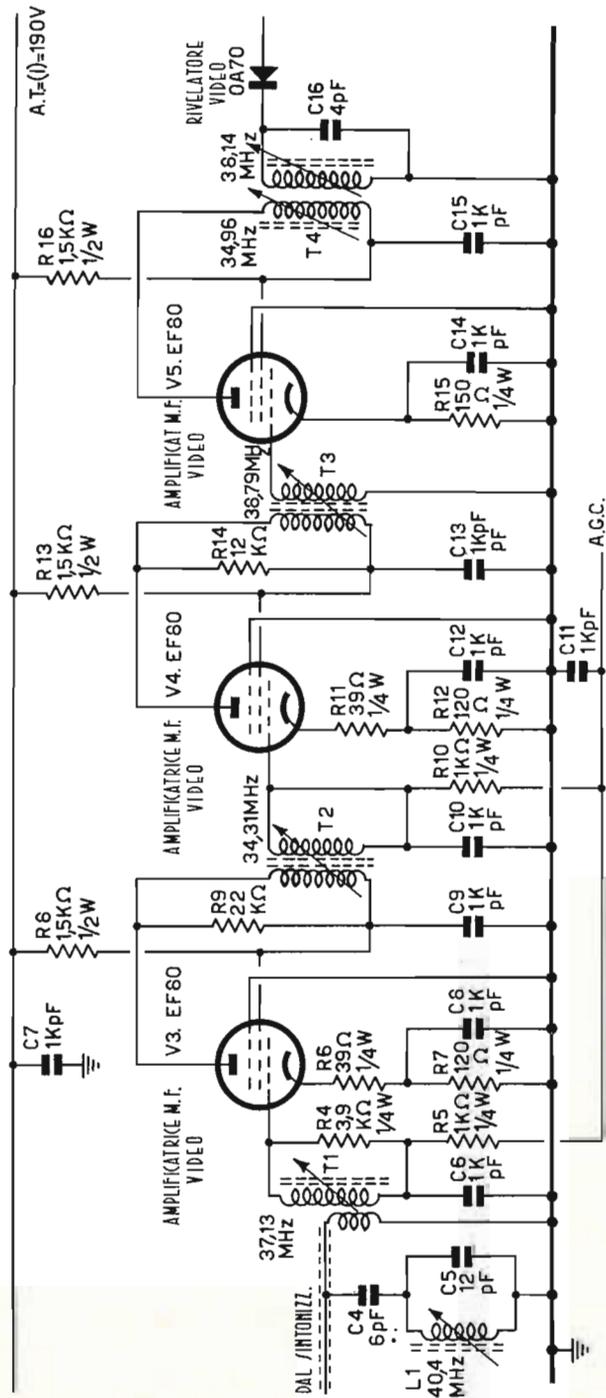


Fig. 11 - Schema elettrico completo dell'amplificatore di m. f.

parallelo, quando lavora ad una frequenza leggermente inferiore a quella di risonanza può considerarsi come l'induttanza del circuito risonante in serie.

La combinazione $L_1 - C_5$ risuona ad una frequenza f_1 leggermente più elevata di 40,4 MHz.

In pratica il condensatore in serie (C_4) ha il valore di 6 pF e quello in parallelo C_5 di 12 pF mentre l'induttanza di L_1 è di 0,86 μ H.

In fig. 11 è indicato lo schema elettrico completo dell'amplificatore di media frequenza da noi progettato.

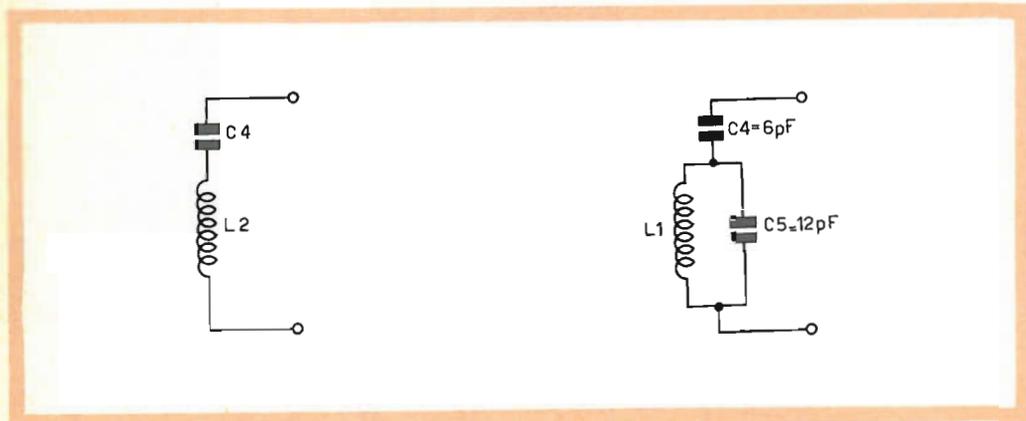


Fig. 10 - Circuito trappola e relativo circuito equivalente.

(Rielaborato da « Mullard Technical Communication »)

Nuova particella anti-materia identificata negli Stati Uniti

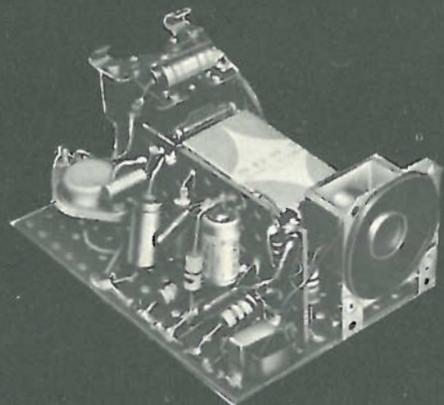
Nuova York, marzo 1962

Una scoperta che conferma la teoria fondamentale della meccanica dei « quanta », secondo la quale per ogni particella di materia deve esistere una di anti-materia, il cui antagonismo assume una funzione equilibratrice, è stata annunciata quasi contemporaneamente da fisici del *Brook Haven National Laboratory* di Upton (Nuova York), del C.E.R.N. (Centro europeo di ricerche nucleari di Ginevra), del Centro di ricerche francese di Saclay e dell'*Ecole Polytechnique* di Parigi.

Si tratta della particella denominata « anti-ximinus », che era stata teoricamente prevista e che ha potuto essere identificata, durante la sua vita d'un solo decimiliardesimo di secondo, per mezzo dei due disintegratori più potenti del mondo, quelli, appunto del laboratorio *Brook Haven* e del C.E.R.N.

Si va, evidentemente, verso una migliore comprensione dell'universo sub-nucleare, di quella trentina di particelle note di cui è fatto il cuore della materia.

L'*American Physical Society*, incaricata di diffondere la notizia, che è di prima importanza per lo sviluppo delle ricerche atomiche, sottolinea come questo avvenimento dimostri i fecondi risultati della cooperazione internazionale e del libero scambio di dati scientifici.



UN FONORELAIS VERAMENTE COMPLETO

Una delle apparecchiature elettroniche che ha più vaste possibilità di applicazione, nei campi più svariati, è senz'altro il cosiddetto « fonorelais »: basilariamente è un relais, che scatta se eccitato da una tensione audio proveniente da un microfono.

I due usi più noti di questo genere di apparecchio, sono: antifurto ed apri-porta.

Però vi sono altre possibili applicazioni su tutta la gamma degli apparati di sicurezza fino alle più curiose « trovate »: ricordo quella di un amico, che rientrando in casa a sera, con dei conoscenti, si divertiva a stupirli emettendo un fischio nell'atrio ed a provocare così l'accensione di tutte le luci di casa, del televisore, e l'apertura del mobile-bar!

Questo articolo vi insegnerà, per esempio, come potete costruirvi un modernissimo relais fonico da applicare alla porta del vostro garage in modo da permettervi di aprirla con un colpo di klakson.

Il fonorelais che descriviamo, è uno strumento completo e può avere svariate applicazioni.

È molto sensibile: un fischietto da arbitro ne eccita lo scatto a distanza di 50 metri, ed usa all'uscita un relais con un forte carico di rottura, per poter pilotare direttamente luci, motorini, o altro che si desidera.

Inoltre, ha ancora una particolarità: può essere reso « selettivo », in modo da agire solo se « riconosce » il vostro fischio, o la tromba della vostra auto.

In tutto usa 5 transistori; quattro dei quali di tipo convenzionale ed uno di potenza per pilotare il relais.

Il circuito è congegnato come in fig. 1.

Come microfono, si usa un piccolo altoparlante per ricevitori tascabili, con il relativo trasformatore.

I rumori, o i suoni, vengono captati, ed applicati al trasformatore sotto forma di impulsi elettrici a bassissimo livello.

Tramite il condensatore C_1 il segnale perviene ad un primo transistor OC 71 che lo amplifica. Nulla da segnalare sullo stadio di questo transistor, a parte (se si vuole) una noticina sulla polarizzazione, ottenuta tramite R_1 , in modo da avere

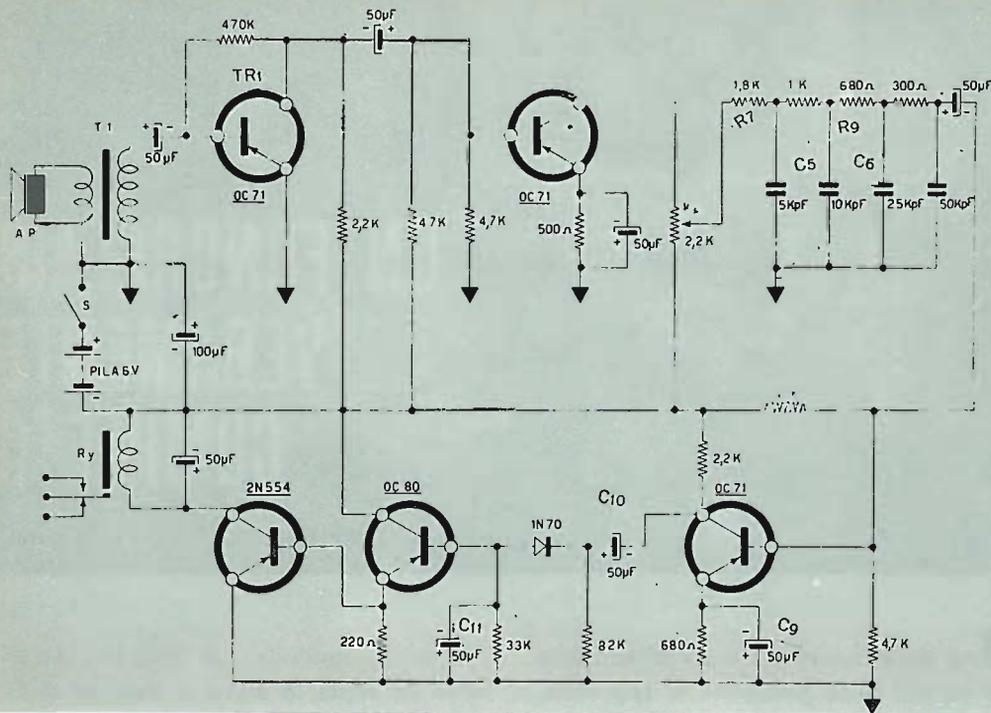


Fig. 1 - Schema elettrico di un fonorelais.

anche una certa controreazione che migliora la risposta audio.

Dal transistore TR_1 , il segnale passa allo stadio del transistore TR_2 , che lo amplifica ulteriormente, in uno stadio tanto classico da essere « scolastico ».

All'uscita del secondo transistore, vi è un potenziometro (in pratica si tratta di un « trimmer » da regolare « una tantum ») che regola la sensibilità del complesso: cioè predispone lo scatto del relais, solo con determinati livelli acustici.

Dal cursore di questo potenziometro (R_6), il segnale viene incanalato attraverso un filtro che elimina i segnali indesiderati, rendendo, come si diceva, « selettivo » questo fonorelais.

Il filtro è costituito dalle resistenze R_7 - R_8 - R_9 - R_{10} , e dai condensatori C_4 - C_5 - C_6 - C_7 : quello schematizzato, è un passa-basso, che taglia tutti i suoni più acuti: ma, volendo, nulla vieta di variare i valori

in modo da ottenere il responso solo per i suoni che si desiderano, come abbiamo già accennato; sul complesso-filtro, diremo solo che non ci si deve stupire dei valori resistivi insolitamente bassi, perchè il tutto è adatto alle basse impedenze in gioco nei circuiti a transistori.

Oltre al filtro, il segnale scelto viene nuovamente amplificato dal transistore TR_3 , quindi è accoppiato ad un diodo 1N70 (DG) che lo rettifica, quindi la tensione ricavata viene « spianata » dal filtro R_{16} - C_{11} .

Il transistore OC80 (TR_4) serve da amplificatore di corrente, e pilota il 2N554 finale: quando dal diodo arriva tensione, l'OC80 conduce una certa corrente, che polarizza il 2N554: accade quindi che il TR_5 , assorbe una corrente assai maggiore attraverso il relais, che scatta dalla posizione di « riposo » a quella di « lavoro ».

Il relais opera al passaggio di una corrente di 200 mA circa, quindi, in pratica

viene eccitato da una potenza di circa $0,6 \div 0,8$ W; però con i suoi contatti può commutare 2 Ampère a 220 Volt: poco meno di mezzo Kilowatt; potenza che è senz'altro sufficiente per qualunque uso casalingo del complesso: in casi specialissimi, come in certi usi industriali, si può sempre usare un servorelais: ma, ripetiamo, in genere questo complesso è **autonomo**.

La costruzione di questo apparecchio è semplicissima: in fondo non si tratta che di un amplificatore per usi speciali: che però non supera la complessità costruttiva di qualsiasi amplificatore audio a transistori capace di erogare un paio di watt.

Ben poche sono le norme cui bisogna attenersi nel cablaggio; più o meno sono le solite, logiche precauzioni: cercare di non invertire i condensatori elettrolitici, non sistemare troppo vicino l'entrata e l'uscita di due stadi consecutivi, osservare attentamente la polarità del diodo (altrimenti il fono-relais si paralizzava), ricordare che il 2N554 ha il collettore connesso alla carcassa, e stare quindi attenti ai cortocircuiti.

Sarà bene, inoltre, essere certi che l'avvolgimento a bassissima impedenza del trasformatore, sia collegata alla bobina mobile dell'altoparlante, e quello a media impedenza sia verso il transistor: nel caso contrario si avrà una subdola reazione dall'apparecchio, che funzionerà, malissimo, con una sensibilità ridicola (bisogna dare un colpo al cono, per ottenere l'azionamento del relais) causando i più neri pensieri al costruttore, che ricercherà dovunque il guasto o l'errore, mai supponendo che l'inefficienza sia dovuta alla semplice inversione del trasformatore!

Montato il complesso, può darsi che tutto vada bene, e che si abbia un fun-

zionamento deciso e stabile dall'inizio: però a causa delle tolleranze costruttive delle varie parti, può anche darsi che si verifichino inconvenienti.

Quelli che si possono riscontrare sono i seguenti:

1) Che il relais non accenni minimamente a chiudersi, nemmeno urlando davanti all'altoparlante-microfono. Se non vi sono errori di cablaggio, siete sbadati! Avete dimenticato il controllo di sensibilità R_6 al minimo.

2) Che il relais « balbetti » (o « chattered » per dirla con un neologismo tecnico che fa invidia alle più quotate espressioni onomatopiche). In questo caso, sempreché R_6 sia regolato nella giusta misura, potete aver dimenticato di montare C_{13} in parallelo alla bobina, oppure C_{11} ha una capacità inferiore a quella denunciata dalla sua etichetta: il rimedio più pratico è di aumentarlo ponendone in parallelo uno o più da 10 μ F ciascuno.

3) Che il relais non torni a riposo cessato il suono eccitatore: è il caso inverso al precedente; C_{13} o C_{11} o tutti e due, hanno una capacità più elevata di quella nominale.

4) Che si ottenga lo scatto del relais con difficoltà, con suoni molto forti, e con R_6 regolato per la massima sensibilità. In questo caso, vi siete ricordati che esiste il filtro $R_7 - R_8 - C_4 - C_5$ ecc. ecc.? Può darsi che il suono con cui vorreste azionare il relais venga tagliato dal filtro: ridimensionate i valori, ma prima, per accertarvi che la sede dell'inconveniente sia proprio il filtro, provate a cortocircuitarlo, con un filo che congiunga il cursore di R_6 a C_8 .

5) Che appena si dia tensione, il relais scatti e resti attratto 5-6 secondi, prima che il tutto sia « pronto ». Questo è un vizio congenito dell'apparecchio, che deriva dalla carica dei vari condensatori:

niente di male se il fono-relais viene mantenuto sempre in funzione, altrimenti... non c'è che da aspettare che passino i cinque o sei secondi e che il relais torni in riposo, pronto a scattare con il minimo suono.

6) Il « chatter » del relais non si arresta dopo aver modificato C_{11} ; in questo caso, esiste un innesco parassita che ha trasformato due o tre stadi in un « multivibratore lento »; invece di scattare con il suono, il relais vibra con il segnale generato dallo stesso apparecchio: di solito è facile smorzare inneschi del genere aumentando a 200 μF la capacità di C_{12} .

Se proprio siete sfortunatissimi, vi toccherà dividere l'alimentazione, « tagliando » con una resistenza da 50 ohm, la linea negativa fra TR_2 e TR_3 o TR_3 e TR_4 , e collegando un altro condensatore da 100 μF oltre la resistenza, in modo che C_{12} , la resistenza ed il condensatore aggiunti, formino un filtro a π anti oscillazione.

Con questi consigli, dettati da una specifica esperienza, spero di non aver spaventato gli eventuali costruttori: torno a dire, che di solito non occorrono le operazioni elencate, e che i difetti potenziali restano tali: ma, non si sa mai!

G. B.

ELENCO MATERIALI

Fonorelais veramente completo

n° 1	Resist. da 470 k Ω 1/2 W 10 %	D/32
» 1+1	Resist. da 2,2 k Ω 1/2 W 10 %	D/32
» 1+1	Resist. da 47 k Ω 1/2 W 10 %	D/32
» 1+1	Resist. da 4,7 k Ω 1/2 W 10 %	D/32
» 1	Resist. da 500 Ω 1/2 W 10 %	D/32
» 1	Resist. da 1,8 k Ω 1/2 W 10 %	D/32
» 1	Resist. da 1 k Ω 1/2 W 10 %	D/32
» 1+1	Resist. da 680 Ω 1/2 W 10 %	D/32
» 1	Resist. da 300 Ω 1/2 W 10 %	D/32
» 1	Resist. da 220 Ω 1 W 10 %	D/42
» 1	Resist. da 33 k Ω 1/2 W 10 %	D/32
» 1	Resist. da 82 k Ω 1/2 W 10 %	D/32
» 1	Potenz. da 2 k o 2,5 k lin. s.	D/243
» 1	Condens. da 5 kpF - 1500 V	B/255
» 1	Condens. da 10 kpF - 1500 V	B/256
» 1	Condens. da 25 kpF - 1500 V	B/258
» 1	Condens. da 50 kpF - 1500 V	B/261
» 1	Condens. elettrol. 50 μF 25 V	B/363
» 1	Condens. elettrol. 100 μF 25 V	B/364

T_1 = Trasformatore d'uscita (p. transistori) impedenza B.M. 10 ÷ 12 Ω

AP = Altoparlante

Diodo 1 N 70

TR_1 - TR_2 - TR_3 = n° 3 transistori OC 71

TR_5 = n° 1 transistoro 2N554 (OC28)

TR_6 = n° 1 transistoro OC 80

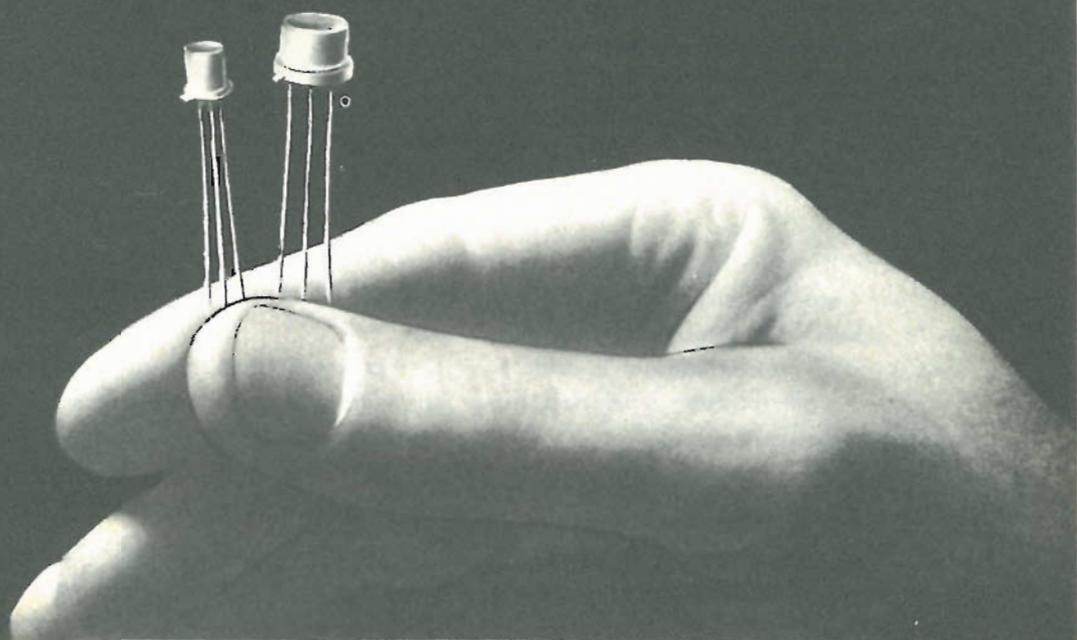
R_y = Relais GBC

S = Interruttore unipolare GBC

A/407

G/1485

G/1101



TRANSISTOR MESA PER ALTA FREQUENZA

In quest'articolo vengono messi in particolare evidenza alcuni interessanti problemi incontrati nella costruzione dei transistor « mesa » per alta frequenza; essi riguardano sia la formazione dello strato della base, ottenuto per diffusione, sia il processo di evaporazione nel vuoto impiegato per la formazione dell'emettitore e del contatto della base.

Il fattore che determina maggiormente il funzionamento del transistor alle frequenze elevate è rappresentato dalla distanza tra le giunzioni dell'emettitore e del collettore, (spessore della base) che, come è noto, deve essere ridottissimo. I minimi spessori di base dei transistor con giunzione ottenuta con il normale pro-

cesso « di lega » non consentono un buon funzionamento oltre la frequenza di 30 MHz. Date le innumerevoli difficoltà inerenti al controllo del processo di lega, tutti i tentativi sperimentati per costruire transistor capaci di funzionare a frequenze più elevate si sono dimostrati vani. C'è da considerare inoltre che via via che si cerca di

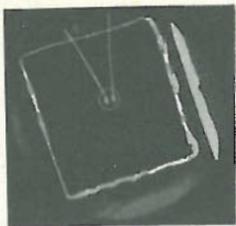


Fig. 1 - Fotografia di una porzione di una piastrina di germanio come appare dopo la formazione dei mesa.

augmentaré la frequenza riducendo lo spessore della base, aumenta di pari passo anche la capacità emettitore-collettore, che, come è noto, rappresenta un considerevole ostacolo per un buon funzionamento alle frequenze elevate.

Con l'introduzione dei transistor «drift», nei quali si sfrutta un campo acceleratore prodotto nello strato della base da un gradiente controllato di impurità contenute nella base stessa e nei quali le dimensioni dell'emettitore e del collettore vengono ulteriormente ridotte, si è riusciti a realizzare transistor funzionanti fino alle frequenze di 100 MHz.

I considerevoli progressi, tuttora in atto, nella conoscenza e nel controllo dei processi di diffusione delle impurità (donatori e accettori) all'interno del germanio e l'introduzione del processo di evaporazione sotto vuoto (tecnica « mesa ») hanno consentito di produrre transistor con spessore della base e superficie delle regioni attive ancora più ridotte così da consentire un funzionamento continuo fino alla frequenza di 500 MHz. Il metodo impiegato nella fabbricazione dei transistor « mesa » consente inoltre di produrre, in una sola volta e su una singola piastrina di germanio, un gran numero di transistor. In questo modo, subendo ogni transistor un identico trattamento, si ha il vantaggio

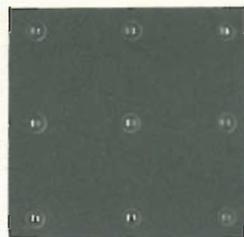


Fig. 2 - Transistor completo indicante i collegamenti alle strisce dell'emettitore e della base.

di ridurre considerevolmente la dispersione delle caratteristiche dei transistor milionesimi.

Il processo di fabbricazione dei transistor « mesa » può essere suddiviso in sei fasi diverse.

1 - Preparazione del germanio di tipo P

La resistività del germanio di tipo P è il fattore principale che determina il valore della capacità del collettore del transistor finito. È noto come per avere un basso valore di capacità si richiede che la resistività del materiale sia elevata. D'altra parte la resistenza di saturazione del collettore, che deve essere più bassa possibile, è direttamente proporzionale al valore della resistività.

In un transistor destinato ad essere impiegato come amplificatore, la capacità del collettore è un parametro molto importante e la resistività del germanio impiegato deve essere di circa 1 ohm/cm. Per un transistor da impiegare in un circuito di commutazione, ha più importanza la resistenza di saturazione del collettore; in questo caso, dovrà essere impiegato germanio con resistività più bassa (circa 0,2 ohm/cm).

In alcuni casi, se si desidera ottenere bassi valori sia della capacità che della resistenza di saturazione del collettore, si

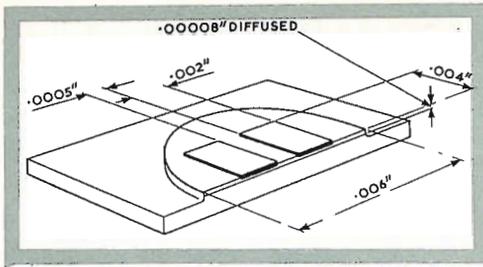


Fig. 3 - Disegno schematico raffigurante le dimensioni di un transistor mesa da impiegare come amplificatore a 100 MHz con dissipazione al collettore di 50 mW.

rende necessario un opportuno trattamento delle piastrine di germanio prima che venga depositato per diffusione lo strato della base.

Il germanio, viene « affettato » in piastrine di superficie di circa 3 cm² con facce parallele al piano del cristallo (111) e molate fino allo spessore di circa 200 μ. Successivamente queste piastrine sottostanno ad un trattamento chimico, in una soluzione di acido cloridrico e acetico che le riduce ulteriormente allo spessore di 75 μ rendendo nello stesso tempo le superfici pulitissime e levigatissime.

2 - Formazione dello strato di base di tipo N per diffusione

Lo strato di base di tipo N di un transistor che deve lavorare alla frequenza di 100 MHz e più, deve avere uno spessore di 2,5 μ. Questo sottilissimo strato di base è ottenuto grazie ad un processo di diffusione mediante il quale le impurità di tipo N possono penetrare all'interno della piastrina di germanio di tipo P. Il processo di diffusione si attua riscaldando la piastrina di germanio in un vapore saturo di impurità di tipo N (arsenico o antimonio). La concentrazione delle impurità di tipo N all'interno della piastrina ha andamento

pressochè esponenziale. Nel punto in cui la concentrazione delle impurità N e quella delle impurità P diventa uguale si forma una giunzione P-N.

Tutti gli elementi che intervengono in questo processo di diffusione devono essere controllati attentamente se si vuole ottenere sulla superficie delle piastrine quella data concentrazione di impurità da cui dipendono, in gran parte, le caratteristiche finali dell'emettitore e della base come pure la distanza tra superficie esterna e giunzione interna P-N.

Innanzitutto l'andamento del processo di diffusione può essere controllato agendo opportunamente sulla temperatura, sul tempo di diffusione e sulla concentrazione delle impurità di tipo N contenute nel vapore.

Dopo che la piastrina è rimasta per circa 3 ore alla temperatura di 700° C nel forno si forma una giunzione P-N distante dalla superficie della piastrina circa 2,5 μ. Una variazione di 3° C di temperatura a 700° C, facilmente ottenibile, consente di spostare del 5 % la distanza complessiva della giunzione dalla superficie della piastrina.

Il controllo delle impurità contenute nel gas è effettuato facendo in modo che il gas stesso prima di sostare sopra le piastrine di germanio contenute nel forno di diffusione, venga soffiato sopra impurità contenute in un apposito forno preriscaldatore.

Il controllo dello spessore dello strato diffuso si effettua tagliando verticalmente una piastrina che in precedenza abbia subito il processo di diffusione e mettendo in evidenza la giunzione P-N mediante opportuna colorazione del germanio di tipo

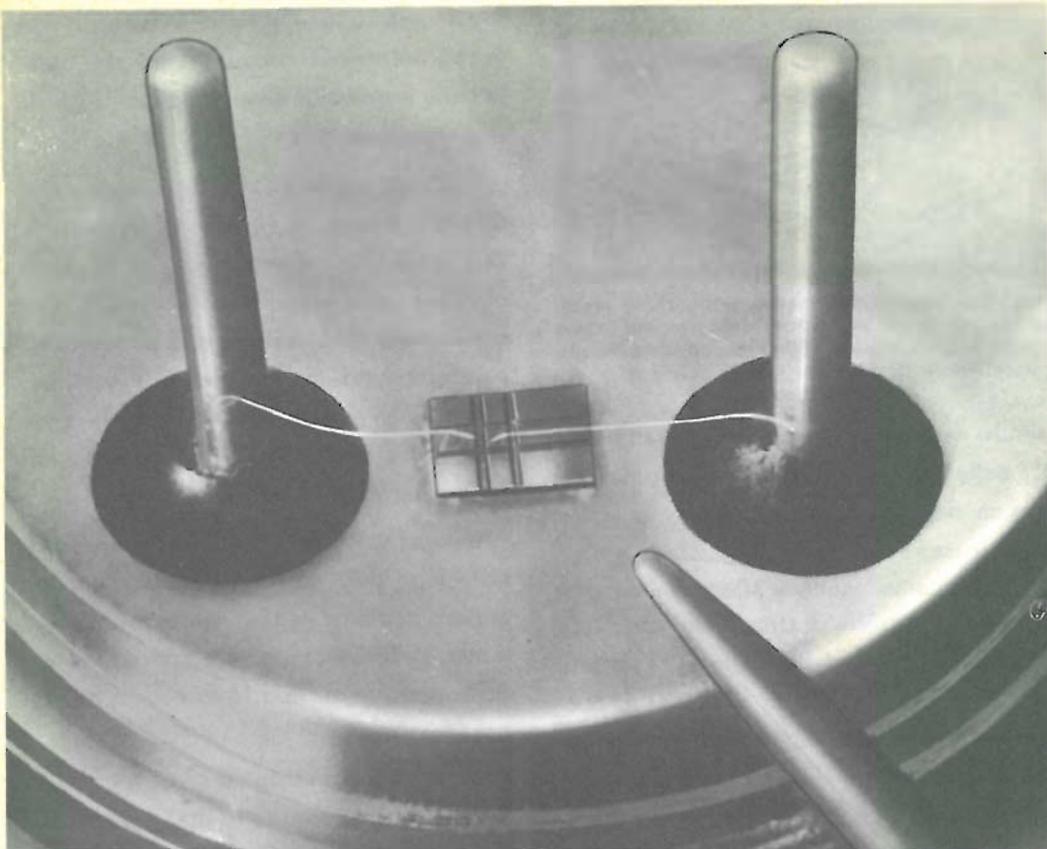


Fig. 4a - Transistor mesa NPN per UHF con frequenza di taglio di 500 MHz, prodotto dalla IBM (ingrandito 14 volte).

P e misurando successivamente la distanza della giunzione dalla superficie della piastrina stessa. L'impiego di raffinate tecniche ottiche permette di misurare distanze di circa $2,5 \mu$ con una precisione di $\pm 10 \%$. La concentrazione delle impurità nella regione diffusa si ottiene misurando la resistenza del sottile strato di tipo N.

3 - Processo di evaporazione e di lega per l'ottenimento dei contatti di emettitore e di base

I contatti di emettitore e di base vengono ottenuti per evaporazione e per lega. Si comincia col portare a contatto della superficie della piastrina precedentemente diffusa, una opportuna mascherina con fen-

diture di adatte dimensioni (25μ e 100μ rispettivamente per l'emettitore e per la base). L'insieme viene successivamente riscaldato in una camera di evaporazione dove è stato praticato un vuoto di circa 10^{-5} mm di mercurio. Due sorgenti di vapore, una di alluminio per la formazione degli emettitori e l'altra formata da una lega di oro-antimonio per la formazione dei contatti di base, vengono disposte in modo che evaporando sulla superficie della piastrina di germanio formino coppie di strisce che costituiranno i futuri emettitori e le future basi del transistor. Con la tecnica della mascherina, ad ogni processo di evaporazione si possono formare, su una singola piastrina di germanio della super-

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. 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

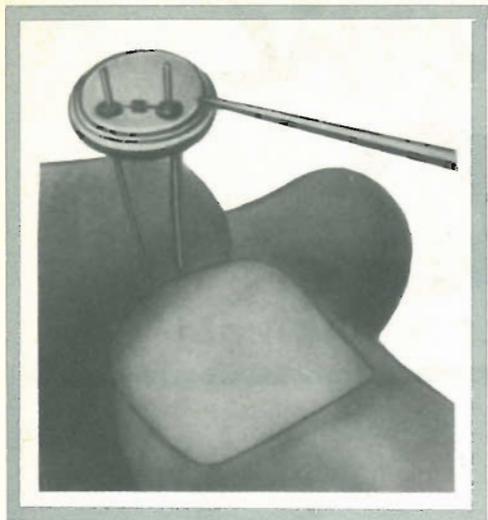


Fig. 4b - Dimensioni naturali del transistor mesa IBM indicato in fig. 4a.

ficie di $3,5 \text{ cm}^2$, circa 800 coppie di strisce.

Le strisce di alluminio e di oro-antimonio vengono « legate » al sottostante strato di germanio nell'apparecchiatura a vuoto.

Compiuto il processo di lega, una parte di alluminio rimarrà allo stato solido nel germanio così da formare sotto ogni striscia di alluminio un sottile strato di germanio di tipo P. Analogamente, sotto ciascuna striscia di oro-antimonio si formerà uno strato di germanio N fortemente drogato.

La superficie dei contatti dell'emettitore e della base, la loro distanza e la profondità dell'emettitore « legato » hanno grande influenza sulle caratteristiche del futuro transistor specialmente per ciò che riguarda il suo comportamento alle frequenze elevate.

Le dimensioni dei contatti degli emettitori e della base risultano definite essenzialmente dalle fessure praticate nella maschera di evaporazione. La maschera è ottenuta per fotoincisione ed elettrolitica. Queste tecniche consentono di raggiungere una precisione estrema. Per conoscere il vero spessore della base del transistor si

deve sottrarre dallo spessore dello strato N diffuso della base lo strato dell'emettitore « legato ». È perciò importante che questo strato sia accuratamente controllato. I fattori da cui dipende sono: lo spessore e la superficie di contatto dell'alluminio evaporato e la temperatura a cui avviene il processo di lega. Il processo di evaporazione consente di poter depositare accuratamente uno strato controllabile dello spessore di circa 2000 Angstrom. Alla temperatura di 520°C , normale temperatura di lega, lo spessore dell'emettitore legato è circa $0,004 \mu$: una variazione nella temperatura di lega di soli 20°C produce una variazione del 10% in questo sottile strato.

Uno degli inconvenienti incontrati nel processo di evaporazione e di lega è costituito dalla dispersione dell'oro sulla piastrina di germanio oltre la superficie definita dalla maschera di evaporazione. Tale dispersione nuoce alle caratteristiche dell'emettitore e può essere eliminata mediante un forte trattamento chimico della piastrina stessa. Il problema può essere risolto pulendo accuratamente le piastrine prima dell'evaporazione e controllando l'apparecchiatura per il vuoto e la temperatura di lega.

4 - Formazione dei mesa che definiscono la superficie dei collettori

A questo punto si provvede ad eliminare lo strato diffuso di tipo N ad eccezione, s'intende, di quello della zona dove si trovano le coppie di strisce: si definisce in questo modo la superficie attiva di ciascuna giunzione collettore-base. Questa operazione si effettua ricoprendo opportunamente con della cera la superficie dove si trovano le coppie di strisce e asportando, mediante attacco chimico, un certo



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.
Nastro Normale	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
Nastro Long Playing	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
Nastro doppia durata	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



spessore di materiale (circa 5μ); « i plateau o mesa » vengono in tal modo ad essere sopraelevati.

La cera viene colata su una mascherina munita di fori praticati in corrispondenza di ciascuna coppia di strisce. La zona ricoperta di cera deve essere più ridotta possibile in modo che anche la superficie base-collettore e quindi anche la capacità di collettore risulti ridotta; questa zona è, in generale, di forma circolare con diametro di circa 150μ . Questa seconda maschera è ottenuta con un processo analogo a quello usato per fare la maschera di evaporazione descritta più sopra. Essa consente di controllare nella maniera più accurata la superficie base-collettore. L'aspetto della piastrina dopo la formazione dei mesa è indicato in fig. 1.

5 - Montaggio delle singole unità sul supporto

La piastrina viene suddivisa nelle rispettive unità mediante incisione con diamante e successiva frammentazione. Questa operazione deve esser fatta con molta cura per evitare di danneggiare le giunzioni dell'emettitore e del collettore. Le singole unità così ottenute vengono successivamente saldate su piastrine di molibdeno ricoperte di oro alle quali viene saldato il terminale del collettore. Per applicare i collegamenti alle strisce dell'emettitore e della base vengono escluse le tecniche convenzionali a causa delle ridotte superfici delle strisce medesime e del sottile strato dell'emettitore. Viene impiegato in questo caso un processo di « termocompressione » mediante il quale sono messi a contatto delle strisce stesse fili di oro di diametro inferiore alla larghezza delle stri-

sce; una estremità di ciascun filo viene pressata sulle rispettive strisce con una punta di zaffiro con una forza di circa 10 gm alla temperatura di 320°C .

L'altra estremità del filo di oro viene fissata con lo stesso procedimento al rispettivo terminale di uscita del transistor. L'apparecchiatura richiesta per effettuare questa operazione (bonding) deve consentire di poter disporre il filo nel modo più accurato; dovranno essere controllate con molta precisione sia la pressione della punta di zaffiro che la temperatura.

Questa operazione è la più costosa tra quelle che intervengono nei processi di fabbricazione dei transistor mesa in quanto, a questo punto, ciascun transistor deve essere trattato singolarmente. Un transistor completo con i collegamenti applicati alle strisce della base e dell'emettitore è indicato in fig. 2.

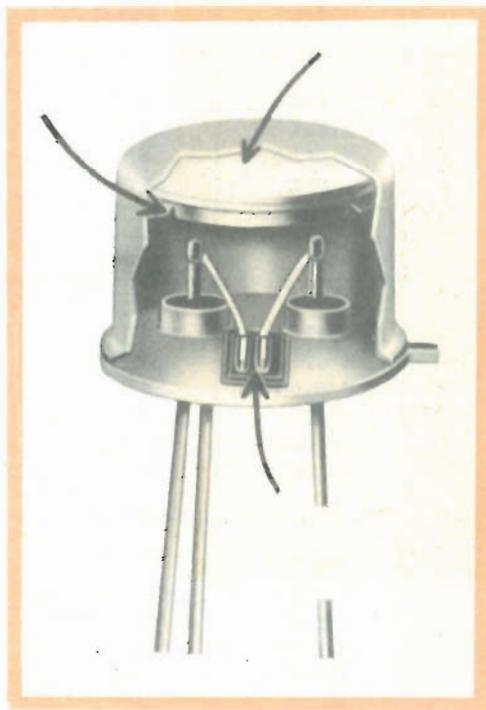


Fig. 5 - Tipico transistor « mesa »

6 - Incapsulamento del transistor

I metodi usati nella fabbricazione dei transistor mesa, descritti più sopra, rendono inutile il solito energico trattamento chimico richiesto, prima dell'incapsulamento, per rimuovere il materiale conduttore che potrebbe cortocircuitare la giunzione emettitore-base con la giunzione collettore-base; ciò dipende, ovviamente, dalla accuratezza impiegata nello stadio di evaporazione sotto vuoto ed in quello dove avviene il processo di lega.

L'unico trattamento chimico cui sottostà il mesa consiste in una breve immersione

in perossido di idrogeno caldo oppure in una soluzione di acido fluoridrico o perossido di idrogeno. Dopo questo attacco chimico, il transistor viene abbondantemente lavato in acqua dionizzata e successivamente essiccato in aria.

Prima del definitivo incapsulamento, il transistor montato ed il relativo involucro vengono « cotti » sotto vuoto (circa 10^{-4} mm di mercurio) alla temperatura di circa 300°C per molte ore. Ciò serve ad eliminare qualsiasi traccia di vapore acqueo. Viene quindi effettuata l'incapsulatura del transistor.

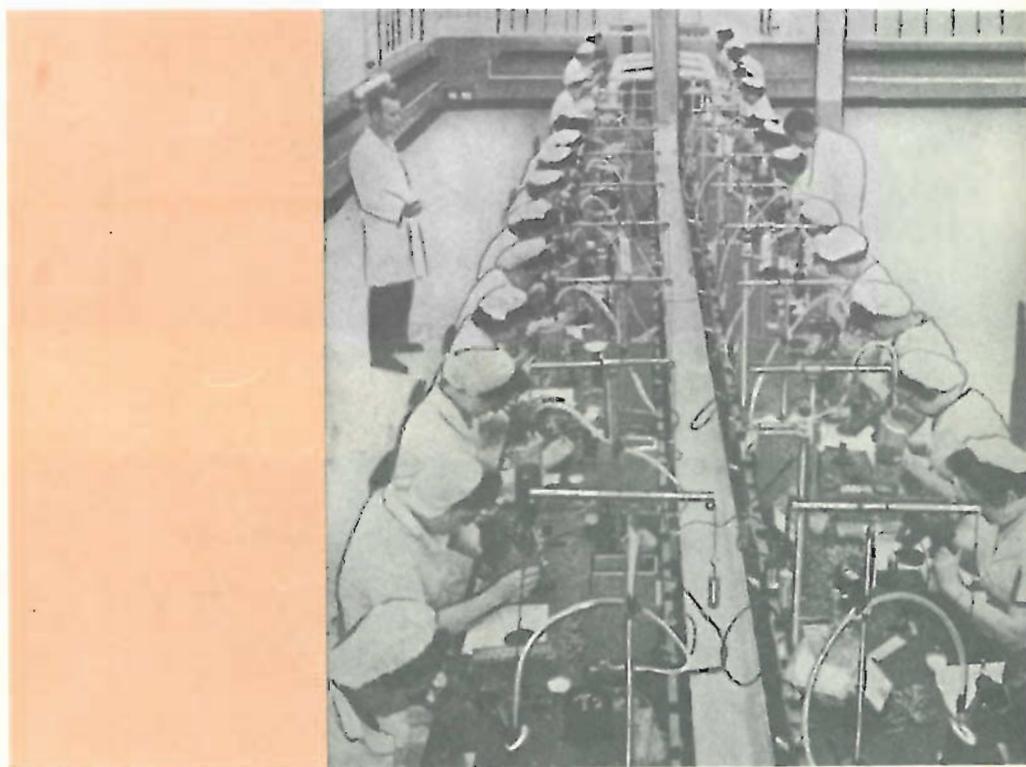


Fig. 6 - Il fissaggio dei terminali della base e dell'emettitore col metodo della « termocompressione » deve essere effettuato e controllato mediante microscopio binoculare.

Vantaggi della costruzione mesa

Le principali caratteristiche elettriche dei transistor « mesa » dipendono :

- a) dalla resistività del germanio iniziale di tipo P ;
- b) dalle proprietà dello strato N diffuso, cioè dal suo spessore e dalla sua distribuzione ;
- c) dalla superficie dell'emettitore ;
- d) dalla distanza tra le strisce di emettitore e di base ;
- e) dalla superficie del collettore.

Tutti questi parametri vengono controllati automaticamente, su ciascuna piastrina,

mediante il controllo delle proprietà elettriche della piastrina stessa e dei processi di diffusione e di evaporazione, che come abbiamo detto sopra, possono essere verificati molto accuratamente.

Il grande vantaggio di questo sistema è quello di produrre contemporaneamente un gran numero di transistor i quali, avendo subito gli stessi trattamenti elettrochimici, risultano più uniformi nelle loro caratteristiche e, senza dubbio, non hanno quel valore elevato di dispersione dei parametri, caratteristico dei transistor prodotti con il normale processo di lega.

(Rielaborato da *British Communications and Electronics*)

L. C.

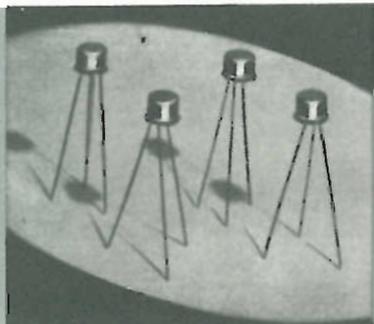


Fig. 7 - Alcuni transistor « mesa » al silicio.

1° Salone Internazionale del Componente Elettronico

Sviluppando i concetti espressi in occasione di una precedente Assemblea, si è riconosciuta l'opportunità che già in occasione della XXVIII Mostra Nazionale Radio e Televisione (5-12 settembre 1962) e precisamente i giorni 10-11 e 12 settembre siano dedicati a Convegni Tecnici sui seguenti temi:

- 1° - Semiconduttori
- 2° - Condensatori al tantalio
- 3° - Materiali ceramici
- 4° - Memorie magnetiche

Come si vede, l'impegno che si assume il Comitato Esecutivo della Mostra Nazionale Radio e Televisione è molto rilevante e si prevede in ogni modo che tale iniziativa risulti gradita agli Associati della A.N.I.E. e sia quindi coronata da successo.

PL 500 :

NUOVO PENTODO FINALE DI RIGA
CON ANODO A SCOMPARTI

I moderni cinescopi a 110° , a collo accorciato, richiedono, per la piena deflessione del pennello elettronico, una maggiore potenza sullo stadio finale di riga.

A questa nuova esigenza si è, in parte, venuti incontro aumentando sia la sensibilità delle bobine di deflessione che il tempo di ritorno dei trasformatori di riga; ma la vera soluzione di questo problema non poteva essere fornita che da una nuova valvola finale capace di dare un picco di corrente anodica superiore del $15\div 20\%$ di quello fornito, ad esempio, dal pentodo PL 3, attualmente impiegato negli stadi finali di riga. Dopo molti esperimenti è stata ora realizzata dalla Philips la nuova valvola PL 500 che soddisfa brillantemente le esigenze della deflessione di 110° .

Criteria costruttivi

Il problema principale che il progettista di una valvola di potenza deve risolvere è quello di ridurre al minimo la perdita di potenza nei vari elettrodi e, in modo speciale, quella della griglia schermo. Poichè questa, per sua naturale posizione, è circondata dall'anodo, il calore che su di essa s'accumula non può essere disperso per irraggiamento in quanto l'anodo, bombardato dagli elettroni, si trova sempre ad una temperatura più elevata.

Si rimedia in parte a questo inconveniente saldando sulla parte terminale superiore dei supporti della griglia schermo delle « bandierine di raffreddamento »; ciò però non impedisce che, in presenza di elevate correnti anodiche di picco, la griglia schermo non venga surriscaldata ed il massimo valore di dissipazione ammesso su questo elettrodo, superato.

Per questi motivi, tutti i costruttori di valvole hanno, di volta in volta, elaborato vari sistemi per abbassare la corrente di griglia schermo e aumentare quindi il rapporto tra corrente anodica e corrente di griglia schermo (I_a/I_{g2}).

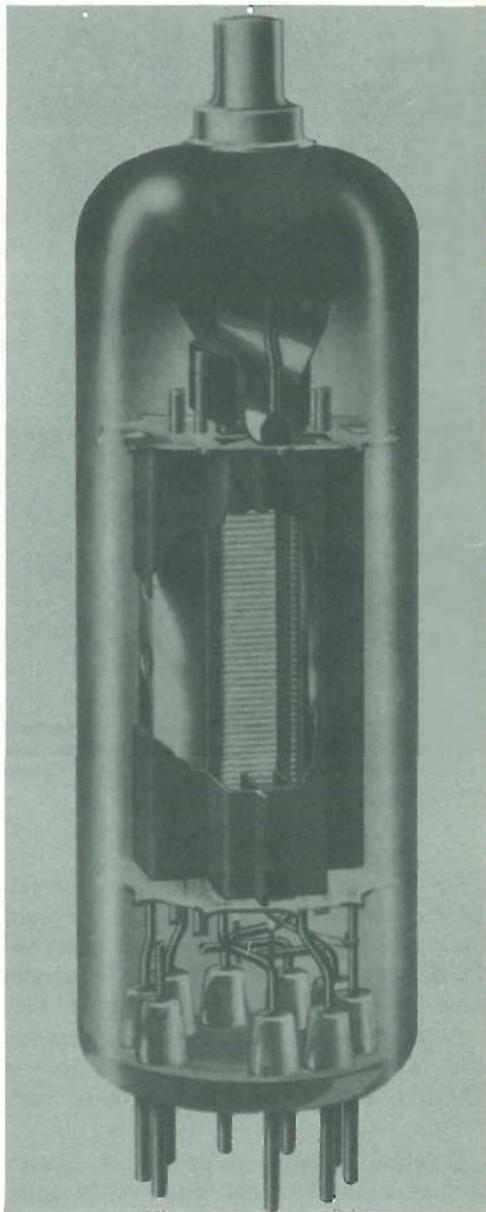


Fig. 1 - Spaccato ingrandito del nuovo pentodo per televisione PL 500. Il rapporto tra corrente anodica e corrente di griglia schermo (I_a/I_{g2}) veramente elevato è stato ottenuto sopprimendo i nocivi effetti dell'emissione secondaria mediante un nuovo tipo di anodo denominato « cavitrap ». La struttura interna della valvola è visibile attraverso l'apertura praticata sullo stesso anodo cavitrap parzialmente asportato. La valvola ha un nuovo fondello denominato « magnoval ».

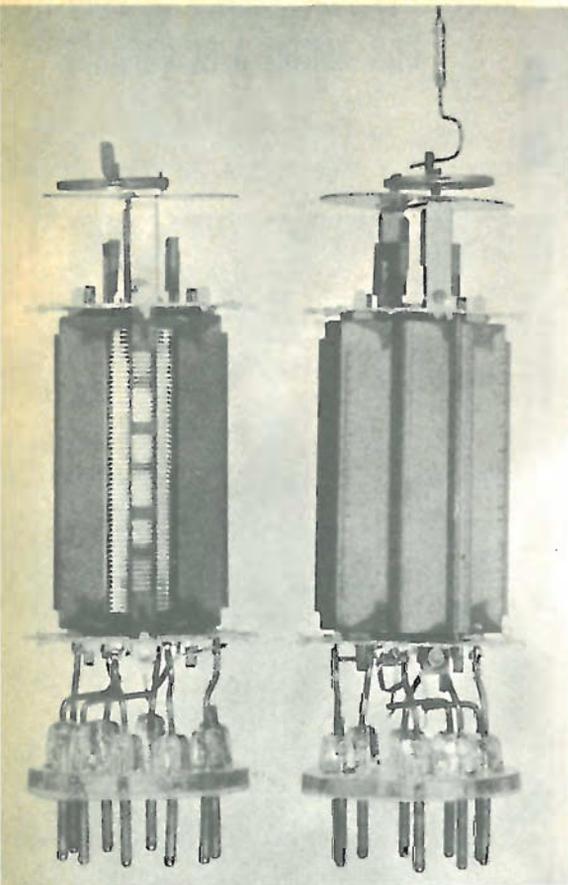


Fig. 2 - Sistema elettrodico ingrandito del pentodo finale di riga PL 500; a sinistra è presente solo « l'anodo interno » a destra è stato aggiunto « l'anodo esterno ».

Un sistema pratico e semplice normalmente impiegato per aumentare questo rapporto consiste nel distanziare maggiormente le spire che formano la griglia schermo e nel ridurre il diametro del filo.

Ovviamente, però, per non compromettere la stabilità meccanica della griglia schermo, non si può andare oltre certi limiti.

Un'altra brillante soluzione di questo problema consiste nel disporre le spire della griglia schermo « nell'ombra » di quelle della griglia controllo (spire delle due griglie su di uno stesso piano).

In questa maniera viene ridotta considerevolmente la corrente catodica inter-

cettabile dalle spire della griglia schermo in quanto, gli elettroni primari, in arrivo dal catodo, se colpiscono una spira della griglia controllo, non possono colpire anche la successiva spira della griglia schermo. Ciò perchè questa risulta automaticamente protetta trovandosi esattamente dietro la prima.

Questo sistema è tuttora impiegato nella costruzione dei pentodi finali PL 36 e PL 81 (vedi fig. 2).

La tecnica delle « griglie in ombra » è stata poi ulteriormente migliorata mediante una appropriata scelta della distanza fra le due griglie e dei « passi » delle loro spire.

Questi due fattori, combinati con opportuni valori delle tensioni applicate alle due griglie, determinano **la distanza focale della lente elettronica formata da queste ultime.**

Quando il fuoco di questa lente, visto dal catodo, si trova sul piano longitudinale della griglia schermo o immediatamente dietro di esso, il numero di elettroni che possono colpire le spire della griglia schermo è il più basso possibile (vedi fig. 2).

Emissione secondaria

La corrente di griglia schermo è formata oltre che dagli elettroni « primari » provenienti dal catodo, anche dagli elettroni « secondari » estratti dall'anodo al momento dell'urto degli elettroni primari sull'anodo stesso.

La frazione di corrente di griglia schermo formata dagli elettroni secondari assume particolare importanza nelle valvole finali di riga per il fatto che, durante la scansione di una riga, la tensione presente sull'anodo della valvola diventa più bassa di quella applicata alla griglia schermo per cui la griglia schermo viene a trovarsi, in questo intervallo di tempo, nelle condizioni ideali per attirare gli elettroni estratti dall'anodo per emissione secondaria.

Un rimedio per impedire l'emissione secondaria consiste nel disporre sulla super-

IL NUOVO SALDATORE A PINZA ORYX

UNICO NEL SUO GENERE

Le temperature ottenute sulle punte che permettono di sciogliere facilmente i tipi più moderni di stagno a bassa temperatura, proteggendo i metalli e i semiconduttori; l'isolamento termico che impedisce il surriscaldamento del manico; il disegno del manico stesso che permette un lavoro preciso evitando che l'operatore si stanchi; la leggerezza di solo un'oncia e il funzionamento a basso voltaggio che assicura sicurezza ed economia, fanno di questo saldatore un attrezzo pregiato ed indispensabile.

le 3 versioni dell'ORYX

L/408-2 Saldatore « Oryx »

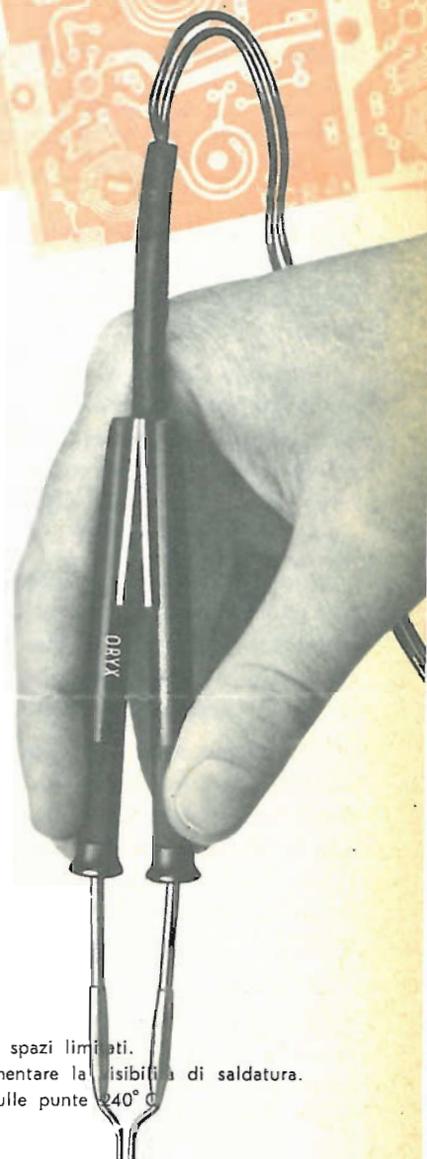
Originale soluzione tecnica per applicazioni su circuiti elettronici entro spazi limitati. Questo modello contiene punte concave in acciaio inossidabile per aumentare la visibilità di saldatura. Potenza: 5 W per punta - alimentazione: 6 V cc o ca - temperatura sulle punte 240° C
Mod. TV 5 - Prezzo di listino L. 12.700

L/408-3 Saldatore « Oryx » a pinza

Microminiatura per applicazioni generali: relais, circuiti stampati ecc. Potenza: 7 W per ogni punta - alimentazione: 6 V cc o ca - temperatura sulle punte 250° C
Mod. TV 6 - Prezzo di listino L. 12.700

L/408-4 Per lavori in miniatura generali, ma su scala più grande.

Potenza: 9 W per ogni punta - alimentazione: 6 V cc o ca - temperatura sulle punte 370° C
Prezzo di listino L. 12.700



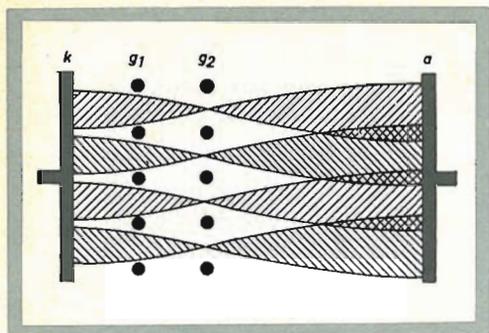


Fig. 3 - Disposizione schematica delle spire della griglia controllo e della griglia schermo per ottenere « l'effetto ombra ». K = catodo, g_1 = griglia controllo, g_2 = griglia schermo, a = anodo.

ficie dell'anodo bombardato dagli elettroni primari uno strato di materiale con coefficiente di emissione secondaria molto basso.

Il rimedio classico, però, consiste nell'inserire tra griglia schermo e anodo una terza griglia che, essendo elettricamente collegata al catodo, annulla, in parte, la emissione secondaria (griglia soppressore).

La griglia soppressore non può comunque eliminare completamente questo inconveniente, soprattutto quando il pentodo lavora in prossimità del ginocchio della curva caratteristica anodica.

L'emissione secondaria può essere inoltre considerevolmente ridotta mediante piastrine disposte opportunamente fra griglia schermo e anodo; esse concentrano, su di una limitata superficie dell'anodo, il fascio di elettroni (valvole a fascio elettronico).

In questo caso, tra griglia schermo e anodo, si forma una carica spaziale, la quale, in una posizione intermedia, assume un potenziale minimo inferiore a quello dell'anodo.

Questa zona a basso potenziale sostituisce virtualmente la griglia soppressore.

Anche in questo caso si evita che gli elettroni secondari emessi dall'anodo pos-

sano essere raccolti dalla griglia schermo quando l'anodo assume potenziali inferiori a quelli presenti sulla griglia schermo.

Anodo a scomparti

L'introduzione dell'anodo a scomparti, caratteristica del pentodo PL 500 rappresenta un nuovo ed originale sistema che annulla quasi completamente gli effetti nocivi prodotti dall'emissione secondaria.

In riferimento alla fig. 4 un elettrone primario arrivando a grandissima velocità su un punto dell'anodo, estrae un considerevole numero di elettroni secondari che si dirigono in tutte le direzioni.

Se la parte anodica colpita si trova in un piano parallelo a quello della griglia schermo, **tutti** questi elettroni secondari possono dirigersi verso griglia schermo ed essere attratti da questa.

Se invece la parete anodica colpita è disposta su un piano ortogonale al piano della griglia schermo, soltanto il 50 % degli elettroni secondari emessi può raggiungere la griglia schermo.

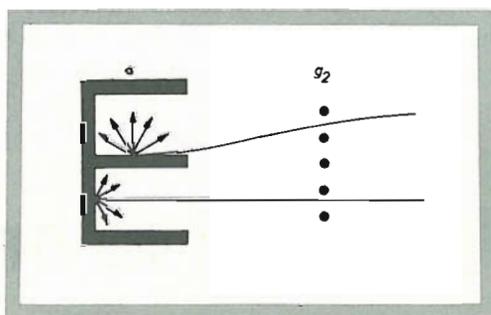


Fig. 4 - Direzione degli elettroni secondari in un anodo a scomparti.

Nello scomparto superiore è indicata la direzione degli elettroni secondari emessi da un determinato punto di una parete disposta ortogonalmente rispetto alla superficie della griglia schermo g_2 .

Nello scomparto inferiore è indicata la direzione degli elettroni secondari emessi da una parete disposta parallelamente al piano della griglia schermo.

Inserendo quindi in un anodo convenzionale, da una parte e dall'altra della griglia schermo, una serie di pareti divisorie, disposte in un piano perpendicolare a quello della griglia schermo, si otterrà una particolare esecuzione denominata **anodo a scomparti**.

Le superfici di questi scomparti sono ovviamente tutte equipotenziali per cui gli elettroni secondari non verranno sollecitati da alcun campo elettrico e rimarranno **intrappolati** negli stessi scomparti.

Soltanto una parte limitata di essi, ed esattamente quella con componente di velocità perpendicolare al piano della griglia schermo, potrà raggiungere quest'ultima.

Questi scompartimenti anodici sono quindi delle vere e proprie « trappole » per la maggior parte degli elettroni secondari.

L'anodo « trappola » funzionerà tanto più egregiamente quanto più profondi saranno gli scomparti e quanto più stretta sarà la loro apertura verso la griglia schermo.

La suddivisione dell'anodo in molti scomparti contribuirebbe senza dubbio ad annullare l'emissione secondaria, ma aumenterebbe considerevolmente il costo della valvola.

Nella PL 500 la parte attiva dell'anodo risulta suddivisa in tre scompartimenti e la corrente di griglia schermo risulta la

metà di quella che si avrebbe con anodo normale.

Le figure 5 e 6 indicano, in maniera evidente, i benefici effetti ottenuti con l'impiego dell'anodo a scomparti; le curve tratteggiate, si riferiscono ad un pentodo normale, e quelle a tratto pieno, alla PL 500.

La corrente anodica nel tratto al di sopra del ginocchio della curva è aumentata considerevolmente in quanto, gli elettroni secondari, non potendo più raggiungere la griglia schermo, vanno ad aumentare la corrente anodica; naturalmente anche il rapporto I_a/I_{g2} , nel tratto di curva al di sopra del ginocchio, risulta considerevolmente aumentato.

Costruttivamente, l'anodo della PL 500 è composto da tre elementi, v. fig. 7.

Innanzitutto, vengono fissate sui ponti di mica le pareti costituenti gli scomparti, disposte ortogonalmente rispetto al piano della griglia schermo, e, successivamente, le due sezioni laterali inattive dell'anodo.

A questo punto le griglie sono ancora ben visibili e si possono aggiustare comodamente.

Successivamente, dopo l'allineamento delle spire della griglia controllo e della griglia schermo (griglie in ombra), vengono fissati alle precedenti sezioni interne (anodo interno) i due rivestimenti esterni dell'anodo (anodo esterno).

L'anodo interno costituisce l'ossatura di tutto il sistema elettronico.

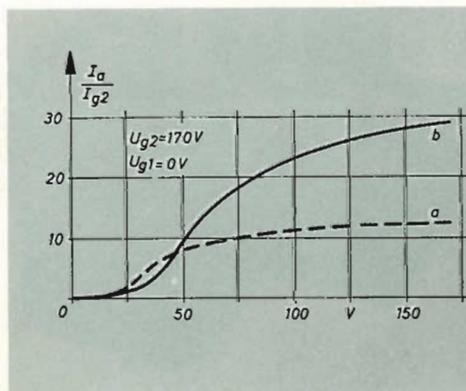


Fig. 5 - Curve caratteristiche anodiche. a) di un pentodo normale, b) di un pentodo con anodo a scomparti.

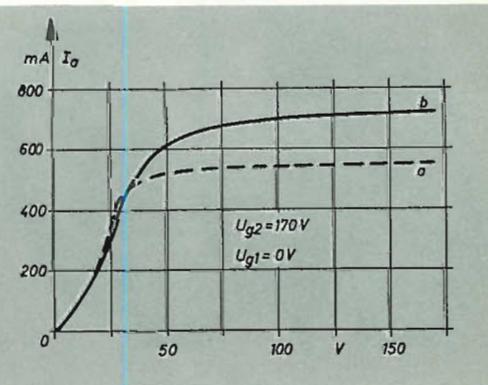


Fig. 6 - Rapporto tra corrente anodica e corrente di griglia schermo. a) di un comune pentodo, b) di un pentodo con anodo a scomparti.

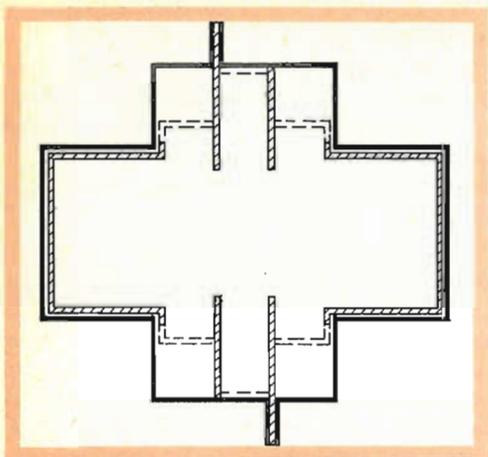


Fig. 7 - Sezione indicante le posizioni dell'anodo interno e dell'anodo esterno del pentodo finale PL 500.

Le quattro pareti formanti i 6 scomparti anodici sono leggermente prolungate verso la griglia schermo in modo da impedire l'insorgere delle oscillazioni di Barkausen-Kurz.

L'efficacia dell'anodo a scomparti sull'emissione secondaria è così grande che, a parità di dissipazione di griglia schermo, la PL 500 consente un valore di corrente anodica di picco superiore del 20 % rispetto a quella della PL 36. L'aumento di corrente è inoltre favorito da una più estesa superficie emissiva del catodo (10 % in più).

Zoccolatura magnoval

Il bulbo della PL 500 ha lo stesso diametro di quello della PL 36; la zoccolatura invece è completamente diversa.

La PL 36 viene tuttora eseguita secondo la tecnica Bantal e cioè con zoccolo octal di materiale plastico munito di 8 piedini, mentre la PL 500 ritorna alla zoccolatura noval, in tutto-vetro, dalla quale però differisce per avere i piedini disposti su di una circonferenza di maggior diametro, 17,45 mm. (magnoval).

I 9 piedini in ferrocromo, hanno un diametro di 1,27 mm. La maggior robustezza dei piedini, rispetto a quelli delle valvole noval, consente di adottare supporti con mollette di contatto più robuste che favoriscono quindi un migliore contatto ed una maggiore stabilità della valvola sul supporto stesso.

A parte il considerevole vantaggio economico e di peso, questa nuova tecnica consente un isolamento tra i piedini migliore di quello offerto dal materiale plastico dello zoccolo Octal.

Nelle valvole finali di riga infatti, per le considerevoli dissipazioni in gioco, il fondello della valvola viene ad assumere elevati valori di temperatura che mettono a dura prova l'isolamento dei materiali isolanti impiegati.

(Rielaborato da *Radio Mentor*)

L. C.

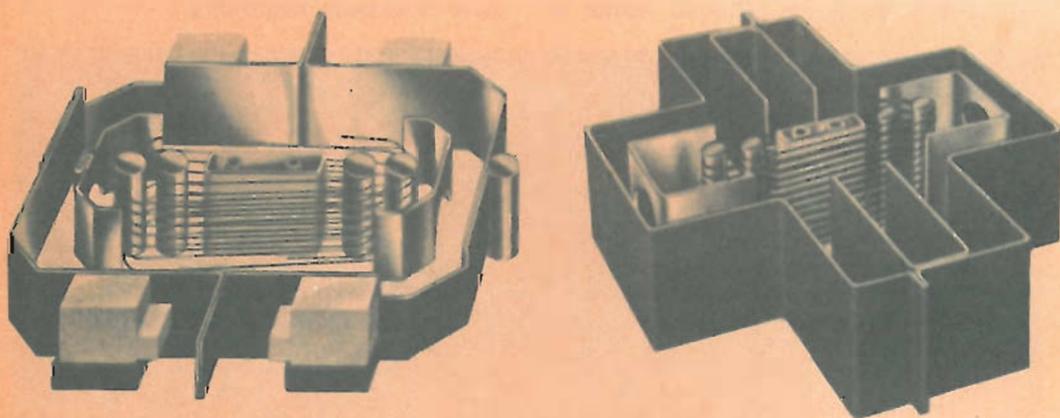


Fig. 8 - a) sezione trasversale del sistema elettrodico della valvola PL 36; b) sezione trasversale del sistema elettrodico della nuova valvola finale di riga PL 500.



APPUNTAMENTO CON IL DILETTANTE

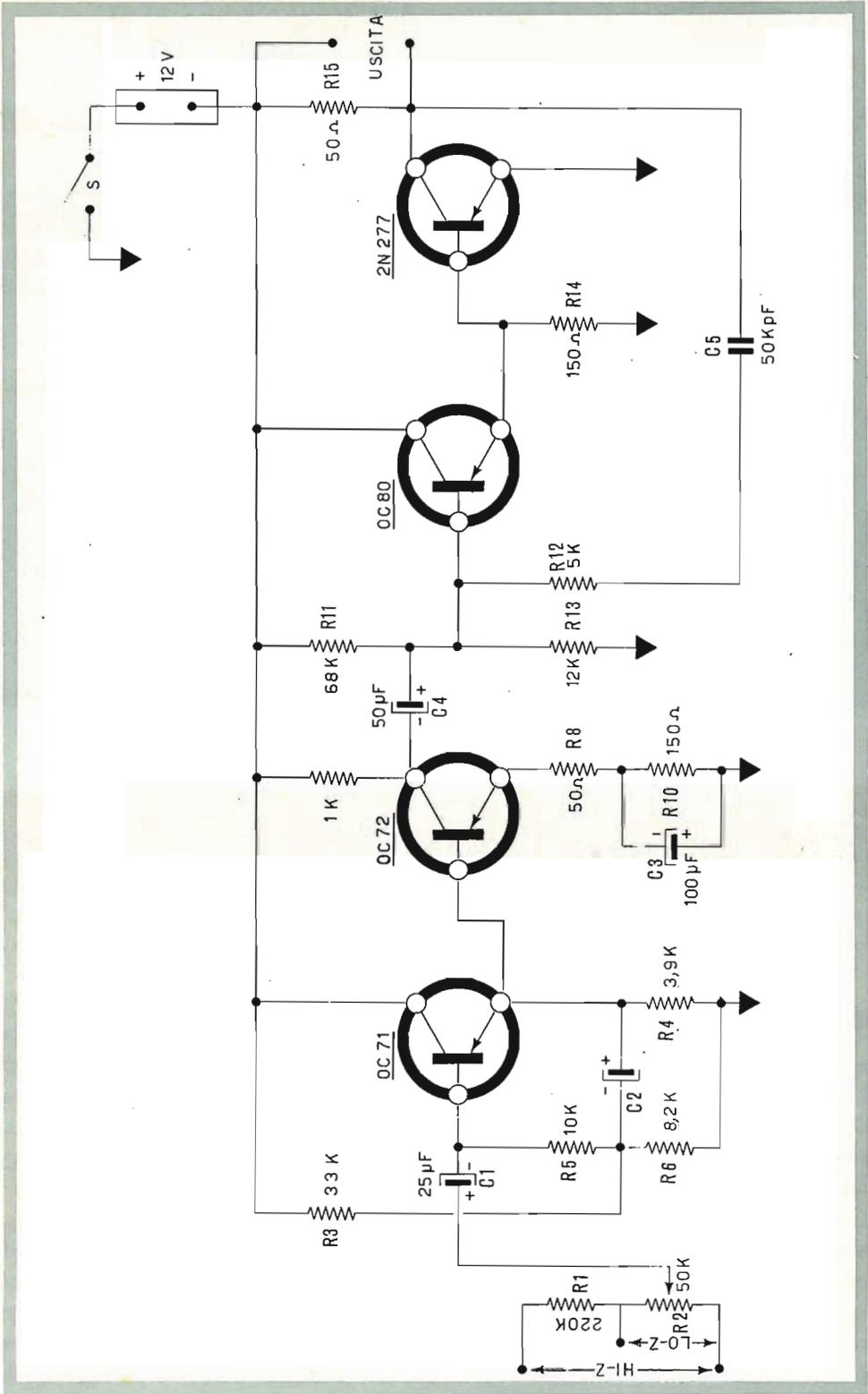
AMPLIFICATORE "HI-FI" DA 5 W

Un amplificatore a transistori capace di erogare 5 watt di potenza d'uscita con bassissima distorsione, con rumore di fondo inapprezzabile, e con un responso che si estende da meno di 50 Hz a oltre 12.000 Hz, è senz'altro desiderato da molti amatori: infatti la sua potenza si presta ad azionare un complesso di due o tre altoparlanti e permette di « sonorizzare » una saletta di medie dimensioni, anche in occasione di piccoli « Whisky-a-gogo-parties » pomeridiani.

Però, a meno di non far ricorso ad un push-pull di transistori preceduti da catode di preamplificatori, e di non elaborare trasformatori speciali d'accoppiamento, era impossibile, fino a poco tempo addietro, raggiungere le prestazioni predette.

Oggi invece, usando nello stadio d'uscita del nostro « desiderato » amplificatore, uno dei recenti transistori di forte potenza, e dimensionando i preamplificatori con un accurato studio e puntigliosi succes-

Schema elettrico dell'amplificatore HI-FI DA 5 W



sivi perfezionamenti, è possibile ottenere quanto detto con estrema economia di parti e senza complessità costruttive.

A riprova di questa affermazione, presentiamo un amplificatore molto « moderno » come concezione, che dà risultati superlativi, se si pensa che usa quattro soli transistori.

Il complesso impiega nello stadio finale un transistor « Tung-Sol » di tipo 2N277, transistore in grado di dissipare molto comodamente anche una cinquantina di watt, ma da noi usato nel progetto a regime di assoluto riposo: infatti, per ottenere i 5 watt di uscita desiderati, il 2N277 ne dissipa poco più di una decina.

La piena potenza d'uscita è ottenibile con un segnale di circa 1,3 volt p.p. all'ingresso; tensione-segnale che la maggioranza di cartucce piezoelettriche di qualità può erogare.

Il circuito dell'amplificatore è così congegnato: all'ingresso sono previste due diverse impedenze del generatore: una alta, ai capi di R1-R2, l'altra medio-bassa, ai capi di R2; ciò per favorire la più ampia scelta di cartucce da usare; od occorrendo, di preamplificatori.

Il segnale viene prelevato comunque dal cursore di R2 nella misura desiderata, ed applicato alla base del transistore OC71, che funziona da amplificatore a collettore comune per ottenere un perfetto bilanciamento delle impedenze, e per sfruttare il collegamento diretto con il successivo transistore OC72.

Per questi due stadi, si è ottenuta la massima stabilità e linearità, studiando e ri-arrangiando più volte la disposizione ed il valore delle resistenze di polarizzazione dei due stadi: ottimo risultato ha dato il sistema di polarizzazione e controreazione « bilanciate » ottenuto mediante l'impiego delle resistenze R3-R4-R5-R6 (nonchè C2)

**1931
1962**

Gian Bruto Castelfranchi

Entro il mese di giugno
uscirà il Catalogo Generale
illustrato

Gian Bruto Castelfranchi

PRENOTATELO !!!

per fare ciò basta versare
2000 lire e seguire uno dei
metodi qui indicati:

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.

ed altrettanto efficiente è risultato lo stadio dell'OC72 con l'accorgimento di lasciare non shuntata una parte della resistenza di emettitore (rappresentata da R8).

Dopo l'OC72, il segnale passa ad un transistor OC80, che pilota il 2N277 mediante il conosciuto sistema di « pilotaggio di emettitore »: che non è poi che un comune « emitter follower » studiato per una impedenza di uscita particolarmente bassa.

Il 2N277 lavora in classe « A » pura.

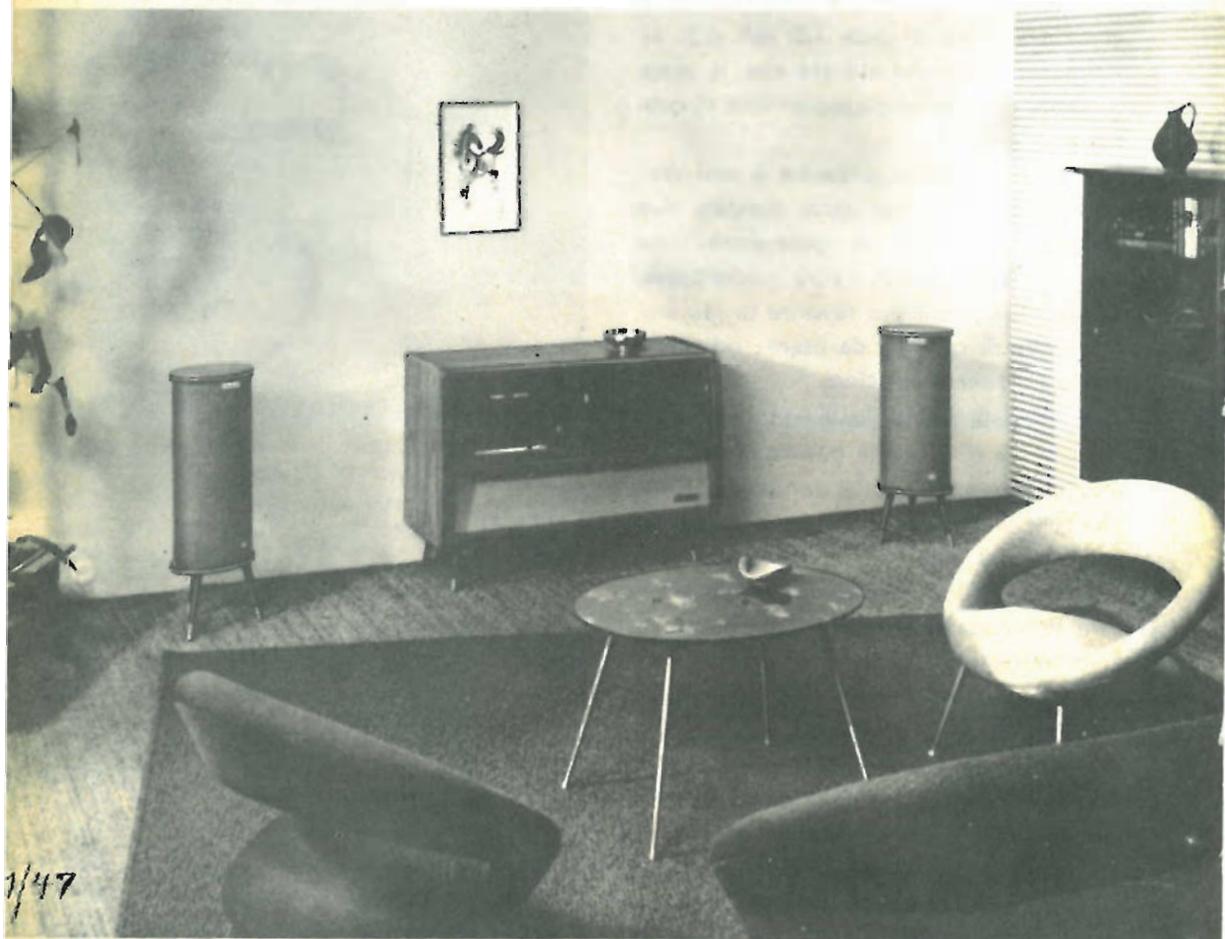
Non è stata prevista la classe « A variabile » o « scivolante » per questo transistor, perchè siano convinti che la clas-

se « A variabile » introduca distorsione: a meno di non eseguire laboriose messe a punto.

Siamo altresì convinti della potenza inutilmente dissipata in più della classe « A pura »: ma in questo specifico caso, non ci sembra che abbia molta importanza, dato che questo amplificatore è previsto per funzionare come impianto « casalingo »; e pertanto verrà alimentato dalla rete tramite un opportuno riduttore-radriizzatore-filtro.

Il carico del 2N277 è costituito direttamente dagli altoparlanti. L'impedenza di uscita si aggira sui 5 Ohm.

Dal collettore del 2N277, una parte del



segnale viene prelevato tramite C5, e rimandato alla base dell'OC80 tramite R12.

Questa controeazione è necessaria per attutire la tendenza piuttosto spinta dell'amplificatore, di amplificare maggiormente le frequenze più alte: con i valori segnati, l'amplificazione è quasi « piatta »: però si può facilmente far variare il responso secondo il proprio gradiente personale, ritoccando in più o in meno il valore di R12 o di C5.

MONTAGGIO

Ben poco si può dire sul montaggio di un piccolo amplificatore come questo: ciascuno lo può « interpretare » come preferisce.

Il cablaggio dei tre stadi che precedono il 2N277 è effettuato interamente da una all'altra « paglietta-capocorda », senza abbondare in preziosismi e squadrature, ma

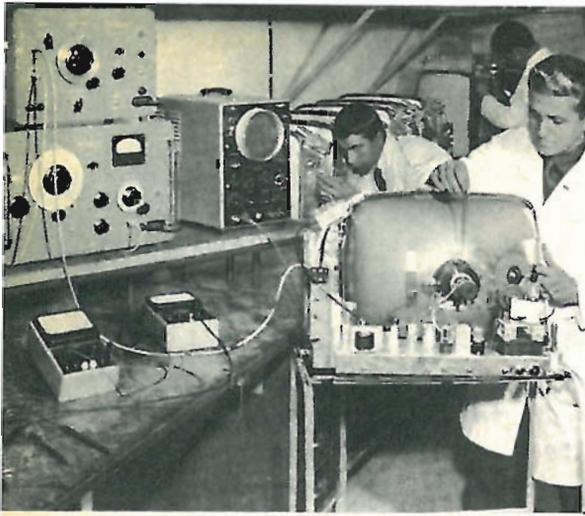
curando di ottenere un tutto razionale e meccanicamente rigido.

Il 2N277 è montato, nell'edizione originale (del prototipo) su di un rettangolo di perforato plastico, posto ad una estremità della lamiera-base: però questo genere di montaggio si è rivelato **erroneo** nell'uso: infatti, adoperando l'amplificatore a piena potenza per qualche tempo, il transistor non riesce a dissipare il calore con la sua sola massa fisica, e si rivela indispensabile un radiatore adatto: è facile rimediare, usando come basamento la lamiera piegata a « L », con il lato orizzontale che sostiene gli ancoraggi, e quello verticale che supporta il transistor. Esso, trovandosi così a contatto della lamiera, dissipa il calore attraverso la sua intera superficie.

Non resta altro da dire: se lo schema è rispettato, ed i materiali impiegati sono quelli indicati alla lista in calce, l'amplificatore non mancherà di funzionare immediatamente.

ELENCO MATERIALE

n° 1	Resist.	220	kΩ	10 %	1/2 W	D/32	n° 1	Resist.	50	Ω	
» 1	Resist.	33	kΩ	10 %	1/2 W	D/32	» 1	Potenzometro	50 kΩ	s.	D/242
» 1	Resist.	10	kΩ	10 %	1/2 W	D/32	» 1	Condensatore	50 kpF	1500 V	B/261
» 1	Resist.	8,2	kΩ	10 %	1/2 W	D/32	» 1	Cond. eletr.	25 μF	- 25 VI	B/362
» 1	Resist.	3,9	kΩ	10 %	1/2 W	D/32	» 2	Cond. eletr.	100 μF	- 25 VI	B/364
» 1	Resist.	1	kΩ	10 %	1/2 W	D/32	» 1	Cond. eletr.	50 μF	- 25 VI	B/363
» 1	Resist.	50	Ω	10 %	1/2 W	D/32	» 1	Cond. eletr.	10 μF	- 25 VI	B/363
» 1	Resist.	150	Ω	10 %	1/2 W	D/32	» 1	Interruttore unipolare			G/1101
» 1	Resist.	68	kΩ	10 %	1/2 W	D/32	» 1	Batteria	12 V.		
» 1	Resist.	12	kΩ	10 %	1/2 W	D/32	» 1	Transistore	OC71		
» 1	Resist.	5	kΩ	10 %	1/2 W	D/32	» 1	Transistore	OC72		
» 1	Resist.	150	Ω	10 %	1/2 W	D/32	» 1	Transistore	OC80		
							» 1	Transistore	2N277		



GBC

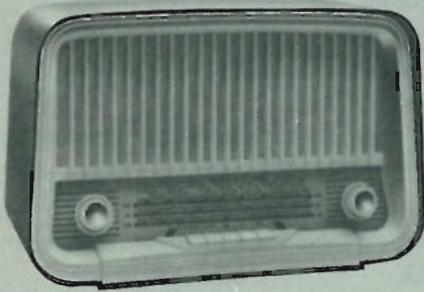
Kits Department

I prezzi qui elencati, sono di listino ed annullano i precedenti. Sconti a richiesta.

SERIE D'ORO 1962

SM/3368

Ricevitore A.M. - F.M. a 6 valvole
atto a ricevere le onde medie e corte
nonchè la Modulazione di Frequenza
Commutazioni a tastiera
Alimentazione universale
Mobile in plastica
Valvole impiegate: EZ80 - ECC85 - EF85
EABC80 - EL84 - ECH81
Dimensioni: cm 21 x 32 x 13
Prezzo **L. 27.200**



SM/19

Ricevitore A.M. a 6 transistor
+ 1 diodo al germanio
Alta sensibilità di ricezione
Potenza d'uscita: 300 mW
Alimentazione con pila da 9 V
Circuito stampato
Presa per auricolare
Dimensioni: cm 6,8 x 10 x 3
Prezzo **L. 19.700**



SM/3350

Ricevitore A.M. a transistor « FLORIDA »
6 Transistor + 1 Diodo al germanio
Alta sensibilità
Potenza d'uscita indistorta: 400 mW
Alimentazione con 2 pile incorporate da
6 Volt
Piastra principale in circuito stampato
Dimensioni: cm 20 x 12 x 5
Prezzo **L. 23.700**



SM/3370

Ricevitore A.M. - F.M. 6 valvole
atto a ricevere le onde medie e corte e la
Modulazione di Frequenza - Commuta-
zioni a tastiera

Alimentazione universale

Elegante e moderno mobile di legno

Valvole impiegate: EZ80 - ECC85 - EF85
EABC80 - EL84 - ECH81

Dimensioni: cm 35 x 24 x 15

Prezzo L. 29.500



SM/80

Ricevitore A.M. - F.M. Stereofonico a 8
valvole atto a ricevere le Onde Medie e
Corte nonché in Modulazione di Frequenza
Commutazione a 6 tasti

B.F. monaurale e Stereo - 6 Watt (3+3)

3 Altoparlanti

Regolazione toni bassi e alti

Regolatore di volume fisiologico

Antenna F.M. Incorporata

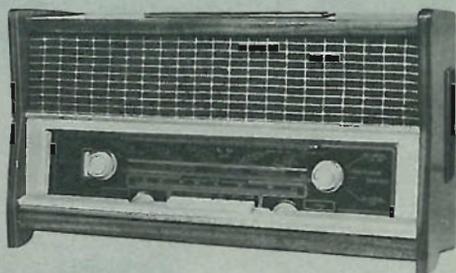
Elegante mobile di legno

Valvole impiegate: ECC85 - ECH81 - EF85

EABC80 - EL84 - ECL82 - EZ80 - EM84

Dimensioni: cm 58 x 33 x 22

Prezzo L. 60.400



SM/79

Ricevitore Stereofonico A.M. - F.M. di alta
classe a 8 valvole

atto a ricevere le Onde Medie e Corte
nonchè la Modulazione di Frequenza

Commutazione a 6 tasti B.F. monoaurale
e Stereo

Potenza d'uscita indistorta: 6 Watt (3+3)

3 Altoparlanti

Regolazione toni bassi e alti

Valvole impiegate: ECC85 - ECH81 - EF85

EABC80 - EL84 - ECL82 - EZ80 - EM84

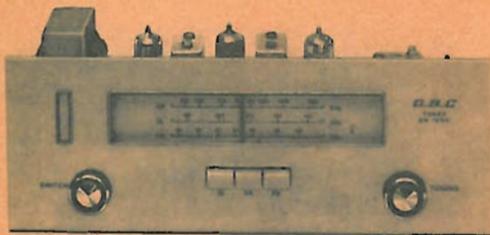
apertura scala: cm 48 x 8,5

Dimensioni ingombro: cm 50 x 18 x 18

N.B. Solo Chassis senza mobile

Prezzo L. 50.500





SM/1254

Sintonizzatore a tastiera A.M. - F.M. per amplificatore a B.F.

Commutatore di gamma a tastiera:

OM - OL - FM

Indicatore di sintonia

Valvole impiegate: ECC85 - EABC80 - ECH81 - EF85 - EM84 - + Raddrizzatore al selenio

Dimensioni: cm 30 x 12,5 x 95

Prezzo L. 27.800



SM/4413

Preamplificatore di B.F. ad alta fedeltà

3 circuiti d'equalizzazione - 2 controlli di responso - 1 Regolatore di volume

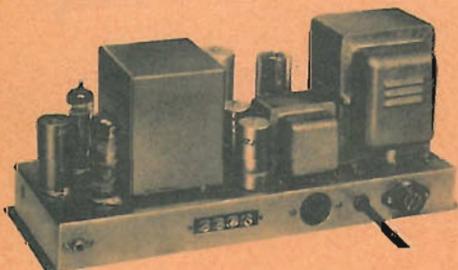
Alimentazione universale

Risposta lineare tra 20 e 20.000Hz

Valvola impiegata: ECC82

Dimensioni: cm 24,5 x 9 x 7

Prezzo L. 13.000



SM/4412

Amplificatore finale di B.F. ad Alta Fedeltà comprendente 4 valvole delle quali 2 finali in controfase

Trasformatore d'uscita ultralineare tipo « TROUSOUND »

Alimentazione universale

Valvole impiegate: 1 ECC83 - 2 EL84

1 6AX5

Dimensioni: cm 33,5 x 13 x 14,5

Prezzo L. 34.500



SM/1111

Amplificatore Stereofonico - Stadi di pre-amplificazione ed amplificazione a 2 canali

Uscita indistorta: 10 Watt - 5 Watt per ogni singolo canale

Valvole impiegate: 1 EZ80 - 2 ECC83

2 EL84

Dimensioni: cm 33,5 x 25,5 x 12

Prezzo L. 43.000

SM/3399

Amplificatore di B.F. di grande fedeltà con stadio finale in controfase - Selettore a 5 posizioni per commutazione dei circuiti d'ingresso ed equalizzazione

Alimentazione universale

Potenza d'uscita indistorta: 6 Watt

Valvole impiegate: 1 ECC83 - 2 6V6 - 1 5Y3/GT

Dimensioni: cm 28,5 x 18 x 10

Prezzo L. 21.700

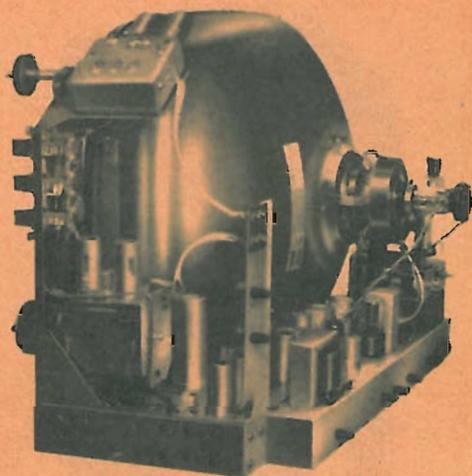


SM/2003

Comprende le parti per la costruzione di un televisore da 23" - 110°, con incluso gruppo (UHF) per la ricezione del 2° programma ad inserzione istantanea con le relative valvole.

Il mobile non è incluso nella scatola di montaggio e viene fornito a richiesta. Così dicasi per il cinescopio da 23".

Prezzo L. 108.000



SM/1119

In tutto identica alla SM/2003 ad eccezione del tubo R.C. che è di 19".

Prezzo L. 106.000

SM/3363

Valigetta fonografica a 4 velocità, con amplificatore ad 1 valvola incorporata

Raddrizzatore ad ossido

3 Watt d'uscita

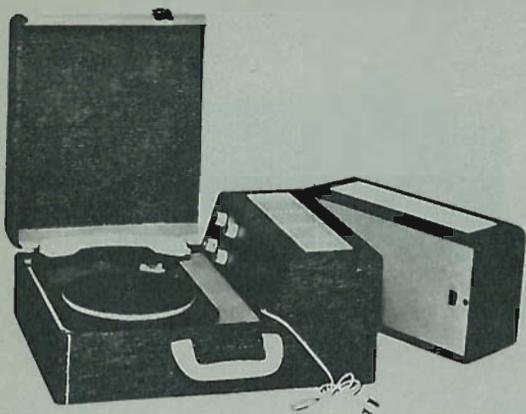
Alimentazione universale

Piastra giradischi esclusa

Dimensioni: cm 34 x 30 x 21

Prezzo L. 19.800





SM/2238

Valigetta fonografica Stereofonica
 « Stereo Full »
 per giradischi a 4 velocità G.B.C. R/60
 Potenza d'uscita indistorta: 4 Watt (2+2)
 Regolazione fisiologica di volume
 Alimentazione universale
 Valvole impiegate: 2 EL84 - 1 ECC82
 Raddrizzatore al selenio
 Piastra giradischi esclusa
 Dimensioni: cm 54,5 x 37 x 19
 Prezzo **L. 40.500**



SM/3333

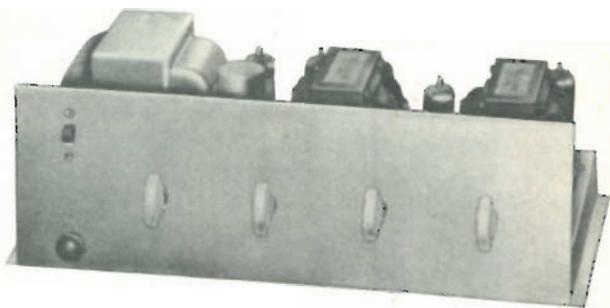
Voltmetro Elettronico di classe, con circuito
 a ponte equilibrato
 Grande precisione su tutta la scala
 Alimentazione universale
 Valvole impiegate: 1 ECC82 - 1 6AL5
 Senza sonde
 Dimensioni: cm 14 x 21 x 11,5 profondità
 Prezzo **L. 44.500**



SM/1363

Convertitore miscelatore UHF - VHF per la
 ricezione del 2° programma con televisori
 di vecchio tipo.
 Impedenza d'entrata: 240 ÷ 300
 Tensione d'Alimentazione: 120-160-220 V
 Massima stabilità dell'oscillatore
 Valvole usate: n° 2 PC 86
 Dimensioni: cm 22 x 16 x 6
 Prezzo **L. 19.000**

TUTTI COLLABORATORI



DUE AMPLIFICATORI AD ALTA FEDELTA'

Siamo gradevolmente sorpresi della vasta adesione al nostro concorso:

TUTTI COLLABORATORI

Molti, anzi, moltissimi sono i lavori pervenuti in Redazione e tra essi alcuni veramente interessanti.

Grazie a tutti per la spontaneità con la quale hanno risposto al nostro appello.

In questo numero pubblichiamo integralmente la descrizione di due amplificatori HI-FI (o quasi) realizzati dal Sig. Sacchi di Milano il quale ci ha portato personalmente in Redazione oltre che i manoscritti, addirittura i montaggi eseguiti.

La prima idea di questi amplificatori, mi venne suggerita dalle grandi possibilità offerte dalla valvola ECL82 che già da sola, grazie alla sua sensibilità, al limitato consumo, ed al basso costo, permette di realizzare un economico e buon amplificatore di alta fedeltà. Prova ne sia il gran numero di apparecchi radio e di televisori che la utilizzano.

Tuttavia, da un montaggio tradizionale utilizzando una sola ECL82, non si possono attendere miracoli; anche impiegando 6 dB di controreazione, si ha una distorsione totale del 5 %, e questo alla condizione di non superare i 2 watt di uscita, potenza evidentemente troppo modesta per un amplificatore di qualità.

Un push-pull di ECL82, avrebbe invece permesso di ottenere:

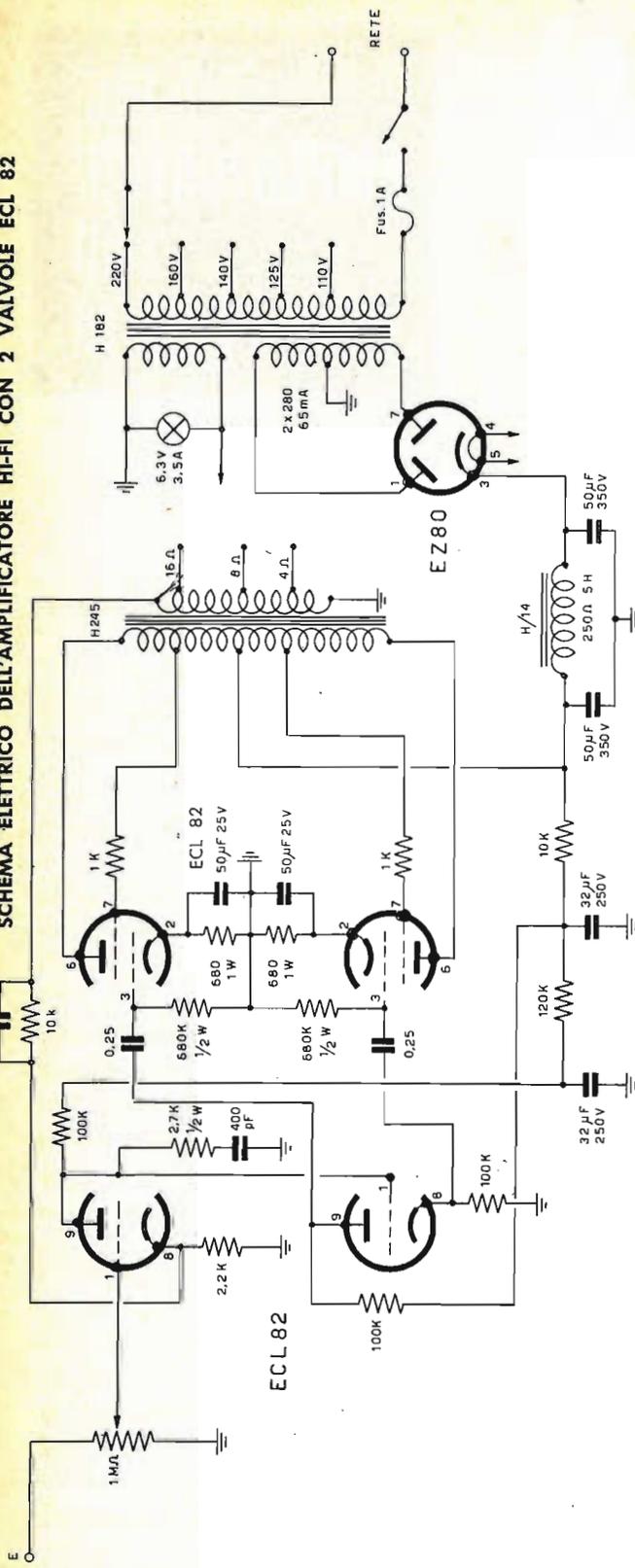
- 1) adottando uno stadio di uscita ultralineare, una forte riduzione della distorsione, e una reazione negativa di 21 dB.
- 2) un aumento della potenza d'uscita fino a raggiungere i 7 watt d'uscita, con una distorsione inferiore al 2 %.

Si presentava però il problema dell'inversione di fase, per ottenere la quale, sarebbero state necessarie, oltre le due ECL82, un'altra valvola.

Poichè volevo, non solo per ragioni di economia, evitare questa aggiunta, ho pensato di utilizzare i due triodi delle ECL82 in un invertitore a carico suddiviso.

Premesso che questo sistema può far arricciare il naso a qualche « puro » (malgrado il precedente Villiampson) occorre dire che, adottando per le resistenze di

SCHEMA ELETTRICO DELL'AMPLIFICATORE HI-FI CON 2 VALVOLE ECL 82



ELENCO DEL MATERIALE PER COSTRUIRE L'AMPLIFICATORE MONOAURALE

N.	N. cat. GBC	N. cat. GBC	N.	N. cat. GBC
1	trasformatore d'alimentazione (prim. univ. - sec. 280 + 280 V; 65 mA; 6,3 V; 3,5 A)	H/182	1	resistenze 10 K ohm - ± 5% - 1/2 Watt
1	cambio tensioni	G/2116	2	» 100 K » - 1/2 »
1	porta fusibile	G/2016	1	» 100 K » - ± 10% - 1/2 »
1	fusibile	G/1902	2	» 120 K » - » - 1 »
1	impedenza di filtro	H/14	1	» 680 K » - » - 1/2 »
1	trasformatore uscita ultralineare	H/245	1	condens. mica 500 pF
1	potenziometro log. 1 Mohm con interruttore	D/221	1	» 400 »
3	zoccoli Noval		1	» elettrolitico 50 + 50 μF - 350 V.
2	resistenze 680 ohm - ± 10% - 2 Watt	D/51	1	» 32 + 32 » - 250 »
2	» 1 K » - » - 1/2 »	D/32	2	» 50 μF - 50 V.
1	» 2,2 K » - » - 1/2 »	D/32	2	» carta 0,25 μF - 600 V.
1	» 2,7 K » - » - 1/2 »	D/32	2	» 0,015 » - 1500 »
1	» 10 K » - » - 1 »	D/42	1	valvole ECL 82
				» EZ 80
				lampada spia, bottoni, viti, chassis ecc.

MYSTIK 6403



"electrical tape" nastro isolante autoadesivo

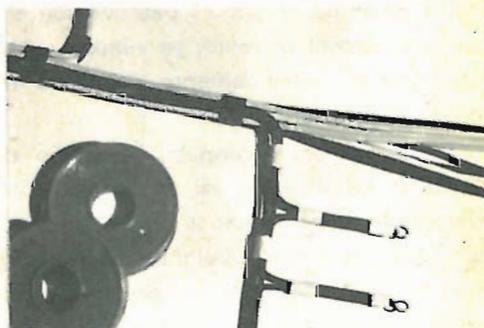
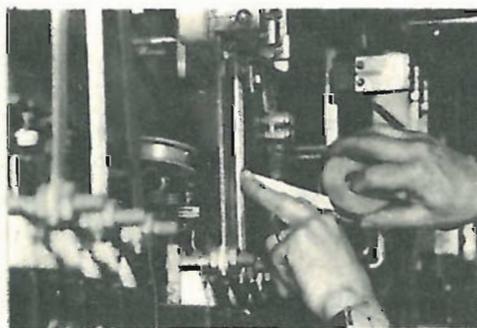
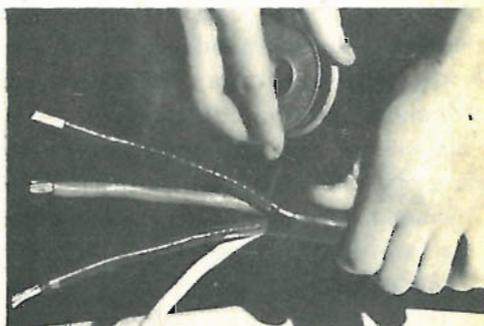
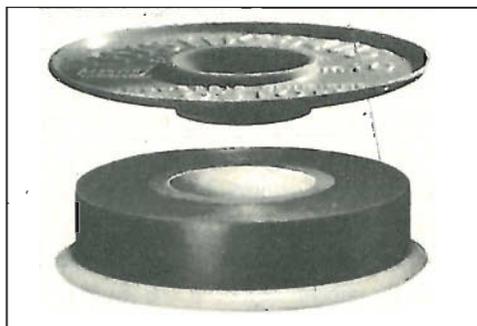
Il nastro isolante autoadesivo MYSTIK 6403 «electrical tape» è costituito da un supporto in film plastico che unisce alla facile manovrabilità caratteristiche elettriche particolarmente positive, quali: la rigidità e lo spessore. La massa adesiva è dimensionata in modo da garantire una sicura adesività sulle parti protette e sul nastro stesso, permettendo in tal modo un ottimo e duraturo avvolgimento.

Il nastro isolante autoadesivo MYSTIK 6403 «electrical tape» è prodotto:

nei colori: bianco, rosso, verde, giallo, blu, nero

in rotoli: da m. 10 su manicotto da 1" con spalle in plastica, nelle altezze: mm. 12-15-19.

in rotoli: da m. 25 su manicotto da 1" nelle altezze: mm. 9-12-15-19-25-30-38-50-100-150



Alcuni nastri autoadesivi MYSTIK per il settore elettrico:

6407 nastro autoadesivo con supporto in film plastico di colore nero, isolante di classe A

7000 G nastro autoadesivo - con supporto in FIBERGLAS (tessuto di vetro) - massa adesiva siliconica - isolante di classe H

7300 nastro autoadesivo - con supporto in MYLAR (film poliestere) - massa adesiva siliconica - isolante di classe B

7351 nastro autoadesivo - con supporto in MYLAR trasparente (film poliestere)

7503 nastro autoadesivo - con supporto in TEFLON - massa adesiva siliconica

INDUSTRIE CHIMICHE BOSTON S.P.A. - MILANO



Milano. Corso Venezia 35, Tel. 793.001 - 794.915 - 705.101 - 706.328 - 794.700



placca e di catodo del secondo triodo, un valore non molto alto, l'effetto di squilibrio fra le due impedenze d'uscita si riduce a valori trascurabili.

Inoltre il collegamento diretto fra i due triodi, garantisce un ottimo rendimento alle basse frequenze, ed evita la rotazione di fase che potrebbe essere prodotta da un collegamento con un condensatore.

Anche il condensatore da 400 pF (figura 1) e la resistenza di 2700 Ω fra massa e placca del primo triodo, servono a diminuire ulteriormente la rotazione di fase.

Avrebbe potuto verificarsi l'inconveniente della d.d.p. troppo elevata tra il catodo del secondo triodo ed il filamento. Non vi è però nulla da temere perchè la tensione di detto catodo è di circa + 80 volt, mentre la d.d.p. ammessa fra catodo e filamento è di 150 volt; basta avere l'avvertenza di usare, per l'alimentazione, una valvola a riscaldamento indiretto (EZ80 ad esempio) per evitare l'aumento di tensione che si verificherebbe all'atto dell'accensione, quando i pentodi non assorbono ancora corrente, se venisse usata una valvola a riscaldamento diretto od un diodo al silicio.

Come ho già accennato, lo stadio di uscita è ultralineare, ed il trasformatore d'uscita ha le prese per la griglia schermo al 43 % dei semi-avvolgimenti primari; non occorre dilungarsi sui pregi di detto sistema e debbo solo notare che il trasformatore adottato, il tipo H/245 GBC, nonostante il suo prezzo economico, ha ottime caratteristiche e dà risultati eccellenti.

Devo pure aggiungere che, come si può rilevare dallo schema, non vi sono controlli di tono.

Infatti l'inserzione di un completo controllo che consentisse l'attenuazione, o la esaltazione, dei bassi e degli acuti, avreb-

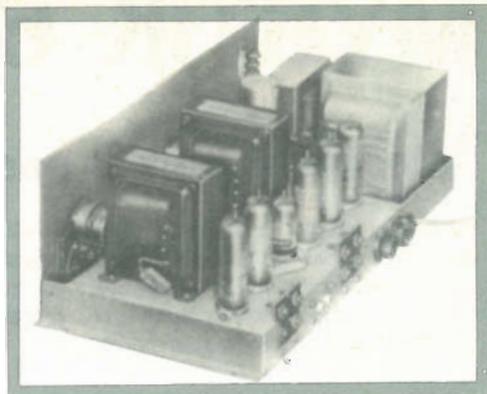


Fig. 2 - Vista di $\frac{3}{4}$ del telaio montato dell'amplificatore stereofonico a sei valvole.

be richiesto per compensare l'attenuazione, l'uso di una valvola preamplificatrice.

È però possibile, senza pregiudicare la resa totale, introdurre all'ingresso, il classico controllo di tono costituito da un potenziometro e da un condensatore in serie fra griglia del triodo 1 e massa, per tagliare parzialmente, all'occorrenza, gli acuti, cosa utile specialmente nella riproduzione di vecchi dischi a 78 giri o nella ricezione di qualche trasmissione radio un po' disturbata.

Visti i buoni risultati ottenuti con questo amplificatore, mi è poi venuta la voglia di realizzarne uno stereofonico, naturalmente partendo dallo stesso schema e con l'aggiunta della regolazione dei toni.

Ne è risultato lo schema riportato in fig. 4.

Le varianti, escluso ovviamente il fatto che qui abbiamo due amplificatori, sono le seguenti:

- il controllo di tono utilizza un classico schema a pendenza variabile che permette una regolazione delle frequenze alte da + 12 a - 20 dB a 10.000 Hz, e delle frequenze basse da + 15 a - 16 dB a 50 Hz; è stata aggiunta una valvola ECC 83 (una sezione per canale) per compensare l'attenuazione introdotta da detto controllo;

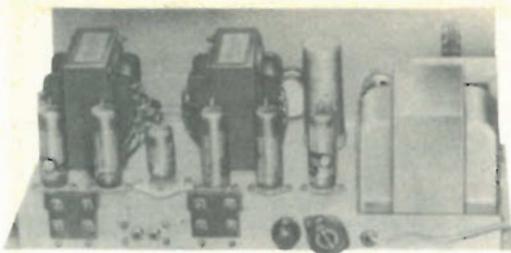


Fig. 3 - Vista posteriore del telaio dell'amplificatore stereofonico a sei valvole.

— il bilanciamento di livello fra i due canali.

Il sistema usato ha il vantaggio di non provocare una perdita di sensibilità e di modificare di poco l'impedenza d'ingresso, considerando che generalmente il controllo viene tenuto in posizione centrale.

Per lavorare nelle migliori condizioni è opportuno scegliere, per il potenziometro lineare, un valore doppio del valore ottimo d'ingresso consigliato per la testina stereofonica che si usa.

— mediante il partitore formato dalle resistenze di $33\text{ k}\Omega$ e $220\text{ k}\Omega$, fra alta tensione e massa, è stata data una tensione positiva di circa 30 volt ai filamenti delle valvole; questo accorgimento non solo ha contribuito ad eliminare il ronzio a 50 Hz, ma ha diminuito pure la d.p.p. fra catodo e filamento dei triodi usati per l'inversione di fase.

Il filtraggio dell'A.T. è particolarmente curato, e con tutti i controlli al massimo non si ha nessun ronzio.

Di proposito, nell'amplificatore, non ho previsto un commutatore di funzioni (radio-fono monoaurale-fono stereo ecc.); se infatti l'amplificatore è usato soltanto come amplificatore grammofonico con una testina stereo compatibile, il commutatore non serve; se viene collegato anche ad un sintonizzatore, trovo più logico che il commutatore faccia parte di quest'ultimo.

Ovviamente questa mia idea è discutibile, e chi la pensasse diversamente, può piazzare, senza inconvenienti, il commutatore nell'amplificatore.

Ed ora qualche accenno al montaggio: dalle figg. 5 e 6 si rilevano le misure dello chassis, la disposizione dei pezzi più voluminosi nella parte superiore e quella delle resistenze e dei condensatori nell'interno. La costruzione è piuttosto compatta e le dimensioni ridotte dell'amplificatore consentono di collocarlo facilmente o in un mobile contenente anche il giradischi ed il sintonizzatore (gli altoparlanti è sempre bene siano separati), oppure in un mobile di tipo svedese, separando i tre elementi.

A proposito delle dimensioni è opportuno notare che, se non si vogliono superare quelle indicate, occorre usare il materiale elencato ed avere l'avvertenza di incassare il trasformatore d'alimentazione fissando le flange allo chassis con quattro viti come si rileva dalle fotografie.

Per le stesse ragioni il condensatore elettrolitico a vitone da $50 + 50\ \mu\text{F}$ deve essere quello indicato (Philips).

Se non vi sono problemi di spazio, specialmente in altezza, il trasformatore può essere fissato nel modo solito sulla parte superiore dello chassis e può anche essere usato un altro elettrolitico con altre dimensioni.

Nella costruzione è buona norma cominciare con i collegamenti del trasformatore d'alimentazione, poi con quelli dei filamenti e dei catodi per finire con quelli delle valvole e dei potenziometri.

Questi ultimi, che sono ben otto, vanno eseguiti con cavo schermato a bassa capacità; io ho usato cavo coassiale da 75 ohm con ottimi risultati.

È pure consigliabile usare per la massa un filo unico di rame ($\varnothing 1 \div 1,5\text{ mm.}$) che, partendo dall'ingresso dell'amplifica-

SCHEMA ELETTRICO DELL'AMPLIFICATORE STEREOFONICO

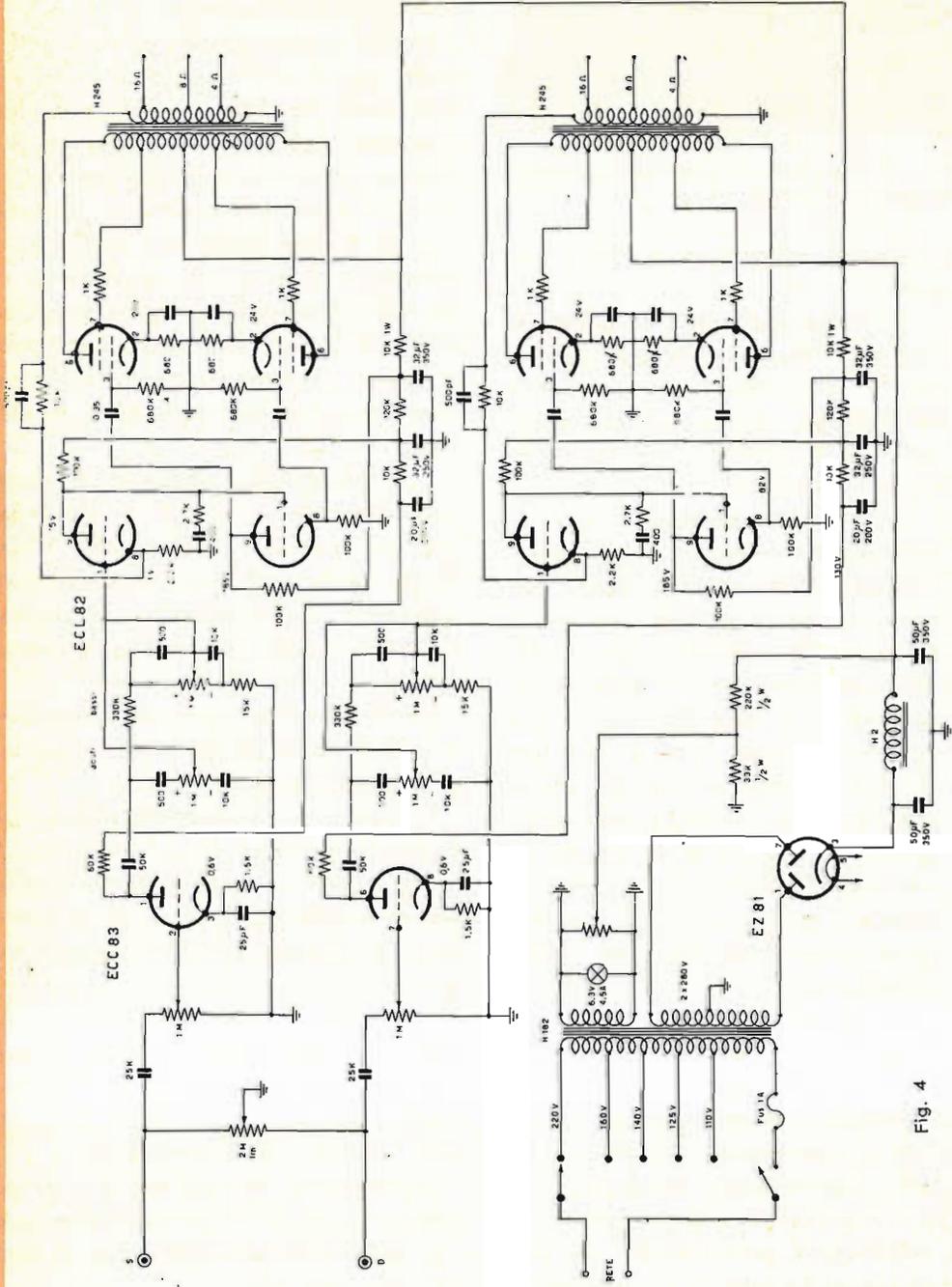


Fig. 4

ELENCO DEL MATERIALE PER L'AMPLIFICATORE STEREOFONICO

n.		N° Cat. GBC
n. 1	Trasformatore d'alimentazione	H/152
» 1	Impedenza di filtro	H/2
» 1	Cambio tensioni	G/2116
» 1	Porta fusibile	G/2016
» 1	Fusibile	G/1902
» 2	Trasformatori d'uscita ultralineari	H/245
» 5	Zoccoli noval	
» 1	Zoccolo Noval antimicrofonico (per ECC83)	G/2662
» 1	Potenziometro 1 MΩ lineare	D/212
» 3	Potenziometro doppi 1 MΩ + 1 MΩ logar.	D/272
» 4	Resistenze 680 Ω ± 10 % - 2 W	D/51
» 4	Resistenze 1 kΩ ± 10 % - ½ W	D/32
» 2	Resistenze 1,5 kΩ ± 10 % - ½ W	D/32
» 2	Resistenze 2,2 kΩ ± 10 % - ½ W	D/32
» 2	Resistenze 2,7 kΩ ± 10 % - ½ W	D/32
» 2	Resistenze 10 kΩ ± 10 % - 1 W	D/42
» 2	Resistenze 10 kΩ ± 10 % - ½ W	D/32
» 2	Resistenze 10 kΩ ± 5 % - ½ W	D/31
» 2	Resistenze 15 kΩ ± 10 % - ½ W	D/32
» 1	Resistenze 33 kΩ ± 10 % - ½ W	D/32
» 4	Resistenze 100 kΩ ± 5 % - ½ W	D/31
» 2	Resistenze 100 kΩ ± 10 % - ½ W	D/32
» 2	Resistenze 120 kΩ ± 10 % - 1 W	D/42
» 2	Resistenze 150 kΩ ± 10 % - ½ W	D/32
» 2	Resistenze 330 kΩ ± 10 % - ½ W	D/32
» 1	Resistenze 220 kΩ ± 10 % - ½ W	D/32
» 4	Resistenze 680 kΩ ± 10 % - ½ W	D/32
» 2	Resistenze 100 Ω ± 10 % - 1 W	D/42
» 6	condensatori mica 500 pF	B/143
» 2	condensatori mica 400 pF	B/143
» 1	condensatori elettrolitico 50 + 50 μF/350 V	B/755
» 1	condensatori elettrolitico 32 + 32 μF/350 V	B/513
» 1	condensatori elettrolitico 32 + 32 μF/250 V	B/518
» 2	condensatori elettrolitico 20 μF/200 V	B/522
» 4	condensatori elettrolitico 50 μF/ 50 V	B/374
» 2	condensatori elettrolitico 25 μF/ 25 V	B/362
» 4	condensatori carta 0,25 μF/ 600 V	B/190
» 2	condensatori carta 0,025 μF/ 600 V	B/186
» 2	condensatori carta 0,015 μF/1500 V	B/203
» 4	condensatori carta 0,010 μF/ 600 V	B/184
» 1	presa coassiale doppia	N/1401-2
» 2	spine coassiali	N/1399
» 2	morsettiera a due file di morsetti - 4 posti	G/583
» 1	deviatore unipolare	G/1155
» 4	valvole ECL 82	
» 1	valvole ECC 83	
» 1	valvole EZ 81	

paregg. 2 a 2

lampada spia, bottoni, viti ecc.

Tabella delle tensioni in volt

Valvole	Piedini 1	2	3	4	5	6	7	8	9
ECC 83	95	—	0,6	3,15 ~	3,15 ~	95	—	0,6	—
1° ECL 82 (*)	—	24	—	3,15 ~	3,15 ~	270	270	1	75
2° ECL 82 (*)	75	24	—	3,15 ~	3,15 ~	270	270	82	85
EZ 81	290 ~	—	290	3,15 ~	3,15 ~	—	290 ~	—	—

al secondo elettrolitico di 50 μF 275 V
 al terzo elettrolitico di 32 μF 250 V

al quarto elettrolitico di 32 μF 135 V
 al quinto elettrolitico di 20 μF 130 V
 al centro filamenti 32 V

(* valori eguali per i due canali.

tore, dove è saldato allo chassis, raggiunga la presa di massa del secondario del trasformatore d'uscita, **senza toccare lo chassis in altri punti.**

Se non si sono fatti sbagli nel cablaggio, appena acceso, l'amplificatore deve funzionare; nella tabella sono indicate le tensioni che si devono riscontrare ai vari elettrodi delle valvole, tensioni che possono senza inconvenienti variare del $\pm 10\%$.

Questi naturalmente con i materiali indicati, reperibili in ogni negozio GBC.

Prima di chiudere, però, vorrei dire alcune parole sulla stereofonia che, secondo me a torto, non ha ancora raggiunto quella diffusione che dovrebbe avere e che merita.

La riproduzione stereofonica è infatti qualcosa di più e qualcosa di diverso dalla riproduzione monoaurale, rende più reale

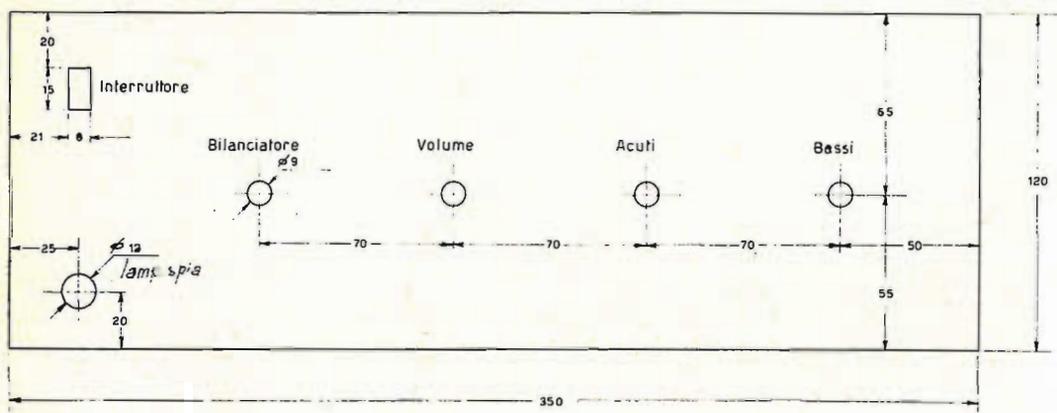


Fig. 6 - Piano costruttivo e di foratura del pannello frontale.

Come sistema di altoparlanti ho usato due gruppi così composti: un woofer Isophon P/30/31/10 e due tweeter Isophon AM/10/13/7 con filtro crossover a 4000 Hz, inseriti sulle prese a $4\ \Omega$ dei trasformatori d'uscita secondo lo schema fig. 7.

Naturalmente gli altoparlanti sono contenuti in mobili bass-reflex; attenzione ad inserire tutti gli altoparlanti in fase!

Come ho già avuto occasione di accennare, e come d'altronde era nelle premesse, i risultati ottenuti con gli amplificatori descritti, particolarmente con quello stereofonico, sono stati più che soddisfacenti e la cosa è tanto più notevole se si considera che la spesa non è eccessiva, e per quello stereofonico non è superiore alla spesa che si dovrebbe sostenere per realizzare un discreto amplificatore da $10 \div 12$ watt.

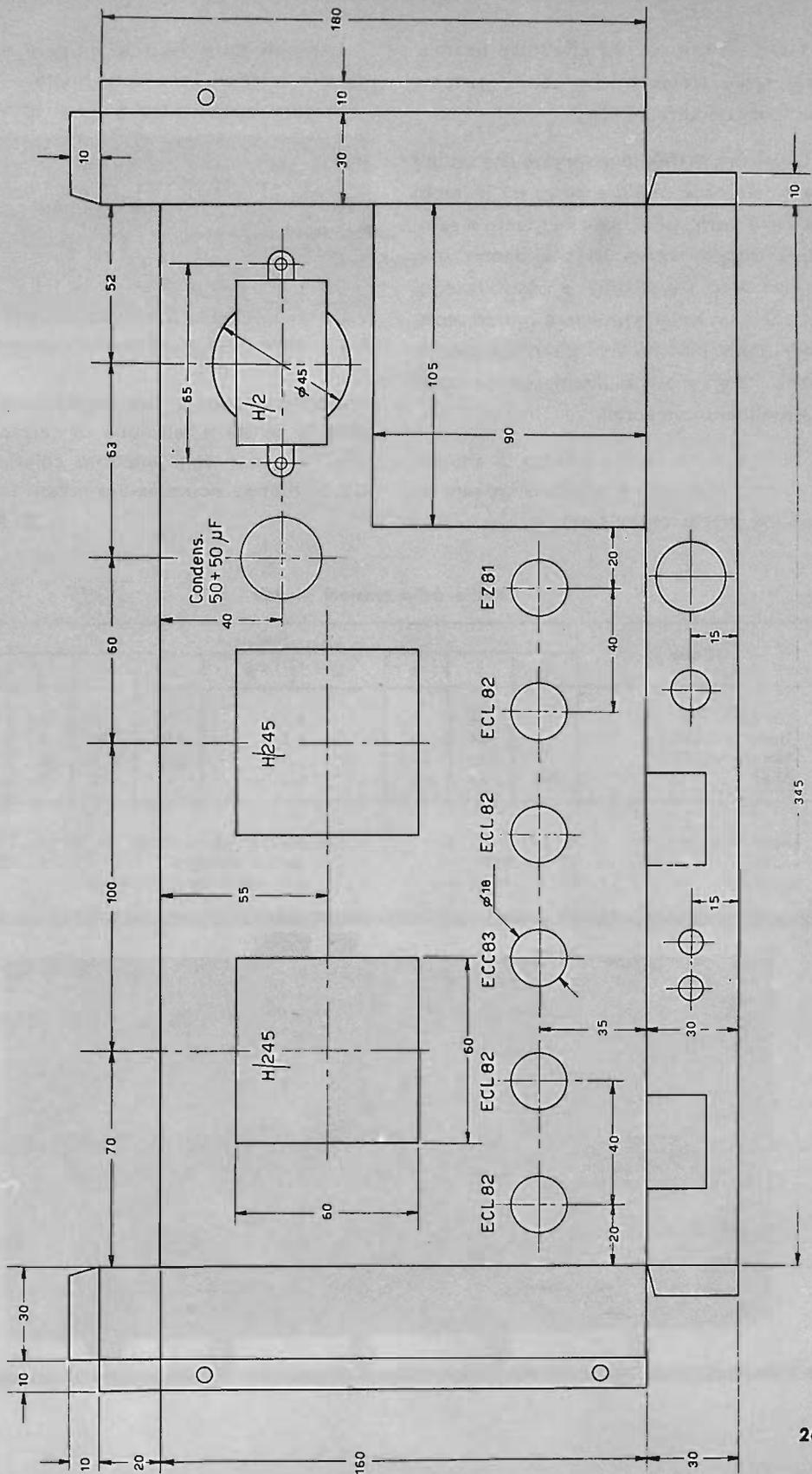
e viva la musica « in scatola », dando, veramente molto spesso, all'ascoltatore l'impressione di trovarsi « dentro » alla musica, e di localizzare la provenienza dei singoli suoni come accade quando si ascolta un'orchestra dal vero.

Anche i dischi monoaurali e le normali trasmissioni radiofoniche, ascoltati con un impianto stereo (i due canali in parallelo) acquistano un maggior realismo e danno un migliore effetto di presenza.

Non dimentichiamo poi che, nelle diverse città italiane dove funziona il servizio di filodiffusione, vengono trasmessi per qualche ora al giorno programmi in stereofonia, di musica classica e leggera utilizzando il canale 6.

Inoltre non è escluso che, un giorno o l'altro, la RAI si decida, come già avviene

PIANO DI COSTRUZIONE E FORATURA DEL TELAIO



in USA, Francia ecc. ad effettuare trasmissioni radio stereofoniche con il sistema multiplex od altro simile.

Qualcuno potrebbe osservare che un impianto stereo è molto costoso ed in molti casi ciò è vero; però, senza arrivare a complessi troppo economici che danno solo un'idea della stereofonia, è possibile oggi realizzare un buon impianto a prezzo accettabile, tanto più che sia i giradischi stereofonici, che gli analoghi dischi, costano quasi come quelli monoaurali.

Occorre sì un doppio sistema di altoparlanti, ma oggi se ne possono trovare di buoni a prezzi ragionevoli.

L'amplificatore descritto mi pare risponda alle caratteristiche dette sopra.

Auguro buon lavoro a chi si accinge a

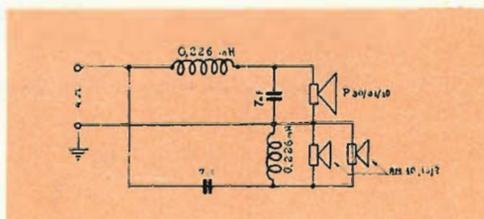


Fig. 7 - Schema elettrico del complesso d'altoparlante.

costruirlo e sono a sua disposizione, tramite la rivista « Selezione di Tecnica Radio TV », per ogni ulteriore chiarimento che si ritenga possa essere utile.

C. Sacchi

Tabella delle tensioni in volt

Valvole	Piedini								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
ECC 83	95	—	0,6	6,3	95	—	0,6	—	—
Triodo ECL 82 *	—	24	—	6,3	270	270	1	75	—
Pentodo ECL 82 *	75	24	—	6,3	270	270	82	85	—
EZ 81	290	—	290	6,3	—	—	290	—	—

al secondo elettrolitico di 50 μ F: 275 volt

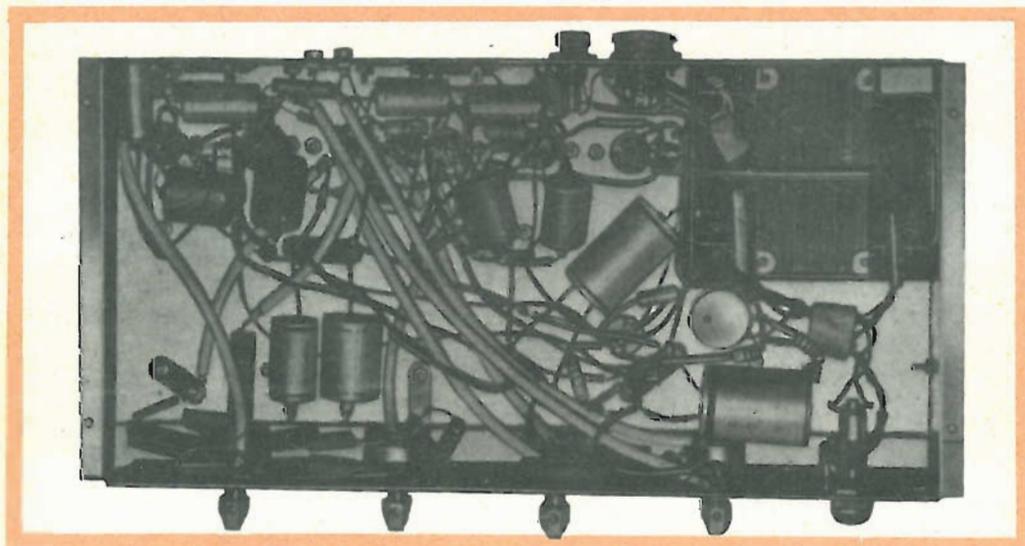
» terzo » » 32 » 250 »

» quarto » » 32 » 135 »

al quinto elettrolitico di 20 μ F: 130 volt

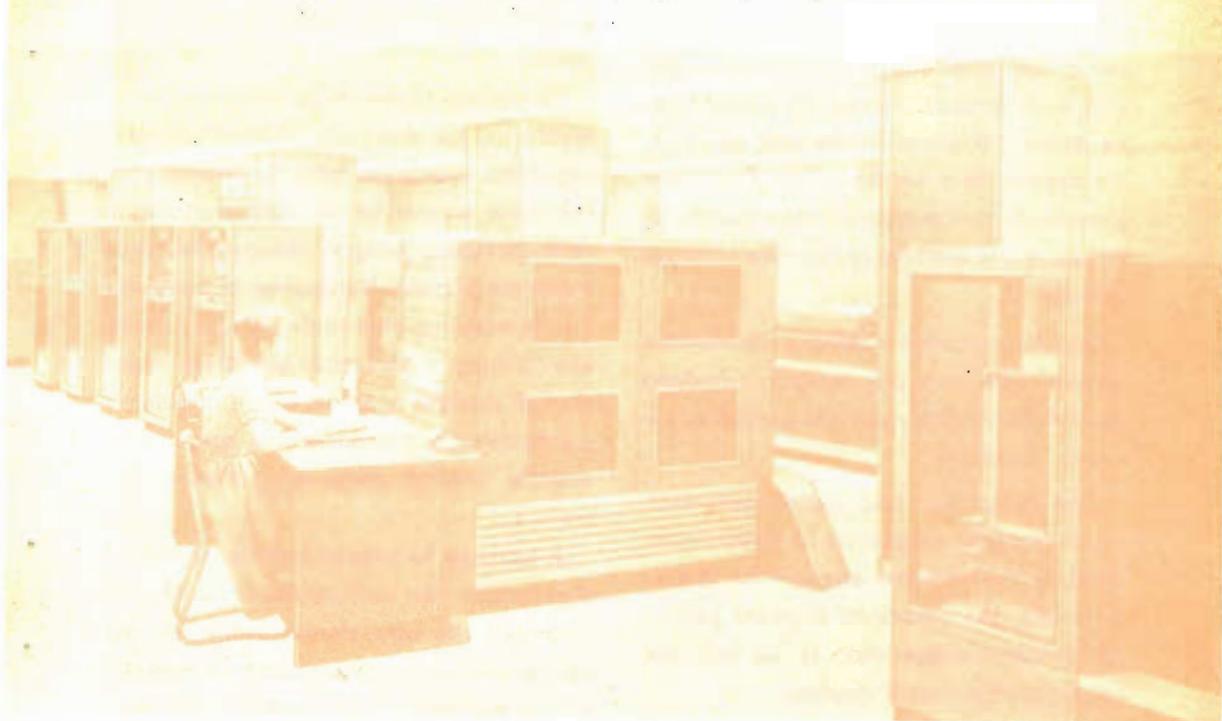
» centro filamenti 32 »

* valori eguali per i due canali.



IL CERVELLO ELETTRONICO

l'uomo vittima della propria creatura?



Quando ancora non si sapeva che cosa fossero i cervelli elettronici avevo trovato sulla mia antologia scolastica un brano di Mosca nel quale, lo scrittore, si chiedeva che cosa fosse accaduto se un giorno, molto lontano, la macchina che avrebbe sostituito l'uomo, impazzisse, cioè: si guastasse. Non è trascorso molto tempo da quando, seduto sui banchi di scuola, scorrevo quelle righe, e quel « giorno molto lontano » è stato raggiunto. Ciò che lo scrittore considerava fantasia è, oggi, una possibilità. A questo proposito leggete cosa hanno scritto Orsini e Pancera de « La Notte ».

Se tutti i cervelli elettronici ora in funzione negli Stati Uniti impazzissero improvvisamente, se cioè una « epidemia elettronica » potesse diffondersi e paralizzare i congegni delle moderne calcolatrici, il più grande Paese del mondo correrebbe il ri-

schio di precipitare nel caos e subirebbe danni irreparabili.

Fino a circa cinque anni fa le installazioni di calcolatrici elettroniche negli USA non superavano il centinaio: erano per la maggior parte complessi giganteschi e costosis-

simi in dotazione ai laboratori scientifici di Stato, a quelli delle grandi industrie o delle Università e servivano ai fisici e ai matematici per risolvere in fretta i problemi più ardui.

Secondo un censimento del centro governativo per studi sul calcolo, oggi i « cervelli » in funzione sono oltre cinquemila. Ve ne sono di piccoli, come una scrivania, che costano tre o quattro milioni (lire) e di giganteschi che occupano interi palazzi di 6 piani e che costano anche oltre i cinque miliardi.

Queste mostruose « menti » elettroniche pensano alle cose più svariate, ricordano una infinità di dati, risolvono problemi, valutano, decidono.

Cioè spesso non solo sostituiscono esercizi di contabili eseguendo in pochi secondi calcoli che un uomo eseguirebbe in anni di lavoro, ma prendono il posto perfino dei dirigenti suggerendo la via migliore per raggiungere certi risultati.

Dalle grandi compagnie di assicurazioni alle reti difensive radar e anti-missili, dai centri statistici alle basi per i lanci spaziali e per il controllo dei satelliti già in orbita, tutti i centri vitali della Nazione dipendono dalla continuità e dalla regolarità del funzionamento delle calcolatrici elettroniche.

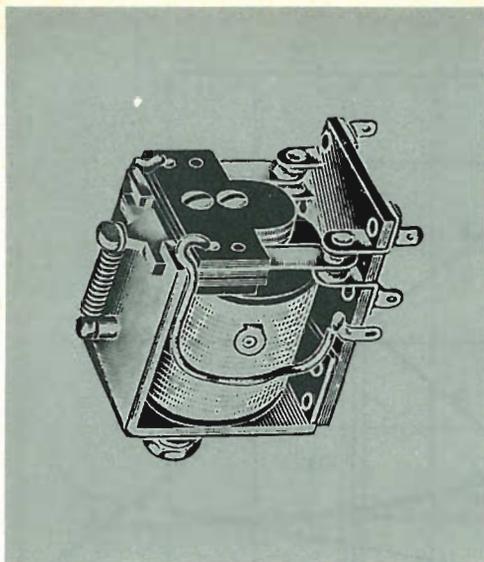
L'ipotesi di una fantastica malattia che possa colpire queste macchine è naturalmente assurda, ma non al punto da non preoccupare gli scienziati. Si pensa, tra l'altro, che un eventuale nemico potrebbe inventare il germe per una follia o paralisi elettronica, oppure che l'intelligenza di queste macchine possa svilupparsi al punto da raggiungere una propria volontà superiore a quella dell'uomo.

Che questi timori siano abbastanza reali e non solo argomento per un romanzo di fantascienza, è dimostrato dal fatto che gruppi di scienziati si occupano costantemente della « salute » delle calcolatrici controllandone nello stesso tempo i progressi.

Un esperto di macchine elettriche Frank Matthews, ha affermato: « La nostra salvaguardia risiede nel fatto che, per quanto riusciamo a costruire le intelligenti calcolatrici possiamo sempre allungare la mano e staccare la spina. Naturalmente, dovremo fare la massima attenzione nel non fornire alla calcolatrice un braccio che possa impedirci di staccare la spina, e non dobbiamo permetterle di possedere una sorgente di energia interna sotto suo diretto controllo ».

A tutt'oggi fortunatamente le calcolatrici elettroniche non controllano la spina, ma i compiti che esse stanno svolgendo nel campo del lavoro sono soltanto un preludio all'uso dei robots, quali strumenti per prendere decisioni che finora sono appartenute ai dirigenti più qualificati.

Però anche queste meravigliose macchine possono talvolta sbagliare: uno dei più famosi errori è avvenuto recentemente, quando una calcolatrice della difesa aerea americana, collegata ad un radar a grande distanza, captò un segnale dalla Luna, « decise » che si trattava di un missile sovietico all'attacco e invocò immediatamente contromisure. L'intelletto umano poté in quel caso correggere la deficienza della macchina segnando così i limiti dello strumento elettronico, il quale, nonostante le sbalorditive prestazioni, resta sempre uno strumento creato dall'uomo ed al servizio dell'uomo.



RITARDO DEI TEMPI DI ATTRAZIONE O DI RILASCIO DEI RELÈ MEDIANTE TERMISTORI

del Dr. Ing. Bruno Viacava
della Siemens Eleftra S.p.A.

Il valore della resistenza di un termistore ad una temperatura di 200° si riduce a circa $1/30 \div 1/150$ del suo valore misurato alla temperatura ambiente. Si può impiegare questa proprietà dei termistori per ritardare i tempi di funzionamento dei relè. Un termistore, inserito in serie ad una bobina, si riscalda fortemente al passaggio della corrente: la sua resistenza diminuisce, mentre la corrente, nel termistore stesso e nella bobina del relè, aumenta di valore sintantochè il relè attrae.

Poichè il riscaldamento del termistore richiede, per potenze limitate, maggiore o minor tempo a seconda della sua massa, si possono ottenere diversi tempi di ritardo. Mediante appropriati schemi, si possono pure ottenere ritardi alla diseccitazione di un relè.

Per ragioni che verranno chiarite in seguito, i tempi di ritardo mostrano una notevole variazione. Pertanto, si devono impiegare termistori per ritardare relè, solamente quando non si richiedano elevate prestazioni circa la precisione dei tempi di ritardo.

Nonostante questa limitazione, diversi sono i casi d'impiego nei quali i termistori, causa le loro ridotte dimensioni ed il prezzo conveniente, possono venire vantaggiosamente impiegati. Il campo dei tempi di ritardo possibili si estende da circa un decimo di secondo ad 1 minuto, ed eventualmente anche oltre. I termistori si possono quindi usare in tutti quei casi in cui, dove un ritardo, ottenuto a mezzo di condensatori, risulta troppo costoso.

RITARDO DEL TEMPO DI ATTRAZIONE

La figura 1 mostra lo schema base per il ritardo all'attrazione.

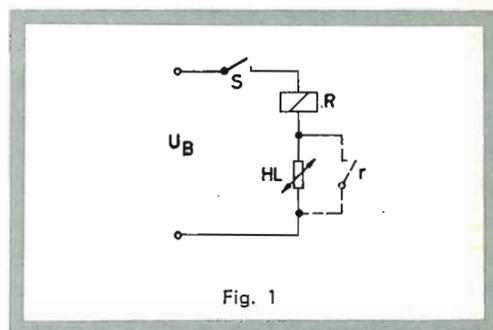


Fig. 1

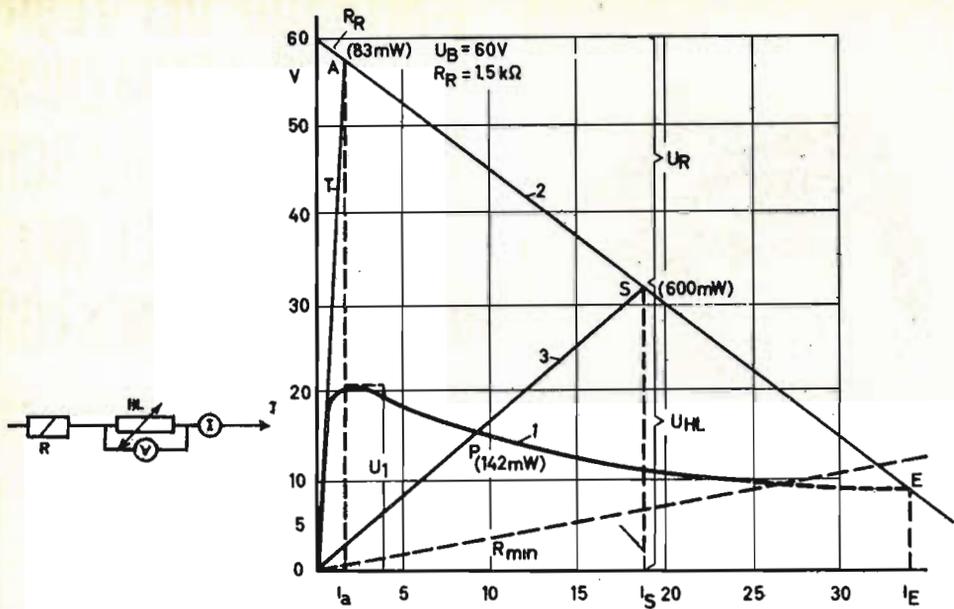


Fig. 2

In figura 2 sono riportate le curve caratteristiche della tensione e della corrente. La curva 1 dà la caratteristica, **in regime stazionario**, tensione-corrente, del termistore; la retta 2 dà la resistenza della bobina del relè, riportata **verso il basso**, partendo dalla tensione di esercizio U_B . La tangente T alla curva caratteristica dà la resistenza a freddo del termistore; il punto A di intersezione della tangente T con la retta 2 del relè, dà la corrente iniziale; il punto E di intersezione tra la retta « 2 » e la caratteristica del termistore dà il valore finale, a regime, della corrente I_E . Sulle ascisse, I_s dà la corrente di attrazione del relè; il punto S di intersezione tra I_s e la retta 2, dà la tensione del relè e del termistore al momento dell'attrazione del relè. Il punto S indica la potenza elettrica assorbita dal termistore quando il relè comincia ad attrarre; la linea 3 di collegamento tra S ed il punto O taglia la caratteristica I nel punto P. Il punto

P indica la potenza che deve, al momento dell'attrazione del relè, mantenere nei limiti la sovratemperatura del termistore.

In figura 3 è riportata per lo stesso schema, la corrente I, nella bobina del relè e nel termistore, in funzione del tempo. Inoltre vengono riportate la potenza P_Z assorbita dal termistore, la potenza P_A dissipata dal termistore e la potenza P_W di riscaldamento.

Il tempo di ritardo τ_s si può calcolare così:

$$(1) \quad \tau_s = \frac{W_1 \cdot \vartheta_s}{P_W}$$

$$(2) \quad P_W = P_Z - P_A = P_Z - A \cdot \vartheta$$

$$(3) \quad P_W = \frac{(U_B)^2 \cdot R_{HL}}{(R_{HL} + R_R)^2} - A \cdot \vartheta$$

dove:

W_1 = capacità termica (rispettivamente contenuto termico del termistore): energia che deve essere data per l'aumento di 1°C

$R_S = R_{HL}$ (resistenza del termistore al momento di inserzione) P_W

P_W = potenza di riscaldamento, P_W = potenza di riscaldamento media

P_Z = potenza elettrica assorbita

P_A = potenza dissipata

A = costante di dissipazione (potenza che, a regime, in aria ferma, produce una sovrarelevazione della temperatura di 1°C)

$\vartheta = T_{HL} - T_U =$ sovratemperatura del termistore

$\vartheta_S =$ sovratemperatura al momento di inserzione

Dalla :

$$(4) \quad R_{HL} = R_{20} \cdot \exp \left(TK_{20} \cdot \vartheta \frac{T_0}{T} \right)$$

appare che P_W non si lascia determinare direttamente.

Se si conoscono i seguenti dati per il termistore :

$R_{HL} = f(T_{HL})$, W_I , A , la temperatura ambiente T_U , la tensione di esercizio U_B e, per il relè: R_R ed I_S è possibile determinare il tempo di inserzione τ_S con integrazione a gradini.

Pertanto si può porre T_{HL} quale variabile indipendente.

ALCUNE INDICAZIONI DI MASSIMA PER LA SCELTA DEL TERMISTORE IN BASE AL TIPO DI RELÈ ED ALLA TENSIONE DI ESERCIZIO

Per limitare il più possibile la dispersione dei tempi di ritardo in limiti ammissibili, debbono essere osservate le seguenti regole fondamentali :

1) La tensione di esercizio U_B deve essere circa 2 ÷ 5 volte maggiore della tensione massima U_I , alla quale si trova il termistore, a media temperatura ambiente (vedere figura 2).

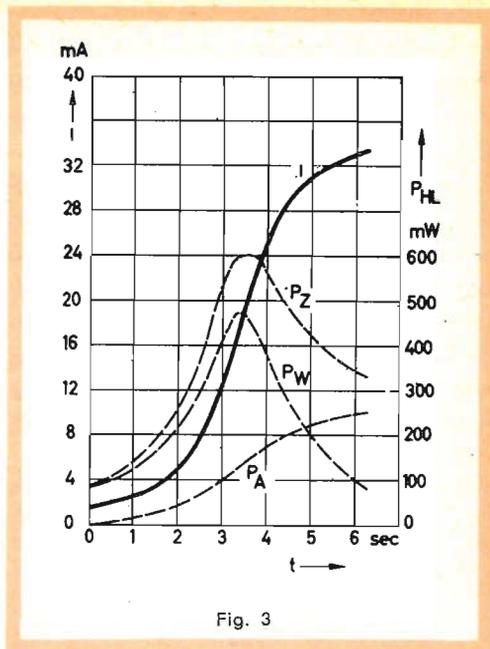


Fig. 3

Se la tensione U_B è minore di 2 volte U_I , si hanno oscillazioni di U_B e la dipendenza della tensione massima U_I del termistore in funzione della temperatura ambiente causerebbe notevoli variazioni.

$$(5) \quad \frac{\Delta U_I}{U_I \cdot \Delta T_U} \approx -1,5 \% / ^\circ C$$

Se U_B è > di 6 volte U_I possono generarsi nel termistore, a causa del rapido riscaldamento, dannose tensioni interne; inoltre l'accoppiamento, tra relè e termistori, il più delle volte non è buono.

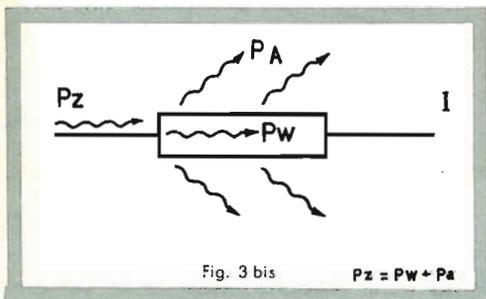
2) Nell'istante in cui il relè attrae, la resistenza R_S del termistore deve essere maggiore di 0,7 R_R . Se R_S è minore di 0,7 R_R si hanno oscillazioni di tensione; variazioni eventuali della resistenza del relè R_R e della corrente d'attrazione I_S del relè.

Quando il relè attrae vale la seguente espressione :

$$(6) \quad R_S = \frac{U_B}{I_S} - R_R$$

Le variazioni di U_B , I_S e R_R si influenzano mutuamente e possono generare così notevoli dispersioni di R_S e della temperatura del termistore nell'istante d'attrazione.

La corrente I_S deve essere l'effettiva media corrente d'attrazione che, per lo più, si trova tra il 10 ed il 30 % al di sotto del valore dedotto da prove, rispettivamente da listino. In base a dette considerazioni, il tempo di commutazione del relè può essere trascurato perchè esso è (per lo più) piccolo rispetto al tempo di ritardo τ_S .



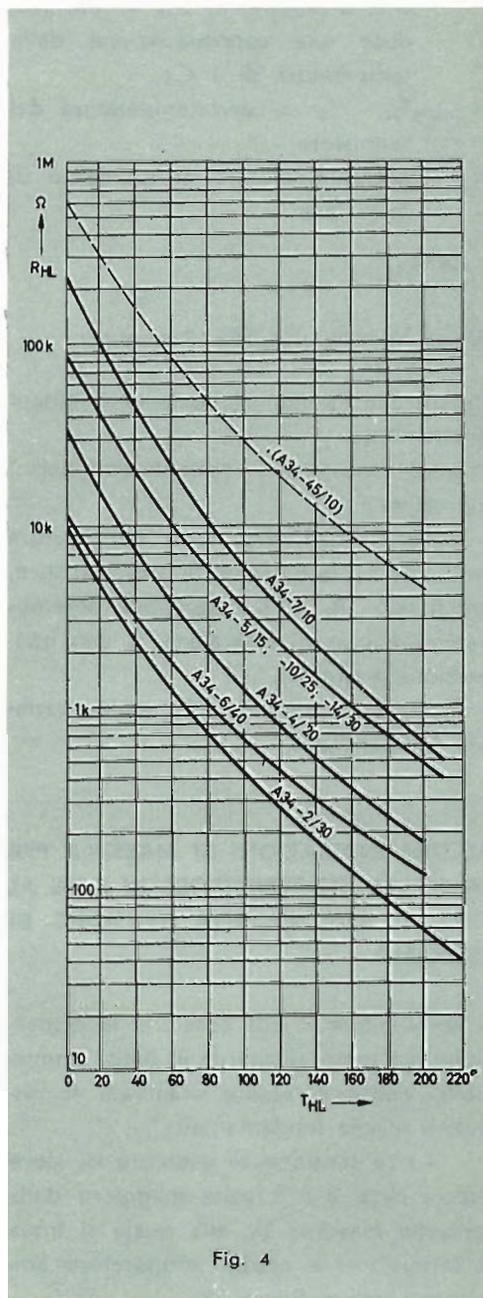
3) I_S deve essere più piccolo di 0,7 I_E .

Tanto più I_S si avvicina al valore I_E , tanto minore diviene la differenza tra la potenza assorbita P_Z e la potenza dissipata P_A : l'incremento di corrente nel punto di inserzione avviene molto lentamente e si riduce l'efficacia del calore dissipato P_A alle diverse temperature ambiente. È opportuno predisporre i componenti in modo tale che R_S sia maggiore od uguale a R_R e che P_Z sia maggiore di P_A ; si ottiene così che la linea dell'incremento di corrente, nell'istante di attrazione, è quanto più ripida possibile.

Si può così ottenere che la variazione di corrente, dovuta al passaggio da un valore pari a metà ad un valore pari all'intera corrente di attrazione, comporti soltanto un quinto dell'intero tempo di ritardo (vedere figure 3 e 3 bis).

4) Il circuito deve essere calcolato in modo tale da consentire che la sovra-

temperatura ϑ_S nell'istante di attrazione sia di $80^\circ \div 130^\circ$. Con valori più piccoli di ϑ_S si ottengono elevate variazioni di τ_S al variare della temperatura ambiente; con valori maggiori di ϑ_S in caso di sfavorevole accoppiamento tra U_B , R_R ed I_S , la temperatura del termistore, nell'istante di



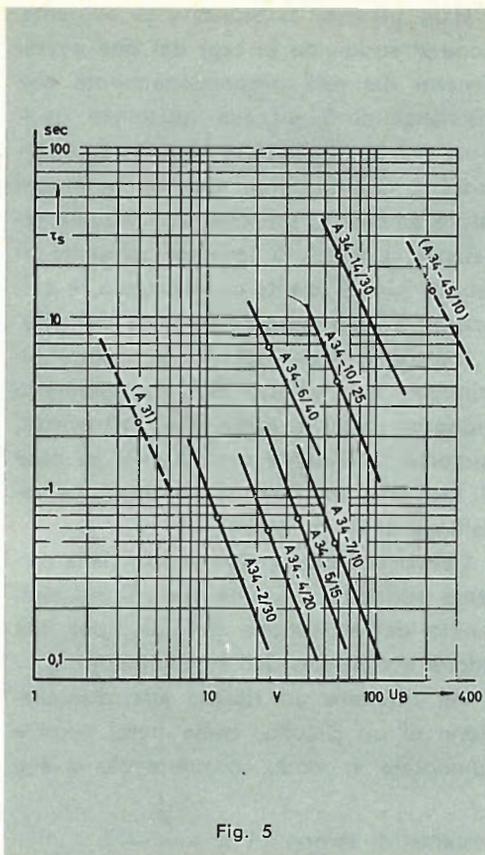


Fig. 5

attrazione, può superare la massima temperatura ammissibile.

La massima temperatura di esercizio è di circa 200° C.

Se vengono soddisfatte le quattro premesse sopracitate, vengono pure soddisfatte i seguenti corollari:

Dipendenza del tempo di ritardo dalla temperatura ambiente

Essa comporta in media — 2 % per °C ed è tanto più grande quanto più grande è il TK e quanto più piccolo è il rapporto $U_B : U_1$.

Tempo necessario per l'inizio di una nuova inserzione

Dopo un tempo di raffreddamento del termistore pari a circa 3τ ($\tau =$ costante di raffreddamento termico del termistore), il tempo di ritardo è normalmente pari al-

l'80 ÷ 90 % del tempo ottenibile dopo il completo raffreddamento del termistore.

Dipendenza della tensione all'istante di commutazione

Poichè la potenza P_Z assorbita dal termistore cresce proporzionalmente con il quadrato di U_{B_r} e la potenza P_A è indipendente da U_B si ha:

$$\frac{\Delta \tau_s}{\tau_s} \sim 2 \dots 3 \frac{\Delta U_B}{U_B}$$

Variazione del tempo di inserzione

L'istante di inserzione di un determinato termistore si può stabilire (vedi figura 5) innanzitutto mediante una variazione della tensione di esercizio. Una piccola variazione si può anche ottenere mediante la inserzione di una resistenza prima del termistore; si ha però il pericolo che venga anche ridotta la sicurezza di attrazione del relè.

RITARDO ALLA DISECCITAZIONE DI RELÈ

Si può ottenere l'interruzione di un circuito, per un certo tempo, impiegando un termistore in parallelo ad un relè. La durata dell'interruzione è determinata dal tipo di termistore. Lo schema può essere realizzato come a figura 6.

Applicando la tensione di comando U_B si ottiene l'immediata eccitazione del relè R_r , il quale, con un suo contatto di riposo, provoca l'apertura del circuito. Il termistore, posto in parallelo alla bobina del relè, si riscalda più o meno rapidamente, a seconda della sua massa. La sua resistenza, pertanto, diminuisce e la corrente che passa attraverso R_v cresce. La caduta di tensione ai capi di R_v aumenta, provocando una riduzione di quella ai capi del relè, fino a determinarne la diseccitazione: il contatto del relè si richiude e ripristina il circuito.

Lo schema riportato in figura 6, naturalmente, può essere usato per ritardare la apertura di un relè che debba disecci-

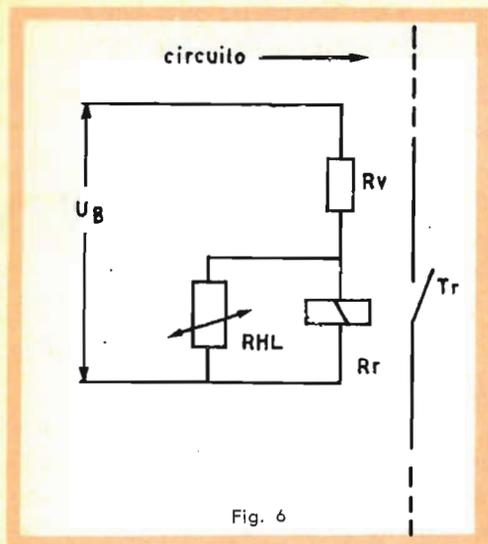


Fig. 6

tarsi trascorso un certo tempo dall'istante di inserzione.

Per il calcolo di questi circuiti debbono essere osservate le seguenti modalità:

1. La tensione applicata alla bobina a termistore freddo, deve essere almeno 1.5 volte la tensione massima U_1 .
2. La tensione del relè alla diseccitazione non deve essere inferiore a 1.5 volte la tensione nominale del termistore U_n .

Il termistore deve potersi raffreddare prima di effettuare un'altra interruzione. Quando l'intervallo tra due operazioni successive è $t = 3 \tau$ (3 volte la costante di raffreddamento), il tempo di interruzione raggiunge normalmente l'80 - 90 % della durata della prima interruzione.

In figura 6 si hanno:

U_B è la tensione di alimentazione

R_r è la resistenza del relè

R_V è la resistenza di carico da inserire in serie al relè.

Un ritardo alla caduta del relè si ottiene secondo lo schema di figura 6 bis. Il numero di spire della bobina S_1 è maggiore del numero di spire della bobina S_2 .

Quando viene chiuso il contatto S' (ed, eventualmente, anche S'' , se quest'ultimo

è stato previsto) la tensione di alimentazione si suddivide ai capi dei due avvolgimenti del relè proporzionalmente alla resistenza di S_2 ed alla resistenza risultante dal parallelo avvolgimento S_1 - Termistore. Quest'ultimo, essendo a temperatura ambiente, presenta una elevata resistenza, per cui la tensione presente ai capi di S_1 , nell'istante di inserzione, è sufficiente a consentire l'attrazione del relè.

Mentre la resistenza del termistore diminuisce per effetto del riscaldamento prodotto dalla corrente che l'attraversa, aumenta la corrente complessiva, in base al rapporto tensione d'alimentazione/resistenza di carico globale.

L'avvolgimento S_2 attraversato dalla corrente suddetta consente così il mantenimento dell'eccitazione del relè, pur con ridotta eccitazione dell'avvolgimento S_1 .

Per ottenere un ritardo alla diseccitazione di un circuito, come noto, occorre aumentare in modo considerevole la sua

$$\text{costante di tempo } (T = \frac{L}{R}).$$

Un relè provvisto di un secondo avvolgimento in corto circuito presenta una elevata autoinduzione, comportandosi detto avvolgimento come il secondario di un trasformatore.

Al diminuire della corrente nel primo avvolgimento, nel secondo, che è in corto circuito, viene indotta una corrente di eguale direzione che si oppone alla diminuzione del campo magnetico.

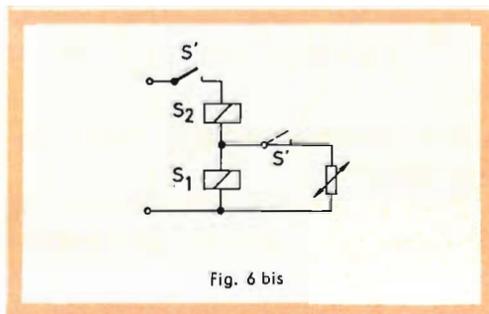


Fig. 6 bis

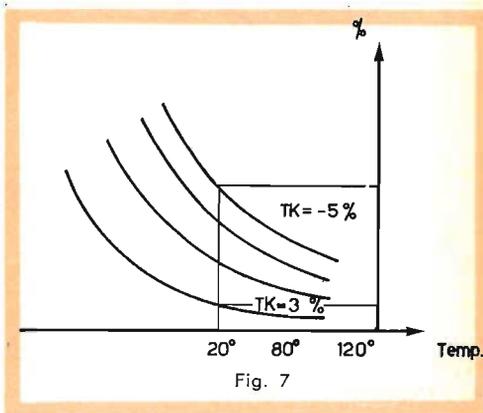
La corrente indotta nel secondo avvolgimento è tanto maggiore quanto minore è la sua resistenza e quanto più alto è il

rapporto $\frac{n. 1}{n. 2}$ tra i due numeri di spire dei due avvolgimenti.

Nel caso in esame, evidentemente, non è possibile ridurre, come occorrerebbe per ottenere il massimo effetto ritardante, un avvolgimento ad una spira in corto circuito: giova però, agli effetti del ritardo, l'azione prodotta dal termistore. Esso, infatti, cortocircuita l'avvolgimento di lavoro S, del relè: la corrente indotta in esso per autoinduzione si mantiene, chiudendosi attraverso la resistenza del termistore, che a caldo, ha

valori da 30 a 100 volte minori della resistenza a freddo.

Anche in questo caso, naturalmente, il ciclo si può ripetere trascorso un tempo $T = 3 \tau$.



LESA



POTENZIOMETRI • POTENTIOMETERS • POTENTIOMETER
 POTENTIOMETRES • POTENCIOMETROS

▼
**Una vasta gamma
 di tipi standard**

▼
**Modelli speciali
 per ogni esigenza**

per l'industria: *potenziometri, giradischi, cambiadischi, macchinario elettrico*

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S. p. A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO
LESA OF AMERICA CORP. - 3217 - 61 STREET - WOODSIDE 77 - N. Y. - U. S. A.
LESA DEUTSCHLAND G. m. b. H. - BRÜCKENSTRASSE 13 - FRANKFURT a. M. - DEUTSCHLAND

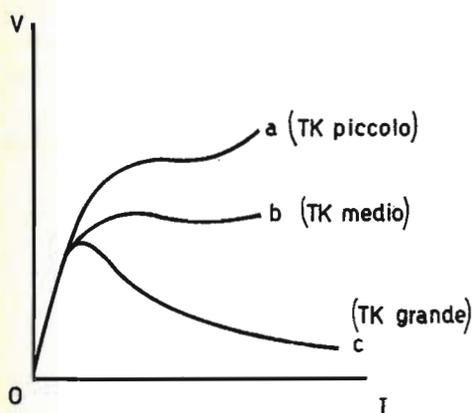


Fig. 8

APPENDICE

Il coefficiente di temperatura esprime la variazione di resistenza per °C ed è rappresentato da:

$$TK (\%) = \frac{dR}{R} \frac{100}{dT}$$

La legge delle variazioni di resistenza in funzione della temperatura è espressa quindi da:

$$R_x = R_{20} e TK_{20} \frac{\vartheta T_{20}}{T}$$

dove T_{20} , T ed R_x sono, rispettivamente: temperatura assoluta a 20°, temperatura assoluta a x°C e resistenza a x°C.

Il coefficiente di temperatura varia in funzione della temperatura secondo l'andamento di principio riportato in figura 7.

In figura 8 sono rappresentate alcune caratteristiche tensione/corrente; si possono notare un primo tratto rettilineo comune (oH), nel quale l'incremento di corrente cresce proporzionalmente con la tensione, ed un secondo tratto (Ha, Hb, Hc) il cui andamento dipende dal valore del coefficiente di temperatura TK, ove non si ha più proporzionalità fra tensione e corrente.

R_{HL} = resistenza del termistore nell'istante considerato

R_s = resistenza del termistore nell'istante di commutazione del relè

R_r = resistenza del relè

T_u = temperatura ambiente

T_{HL} = temperatura del termistore

ϑ_s = sovratemperatura del termistore nell'istante di commutazione del relè

R_{20} = resistenza del termistore a 20° C

TK = coefficiente di temperatura

T_o = temperatura assoluta a 20° C

T = temperatura assoluta

U_1 = massima tensione a regime, alla temperatura ambiente $T_u = 20^\circ C$

τ = costante di tempo di raffreddamento (tempo in cui la sovratemperatura si abbassa di 1/e)

SIMBOLI USATI

U_B = tensione d'esercizio

I_s = corrente di eccitazione

I_E = corrente di regime; $I_E = \frac{U_B}{R_R + R'_{HL}}$

P_Z = potenza assorbita

P_A = potenza dissipata (per salto termico)

P_W = potenza di riscaldamento

τ_s = tempo di ritardo

W_t = capacità termica

ϑ = sovratemperatura del termistore (riferita alla temperatura ambiente)

A = costante di dissipazione (potenza che, a regime, in aria ferma produce una sopraelevazione della temperatura di 1° C)

AMPLIFICAZIONE IN CLASSE A-B

Preliminari

I tecnici americani hanno normalizzato gli amplificatori di bassa frequenza nelle classi A, AB1, AB2, B e C. L'aver intercalato fra la classe A e la B, due classi intermedie (la AB1 e la AB2) ha avuto per scopo la definizione di due condizioni di funzionamento di un amplificatore, di cui il primo partecipa prevalentemente delle caratteristiche della classe A, mentre il secondo assume caratteristiche più vicine a quelle della classe B.

Ricordiamo brevemente che la classe A, che è il sistema di amplificazione adottato più largamente, presenta il vantaggio di una bassa distorsione ma ha un rendimento piuttosto modesto, mentre la classe B può raggiungere rendimenti del 75 %, ma con una qualità di riproduzione meno elevata, specialmente nel funzionamento a basso volume.

Infine la classe C ha un rendimento ancor più elevato, ma il suo uso è limitato ai soli trasmettitori.

Precisato che le classi AB1 e AB2 vengono usate esclusivamente per amplificatori simmetrici (push-pull), consideriamo per un momento la curva caratteristica di una valvola d'uscita.

Nel funzionamento in classe A (fig. 1), si sceglie il tratto dritto della caratteristica tensione di griglia - corrente di placca. Purtroppo, per la maggior parte delle valvole, non si hanno parametri assolutamente dritti, in particolare per le valvole moderne a forte pendenza.

Anzi, maggiore è la pendenza e più la curva diviene parabolica, con la conseguenza che si è costretti ad utilizzare una parte limitata della curva, come MN di

fig. 1. A sinistra di M la curva si fa accentuata e al di là di N si ha corrente di griglia. Il punto A corrisponde allora ad una intensità di riposo relativamente grande, con una piccola resa, mentre la dissipazione anodica è notevole e la valvola è surriscaldata.

Nell'amplificazione in classe AB, si sceglie un punto di riposo situato assai più in basso del punto A, con l'aumento della tensione di polarizzazione di griglia.

Se l'amplificatore viene fatto funzionare in modo da evitare la formazione di corrente di griglia, si è in regime di classe AB1, se invece il funzionamento ha luogo con corrente di griglia, allora si ha la classe AB2.

Il diagramma di funzionamento della classe AB1 è illustrato in fig. 2. Il valore della tensione d'attacco è limitata per la necessità di evitare la corrente di griglia.

È necessario che in nessun momento la tensione di griglia assuma valori positivi, anzi deve sempre restare un certo valore della tensione di polarizzazione.

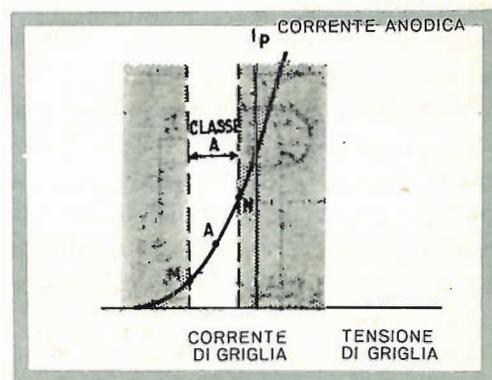


Fig. 1 - Limiti di funzionamento in classe A. Il punto di riposo è scelto nel tratto dritto della caratteristica, limitato in basso dalla curvatura inferiore e in alto dalla zona ove ha inizio la formazione di corrente di griglia. La zona, essendo ristretta, limita le possibilità della valvola.

In effetti, la corrente di griglia comincia a manifestarsi a -5 V. Nei tubi a forte pendenza, nei quali la griglia è situata molto vicina al catodo, la corrente di griglia si manifesta ancor prima ed è di maggior intensità.

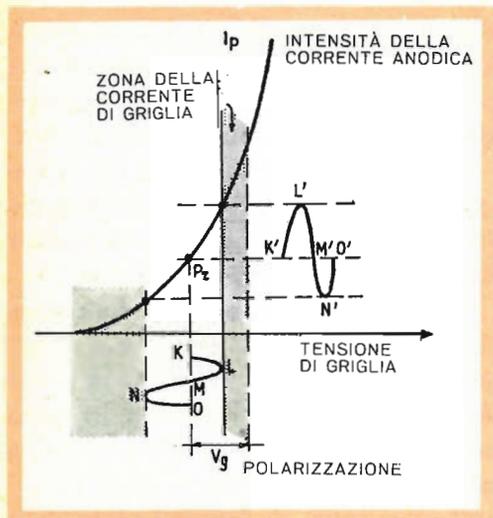


Fig. 2 - In classe AB il punto di funzionamento a riposo è situato all'inizio della curvatura inferiore. Di conseguenza le due alternanze non sono amplificate allo stesso modo.

La fig. 2 mostra l'importanza che assume la pendenza della caratteristica nella zona di funzionamento. Variando il guadagno dell'amplificatore con l'ampiezza della tensione, si ha per risultato la distorsione all'uscita.

L'alternanza positiva KLM provoca la variazione d'intensità $K'L'M'$, mentre l'alternanza negativa MNO provoca la variazione $M'N'O'$. Le due alternanze non sono dunque amplificate in modo eguale e perciò si ha distorsione, con un risultato disastroso per la fedeltà.

Dalla disegualianza delle due alternanze risulta che il valore medio della variazione della corrente anodica non è nulla, come si verifica nella classe A.

Se si realizza lo schema di fig. 3, in cui è impiegato un pentodo di potenza, si può

constatare che i valori medi della corrente anodica I_a e quelli della griglia schermo I_{g2} aumentano durante il funzionamento.

Queste correnti sono tanto più intense quanto maggiore è la potenza fornita dallo stadio. Si tenga presente che ciò non significa che la dissipazione totale da parte della valvola amplificatrice è più grande, poichè, al tempo stesso che cresce la potenza erogata dall'alimentatore anodico V_a , la potenza modulata inviata all'altoparlante diviene maggiore.

Per ottenere dallo schema della fig. 3 il funzionamento in classe AB2, è sufficiente aumentare l'ampiezza del segnale di entrata, senza variare la tensione di polarizzazione.

Ciò non significa però che lo stesso amplificatore possa funzionare in classe AB1 o in classe AB2, e vedremo in seguito le ragioni. Ma lo schema ci dimostrerà:

1) La formazione di corrente di griglia, quando il segnale di entrata sorpassa la linea IJ .

2) Il taglio delle cuspidi delle alternanze negative (cut-off). Dalla forma della corrente anodica rappresentata nella fig. 4 si può constatare che la distorsione in queste condizioni è considerevole.

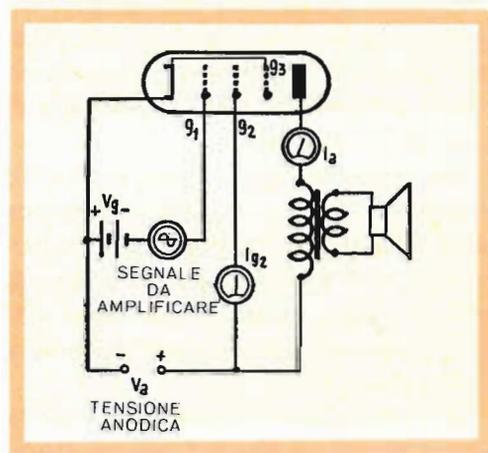


Fig. 3 - Questo schema consente di controllare come, con l'aumento della potenza, aumenta la corrente di placca e di griglia schermo.

La corrente di griglia

Quando per l'ampiezza del segnale di entrata, la griglia diventa positiva, la resistenza equivalente del circuito catodo-griglia scende a valori molto bassi (dell'ordine di 1000 Ohm ed anche meno per certi tipi di valvole).

Per evitare la distorsione è necessario che la resistenza del circuito di griglia esterno sia molto bassa. Ciò non avviene quando lo stadio finale è accoppiato a resistenza-capacità (fig. 5). La presenza della resistenza elevata R , nel circuito di griglia, provoca una caduta di tensione, indicata in fig. 5 con i segni + e - e in pratica si traduce nel risultato di fig. 6.

Bisogna dunque assicurare la condizione per la quale la resistenza ohmica del circuito di accoppiamento (griglia), sia di valore trascurabile, condizione questa che viene raggiunta con accoppiamento a trasformatore di conveniente rapporto.

La presenza della corrente di griglia comporta un'altra conseguenza: il trasformatore d'entrata deve essere progettato in modo da fornire alle griglie dello stadio finale una certa potenza; siamo dunque in

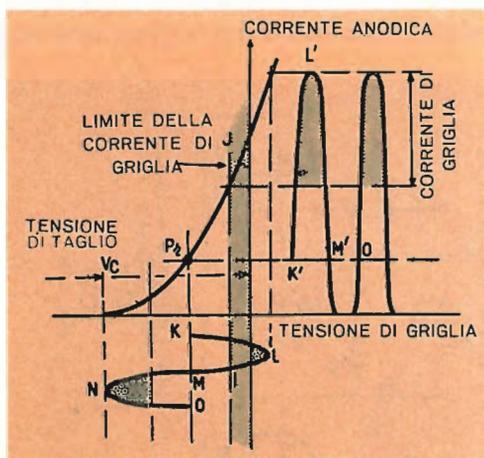


Fig. 4 - In classe AB2 l'ampiezza del segnale di entrata è tale che il punto di funzionamento si sposta nella regione dove si forma corrente di griglia e la corrente anodica risulta « tagliata ».

TRAN CIA FORI

Q MAX

L'UTENSILE INDISPENSABILE PER TUTTI I LABORATORI

In vendita presso tutte le Sedi GBC.

N. catalogo	Ø 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.

presenza non di un amplificatore di tensione, ma di uno stadio pilota (driver).

In effetti le cose risultano un poco più complicate per il fatto che questa potenza non deve essere prodotta in maniera continua, ma solo durante una frazione di alternanza. Affinchè non vi sia distorsione,

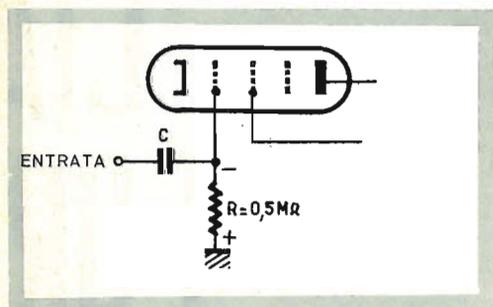


Fig. 5 - Questo collegamento non può essere realizzato se vi è corrente di griglia; questa provocherebbe una eccessiva caduta di tensione nella resistenza R.

bisogna che lo stadio d'entrata sia previsto per fornire una potenza assai superiore di quella strettamente necessaria.

È evidente che se la tensione da amplificare è di debole ampiezza, il sistema funziona in classe A. Per una tensione di entrata un po' maggiore avremo il funzionamento in classe AB1 e, in questi due casi, non occorre potenza alle griglie dello stadio finale.

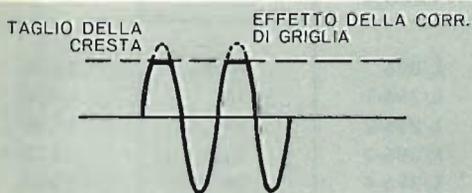


Fig. 6 - La presenza della corrente di griglia in un accoppiamento a resistenza, comporta il taglio delle cuspidi della sinusoide.

Se invece l'ampiezza aumenta ancora, il sistema funzionerà in classe AB2, a par-

tire dal momento in cui comincerà a manifestarsi la corrente di griglia ed è in questo momento che la valvola pilota deve fornire una certa potenza.

L'amplificatore in opposizione di fase (push-pull)

Consideriamo un classico stadio finale in contro fase fig. 7. In esso le due valvole in opposizione ricevono un eguale segnale di entrata, ma sfasato di 180° e le due rispettive correnti anodiche, egualmente sfasate, si ricombinano nel trasformatore d'uscita, sommando le due tensioni prodotte per caduta nelle due metà del primario.

Scelta la tensione di polarizzazione in base alla tensione applicata sugli anodi, le caratteristiche delle due valvole, riprodotte nel diagramma di fig. 9, permettono di tracciare quella risultante: la perfetta simmetria delle due curve dà per risultato una linea dritta.

Ma questo risultato, che è l'indice sicuro di una buona qualità di riproduzione, non può essere raggiunto se non è stato scelto un valore appropriato della tensione di polarizzazione.

È noto che la polarizzazione negativa di griglia può essere ottenuta in tre modi di-

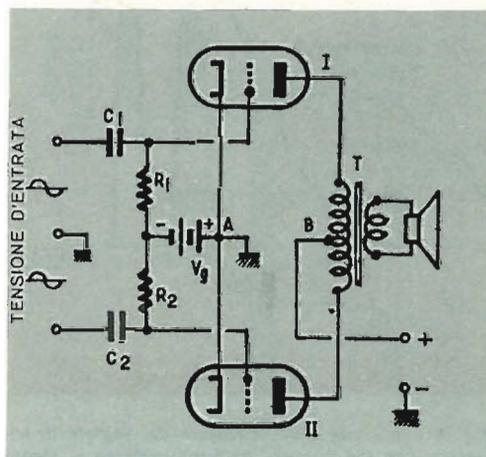


Fig. 7 - Schema di principio di uno stadio simmetrico.

versi: si ha cioè la **polarizzazione automatica**, con l'inserimento di una resistenza fra i catodi e la massa; la **polarizzazione semifissa**, quando la tensione negativa è prelevata dal circuito di alimentazione anodica e, infine, la **polarizzazione fissa**, quando viene ricavata da un alimentatore indipendente.

L'impiego della polarizzazione fissa rappresenta un'eccellente soluzione, purchè le valvole siano poste in condizione di lavorare un poco al di sotto dei loro limiti di dissipazione anodica.

Un'altra condizione indispensabile per il buon funzionamento degli amplificatori di entrambe le classi AB, è di provvedere una alimentazione anodica a bassa resi-

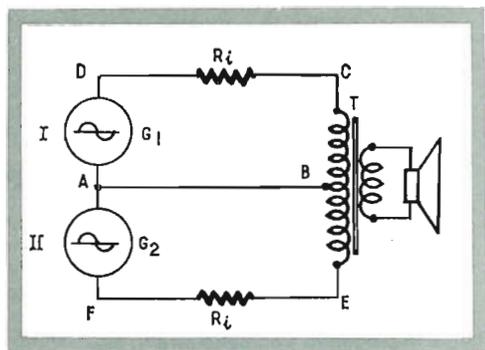


Fig. 8 - Schema equivalente di uno stadio in push-pull, analogo a quello di fig. 7.

stenza interna, tale cioè che non risenta delle variazioni di tensione provocate dalle forti richieste di corrente nelle punte di modulazione.

Altrettanto dicasi delle tensioni di griglia schermo, quando nello stadio finale vengono impiegati dei pentodi.

L'accoppiamento fra lo stadio pilota (driver), e lo stadio finale ha luogo a mezzo di un trasformatore di entrata capace di fornire senza cadute la potenza di cresta corrispondente alla corrente di griglia.

Si tratta in effetti di un trasformatore di adattamento, il cui rapporto è generalmen-

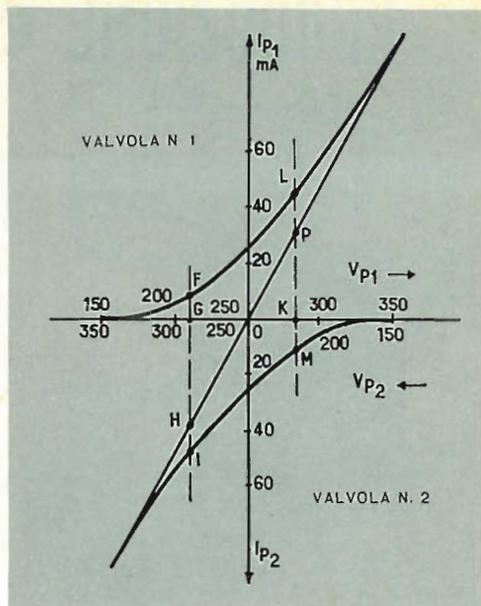


Fig. 9 - Principio di costruzione della caratteristica composta di uno stadio amplificatore simmetrico. Con una polarizzazione opportunamente scelta, la caratteristica risultante dalle due in opposizione è rigorosamente dritta sulla maggior parte della sua estensione.

te inferiore a 1 (rapporto in discesa), ed avente il primario pilotato da una valvola di potenza costituita da un triodo, oppure da un pentodo collegato come triodo, poiché la resistenza interna dello stadio pilota deve essere bassa per facilitare l'accoppiamento a trasformatore.

Per finire, osserveremo che mentre con la classe AB1, oltre ad un incremento della potenza rispetto alla classe A, si può ottenere un'alta qualità di riproduzione, con la classe AB2, ammettendo una percentuale totale di armoniche inferiore a 7% nelle punte di uscita, si può raggiungere una potenza quasi doppia.

Per esempio: con due valvole tipo 6L6 in classe A, la massima potenza ottenibile varia da 15 a 18 Watt, le stesse valvole in classe AB1 permettono di raggiungere potenze di 25 Watt e in classe AB2 la potenza raggiunge i 45 Watt, con un tasso di distorsione dell'ordine del 5%.



AR/14

Radoricevitore a transistor per OM.
 6 transistor + 1 diodo.
 Gamma OM 520 ÷ 1600 kHz.
 Potenza d'uscita 0,1 W.
 Presa auricolare.
 Antenna ferroxcube. Peso: 210 g.
 Borsettina in pelle.
 Dimensioni: 59 x 77 x 21 mm.
 Prezzo L. **19.500.**



AR/19 "GIBY,,

Radoricevitore supereterodina
 a Transistor per Onde Medie.
 6 transistor + 1 diodo.
 Alta sensibilità di ricezione
 ed elevato rendimento acustico.
 Mobile in plastica antiurto.
 Alimentazione con batteria a 9 V.
 (tipo I/450-1).
 Autonomia della batteria circa 50 ore.
 Peso: 230 g.
 Impiegando l'alimentatore I/600
 funziona con rete luce.
 Dimensioni: 68 x 100 x 30 mm.
 Prezzo L. **15.500.**



AR/22 "RIKY,,

Radoricevitore supereterodina
 a Transistor per Onde Medie.
 6 transistor + 1 diodo.
 Alta sensibilità di ricezione
 ad elevato rendimento acustico.
 Mobile in plastica antiurto.
 Alimentazione con batteria a 9 V
 (tipo I/450-1).
 Autonomia della batteria circa 50 ore.
 Peso: 230 g.
 Impiegando l'alimentatore I/600
 funziona con rete luce.
 Dimensioni: 66 x 100 x 27 mm.
 Prezzo L. **16.900.**

AR/20

Radioricevitore supereterodina

portatile a transistor per Onde Medie.
6 Transistor + 1 diodo.
Telaio a circuito stampato.
Altoparlante con magnete rinforzato
ad alto rendimento acustico.
Antenna in ferroxcube incorporato.
Scala ad orologio.
Mobile in materia plastica antiurto.
Alimentazione con 2 pile da 6 V.
disposte in parallelo per ottenere un'autonomia
di circa 100 ore. Peso: 830 g.
Impiegando l'alimentatore I/601
funziona con rete luce.
Dimensioni: 200 x 120 x 50 mm.
Prezzo L. 16.500.

AR/21

Radioricevitore supereterodina

portatile a transistor
per Onde Medie - Onde Lunghe.
6 transistor + 1 diodo.
Altoparlante con magnete rinforzato
ad alto rendimento acustico.
Antenna in ferroxcube incorporata.
Presca auricolare.
Presca antenna esterna per auto.
Alimentazione con 2 pile da 6 V.
Impiegando l'alimentatore I/601
funziona con rete luce.
Dimensioni: 205 x 130 x 55 mm.
Prezzo L. 20.500.

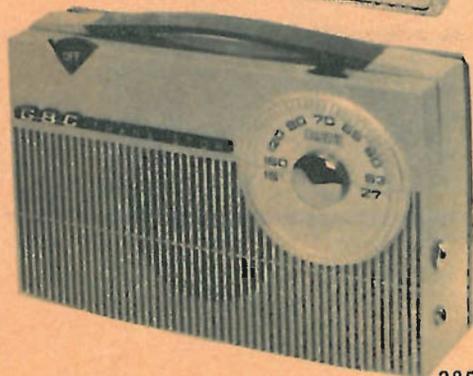
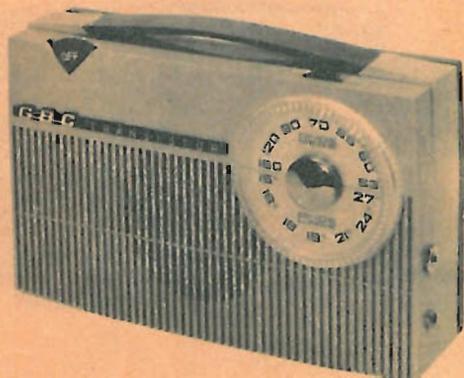
AR/40

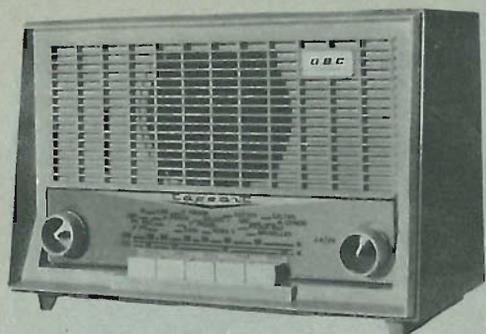
Radioricevitore supereterodina portatile
a 8 transistor + 1 diodo, per Onde Medie,
Lunghe, Ultracorte, Corte, Marittime.
Indicatore luminoso di sintonia.
Selezioni di gamma a tastiera.
Commutatori separati per la sensibilità e tono.
Antenna ferroxcube incorporata per O.M. e O.L.,
ed a sfilo per le 3 gamme O.C.
Presca antenna auto O.M.-O.L. con commutazione.
FONO e presca per altoparlante supplementare.
Ampia scala orizzontale illuminata.
Alimentazioni in c.c. mediante 6 pile
monocellulari da 1,5 V.
Altoparlante di alta qualità.
Mobile in legno ricoperto in finta pelle colorata.
Peso: 3900 g.
Dimensioni: 295 x 190 x 100 mm.
Prezzo L. 76.500.

AR/24

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.
Presca antenna esterna. Presca auricolare.
Alimentazione con due pile da 6 V.
Impiegando l'alimentatore I/601 funziona
con rete luce.
Dimensioni: 205 x 130 x 55 mm.
Prezzo L. 17.500.





AR/26

Radioricevitore supereterodina

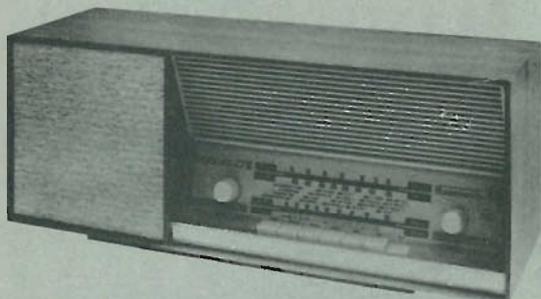
per Onde Medie-Corte-Fono.
5 Valvole serie americana.
Selezione di gamme e di toni, a tastiera.
Scala orizzontale.
Altoparlante di ottima resa acustica.
Mobiletto in plastica bicolore.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 250 x 150 x 120 mm.
Prezzo L. **13.500.**



AR/1

Radioricevitore supereterodina

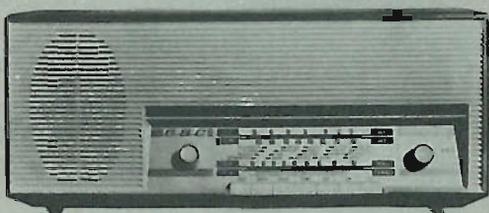
per Onde Medie-Corte-Fono.
5 Valvole serie americana. Scala orizzontale.
Selezione di gamme a commutazione.
Altoparlante a magnete permanentemente
ad alto rendimento acustico.
Mobile di plastica bicolore.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V.
Dimensioni: 260 x 150 x 120 mm.
Prezzo L. **12.500.**



FM/4

Radioricevitore supereterodina

per Onde Medie-Corte-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Ampia scala orizzontale.
Selezione di gamme e toni, a tastiera.
Altoparlante ellittico Alnico V
a grande resa acustica.
Elegante mobiletto in legno
di linea moderna.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 500 x 190 x 160 mm.
Prezzo L. **36.500.**



FM/5

Radioricevitore supereterodina

per Onde Medie-Corte-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Ampia scala orizzontale.
Selezione di gamma e toni a tastiera.
Altoparlante ellittico Alnico V
a grande resa acustica.
Elegante mobiletto
in urea bicolore di linea moderna.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 440 x 190 x 140 mm.
Prezzo L. **29.500.**

FM/199 A

Radioricevitore supereterodina

per Onde Medie-Corte-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.

6 Valvole serie americana.

Ampia scala orizzontale.

Selezione di gamme a tastiera e a commutazione.

Controllo di volume e tono assiali.

Altoparlante ellittico

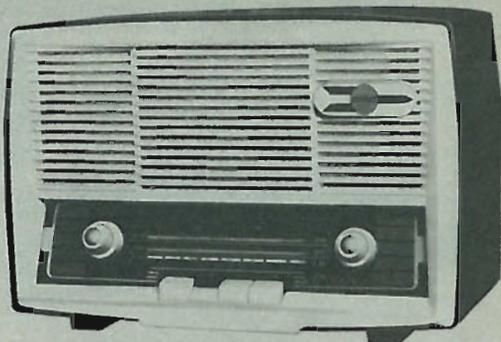
ad alto rendimento acustico.

Mobiletto in plastica bicolore.

Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V

Dimensioni: 300 x 190 x 130 mm.

Prezzo L. 26.500.



FM/200

Radioricevitore supereterodina

per Onde Medie-Fono.

Modulazione di frequenza,
audio TV.

6 Valvole serie europea.

Ampia scala orizzontale.

Selezione di gamma e toni a tastiera

Altoparlante ellittico ad alto
rendimento acustico.

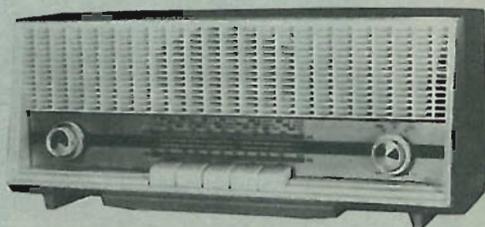
Elegante mobile in urea bicolore

in varie soluzioni di colori.

Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V

Dimensioni: 360 x 150 x 150 mm.

Prezzo L. 27.000.



FM/55

Radioricevitore supereterodina

per Onde Medie-Corte-Fono.

Modulazione di frequenza,
audio TV.

6 Valvole serie europea.

Ampia scala orizzontale.

Ricerca di gamme a tastiera.

Controllo volume

Altoparlante ellittico di grande resa acustica.

Mobile in legno con rifiniture in ottone.

Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V

Dimensioni: 430 x 280 x 180 mm.

Prezzo L. 35.500.



FM/90

Radioricevitore supereterodina

per Onde Medie-Corte-Fono.

Modulazione di frequenza,
audio TV.

6 Valvole serie europea.

Indicatore di sintonia.

Ampia scala orizzontale.

Selezione di gamma e toni a tastiera.

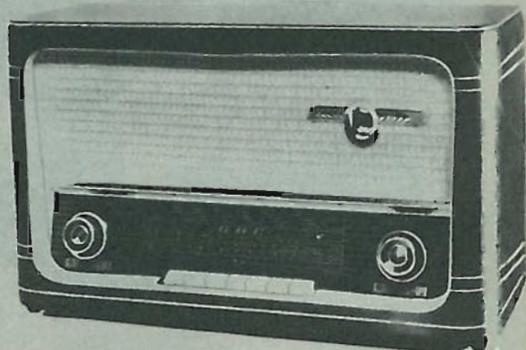
Altoparlante ellittico di grande resa acustica.

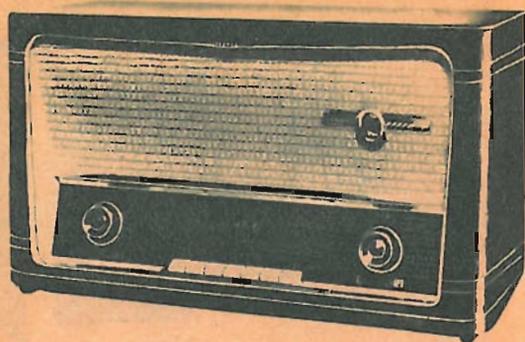
Mobile in legno di mogano.

Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V

Dimensioni: 480 x 330 x 230 mm.

Prezzo L. 54.000.





FM/88

Radioricevitore supereterodina

per Onde Medie-Corte-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Indicatore di sintonia.
Selezione di gamma e toni a tastiera.
Ampia scala orizzontale.
2 Altoparlanti magnetodinamici
per alta resa acustica, toni bassi-alti.
Mobile in legno di mogano.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 540 x 340 x 240 mm.
Prezzo L. 64.000.



FM/56 RF

Radiofonografo supereterodina

per Onde Medie-Corte.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
7 Valvole serie europea.
Ampia scala orizzontale.
Ricerca di gamme e toni a tastiera.
Indicatore di sintonia.
Controllo volume.
Altoparlante ellittico
ad alto rendimento acustico.
Giradischi « Lesa » a 4 velocità.
Elegante mobile in legno.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 460 x 305 x 305 mm.
Prezzo L. 55.000.



FM/90 RF

Radiofonografo supereterodina

Onde Medie-Corte-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Indicatore di sintonia.
Ampia scala orizzontale.
Selezione di gamme e toni, a tastiera.
Altoparlante ellittico
di grande resa acustica.
Giradischi a 4 velocità Lesa.
Potenza d'uscita 3 W.
Mobile in legno di mogano.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 540 x 330 x 330 mm.
Prezzo L. 79.000.

FM/88 RF

Radiofonografo supereterodina

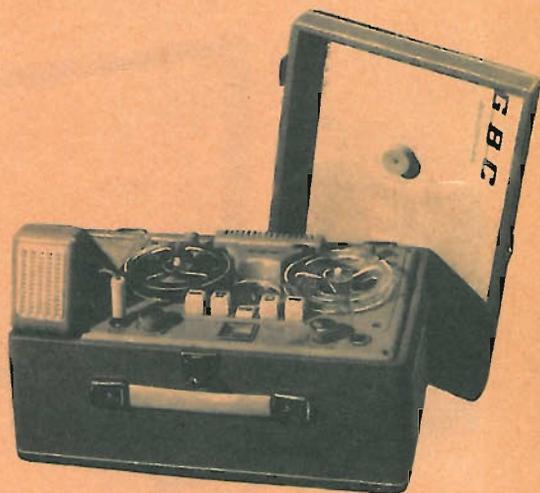
per Onde Medie-Corte.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole, serie europea.
Indicatore di sintonia.
Ampia scala orizzontale.
Selezione di gamma e toni a tastiera.
3 altoparlanti magnetodinamici
per alta resa acustica dei toni alti e bassi.
Suono 3 D.
Potenza d'uscita 5 W.
Elegante mobile di mogano.
Giradischi Lesa a 4 velocità.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Prezzo L. 92.000.



PT/15 "EXPORT",

Registratore a nastro con bobine da 3 1/2".
Selettore per riproduzione e registrazione a
tastiera.

2 Velocità: 4,75 - 9,5 cm/s.
Altoparlante ad alta resa acustica.
Contagiri ad orologio.
Controllo di tono e volume.
Indicatore ottico di registrazione.
Mobile in legno ricoperto in vinilpelle
di ottima fattura.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 310 x 205 x 150 mm.
Prezzo L. 51.100.



RG/8

Registratore a nastro con bobine da 5 3/4".

Velocità del nastro 9,5 cm/s.
Indicatore ottico di registrazione.
Controllo volume e tono.
Altoparlante magnetodinamico
ad alto rendimento.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Mobile in legno ricoperto in dermoide colorata.
Dimensioni: 350 x 340 x 150 mm.
Prezzo L. 73.300.





RG/9

Registratore a nastro a « doppia traccia » con sovrapposizione per bobine da 5 3/4".
Velocità del nastro 2,38 - 4,75 - 9,5 cm/s.
Preso per microfono e per radio-fono.
Uscita a bassa impedenza (3,8 Ω)
Uscita ad alta impedenza (100 kΩ).
Comandi meccanici a tastiera
elettronici con commutatore.
Indicatore visivo di registrazione.
Contagiri a 3 cifre.
Altoparlante ad alto rendimento acustico.
Potenza d'uscita indistorta 3 W.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 360 x 285 x 180 mm.
Peso: 8700 g.
Prezzo L. **75.500.**



FV/5 "COSSOR V",

Fonovaligia amplificata pratica ed elegante.
Buona riproduzione e basso costo
sono le prerogative di questa realizzazione,
costituita da un elegante mobiletto
in varie esecuzioni di colore.
Giradischi a 4 velocità.
Regolatore di volume e tono.
Potenza d'uscita indistorta: 2 W.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Peso: 5200 g.
Dimensioni: 325 x 360 x 155 mm.
Prezzo L. **22.000.**



FV/6 "CAMBRIDGE,,

Fonovaligia amplificata,
dalla linea classica,
realizzata in diversi colori.
Giradischi « Lesa » a 4 velocità.
Regolatore di volume e tono.
Potenza d'uscita indistorta: 2,5 W.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Peso: 6000 g.
Dimensioni: 340 x 280 x 180 mm.
Prezzo L. **25.500.**

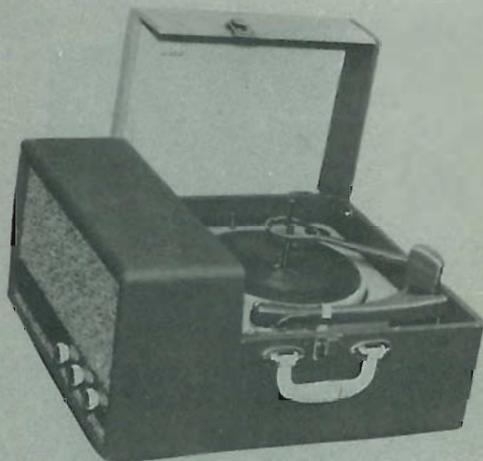
FV/12 "SCOTLAND,,

Fonovaligia dalle ottime prestazioni acustiche. Di concezione pratica sarà la compagna delle Vostre ore liete. Giradischi a 4 velocità. Regolatore di volume e tono. Potenza d'uscita indistorta: 2 W. Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V. Peso: 5500 g. Dimensioni: 400 x 255 x 160 mm. Prezzo L. **22.000.**



FV/7 "BRISTOL,,

Fonovaligia di gran lusso. Potente ed armoniosa, questa realizzazione Vi darà l'ebbrezza dell'ascolto dei Vostri dischi. Elevata fedeltà musicale. Predisposta per la riproduzione stereo. Cambiadischi « Lesa ». Amplificatore ad « Alta Fedeltà ». Regolatori di volume, toni alti e bassi. Potenza d'uscita indistorta: 3,5 W. Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V. Peso: 11500 g. Dimensioni: 370 x 440 x 210 mm. Prezzo L. **70.000.**



FV/10 "STEREO FULL,,

Fonovaligia stereofonica caratterizzata dalla originale concezione tecnica, estetica e dai notevoli pregi acustici. Per la sua fedele musicalità consente una pregevolissima riproduzione dei dischi stereofonici e monoaurali. Giradischi G.B.C. a 4 velocità. 2 altoparlanti. Amplificatore ad « Alta Fedeltà ». Potenza d'uscita 4 W (2 W per canale). Doppio controllo volume e tono. Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V. Peso: 9000 g. Dimensioni: 540 x 330 x 175 mm. Prezzo L. **58.000.**





FV/11 "SCOTT II,,

Fonovaligia a transistor dalle ottime prestazioni acustiche. La facilità di trasporto e l'uso molto pratico ne fanno una pregevole realizzazione. Giradischi « GBC » a 4 velocità. Potenza d'uscita indistorta: 1,5 W. Regolatore di volume e tono. Alimentazione in c.c. con pile monocellulari da 1,5 V. Peso: 4500 g. Dimensioni: 320 x 140 x 340 mm. Prezzo L. **34.500.**



FV/13 "CAPRICE,,

Fonovaligia amplificata a transistor. Vivace e lussuosa per il suo rivestimento di dermoide in vari colori. Questa fonovaligia permette in ogni luogo l'ascolto delle armonie preferite. Giradischi a 4 velocità. Potenza d'uscita indistorta: 1,5 W. Regolatore di volume e tono. Alimentazione in c.c. con pile monocellulari da 1,5 V ad in c.a. 110 ÷ 220 V (alimentatore incorporato). Dimensioni: 400 x 275 x 170 mm. Prezzo L. **43.000**



UT/119 "RADIANT,,

Televisore da 19". Schermo rettangolare. 28 funzioni di valvole + 2 diodi al germanio. Questo apparecchio a schermo rettangolare consente una visione anche nelle posizioni più angolate. Già funzionante per la ricezione del II programma UHF. Elevata sensibilità ed alto contrasto di immagini. Altoparlante a larga banda. Mobile di legno pregiato. Dimensioni: 540 x 390 x 230 mm. Prezzo L. **165.000.**

UT/103 "INFORMER,,

Televisore da 23".

Schermo rettangolare.

32 funzioni di valvole + 2 diodi al silicio e 1 al germanio.

Fotocellula incorporata per la regolazione automatica del contrasto.

Altoparlante frontale.

Questo apparecchio è particolarmente adatto alla ricezione da grandi distanze.

Ridotte dimensioni d'ingombro:

650 x 480 x 230 mm.

Mobile in legno pregiato.

Prezzo L. **205.000.**



UT/123 "CLEVER,,

Televisore da 23"

con cinescopio a 114°

di modernissima concezione ed altissima sensibilità con controllo automatico dell'amplificatore e fotocellula che regola automaticamente la luminosità ogni qual volta questa vari nell'ambiente.

Schermo « bonded screen » che offre una panoramica visione anche in posizioni laterali.

Gruppo UHF incorporato.

19 valvole (34 funzioni).

Altoparlante ellittico frontale.

Comandi a tastiera.

Ridotte dimensioni d'ingombro.

Mobile di lusso.

Prezzo L. **260.000.**



UT/93 - 23" "JOLLY,,

Televisore da 23".

Schermo rettangolare

32 funzioni di valvole più 2 diodi al germanio, è un apparecchio di « alta classe » destinato a soddisfare le più raffinate esigenze.

Elevata sensibilità ed alto contrasto d'immagine.

Circuito automatico che provvede alla stabilità della sincronizzazione anche in presenza di forti disturbi impulsivi in zone deboli di segnale.

Gruppo incorporato già funzionante, per la ricezione del 2° programma (UHF).

Suono a larga espansione.

Mobile di legno pregiato.

Dimensioni: 660 x 450 x 220 mm.

Prezzo L. **190.000.**





transistori per commutazione a tensione elevata

Sono transistori al germanio pnp a giunzione di lega, adatti per commutazione in applicazioni professionali e militari quando siano richieste elevata tensione, stabilità delle caratteristiche ed un alto grado di affidamento.

Tra le varie applicazioni speciali: circuiti con indicatori al neon, circuiti di comando di relais, circuiti numeratori a lettura diretta.

		V_{CE0} (volt)	I_C (mA)	P_C (mW)	h_{FE}	$f_{\alpha\beta}$ (Mc)	I_{CE0} (1A) a V_{CE} (V)	V_{CE} (SAT) (mV)
45 volt	2G 524	-45	500	225	35	2.0	10 a - 30 100 a - 45	83 $I_c = 20$ mA $I_b = 2.0$
	2G 525	-45	500	225	52	2.5	10 a - 30 100 a - 45	83 $I_c = 20$ $I_b = 1.33$
	2G 526	-45	500	225	73	3.0	10 a - 30 100 a - 45	85 $I_c = 20$ $I_b = 1.0$
	2G 527	-45	500	225	91	3.3	10 a - 30 100 a - 45	93 $I_c = 20$ $I_b = 0.67$
70 volt	2G 1024	-70	500	225	35	2.5	10 a - 30 30 a - 70	75 $I_c = 20$ mA $I_b = 2.0$
	2G 1025	-70	500	225	52	2.8	10 a - 30 30 a - 70	75 $I_c = 20$ $I_b = 1.33$
	2G 1026	-70	500	225	73	3.2	10 a - 30 30 a - 70	75 $I_c = 20$ $I_b = 1.0$
	2G 1027	-70	500	225	91	3.6	10 a - 30 30 a - 70	80 $I_c = 20$ $I_b = 0.67$
105 volt	2G 398	-105	100	100	57	1.0	14 a - 2.5 50 a - 105	110 $I_c = 5$ mA $I_b = 0.25$

licenza general electric co.

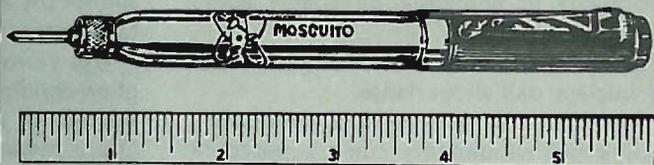
U.S.A.

società generale semiconduttori s.p.a.

agrate milano italia

uffici di milano : via c. poma 61 - tel. 723.977

"SIGNAL TRACING" PER RADIO A TRANSISTOR



I procedimenti oggi in uso, intesi a provocare nelle radio a transistor segnali indicativi tali da consentire l'isolamento e la individuazione dello stadio difettoso, sono normalmente quelli impiegati per i ricevitori normali a valvole.

Tuttavia, le basse impedenze dei circuiti, le scarse tensioni di polarizzazione e le stesse caratteristiche dei transistor, richiedono che questi metodi vengano in parte ridimensionati e corretti.

La prova del « click », che resta tuttora un procedimento standard per la ricerca dei difetti nelle radio a valvole normali, consiste nel mettere in corto circuito la griglia di controllo delle valvole con la massa del telaio, mediante l'impiego di un semplice cacciavite.

Si provocano a questo modo forti variazioni della tensione di polarizzazione della valvola, con conseguente temporanea variazione della sua conduzione.

Sempre che tutti gli stadi siano funzionanti, fra il punto in esame e l'altoparlante, si udrà un « click ».

La prova inizia pertanto dalla griglia di controllo della valvola finale; ogni valvola viene successivamente controllata, sino ad includere anche lo stadio convertitore.

Questo metodo, nei circuiti transistorizzati, è molto pericoloso.

Diamo infatti uno sguardo al circuito illustrato nella fig. 1.

Lo squilibrio di tensione tra l'emettitore e la base è di appena 0,1 V.

Nel termistore, in assenza di segnale, solo una minima corrente si stabilisce tra base ed emettitore.

Se, allo scopo di provocare un segnale indicatore, si applicasse in queste condizioni tra base e massa, un cacciavite, risulterebbe la base a massa (potenziale « 0 » volt) ed emettitore polarizzato con + 7,5 volt.

Si stabilirebbe quindi immediatamente una forte corrente emettitore-base che distruggerebbe il transistor.

È quindi evidente che, volendo lavorare in condizioni di sicurezza, occorre adottare un diverso procedimento. L'unico apparecchio di questo genere che, a nostra conoscenza, sia reperibile commercialmente, è quello illustrato nella testata.

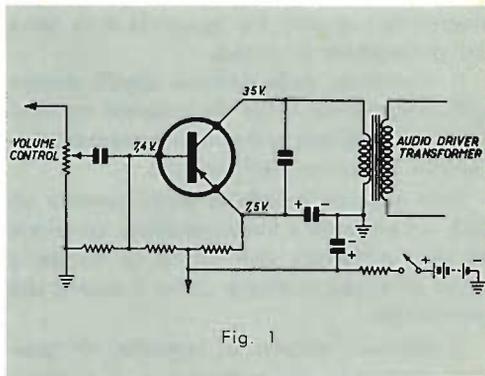


Fig. 1

Viene chiamato « Mosquito » ed è fabbricato dalla Soc. Don Bosco Electronics ad Hanover nel New Jersey.

Il Mosquito, così chiamato per le sue ridottissime dimensioni, consiste essenzialmente di un oscillatore a transistor, alimentato da una piccola e leggera pila tubolare.

Esso fornisce un segnale ad onda qua-

dra con frequenza di 2 kHz. Questa forma di onda consente una ricca fornitura di armoniche in ambedue gli spettri audio F.I. ed R.F.

La prova condotta col « Mosquito » viene iniziata dall'altoparlante.

Si collega il generatore attraverso la bobina dell'altoparlante con un pezzo di filo corto fra l'orecchietta metallica del contenitore (terra del generatore) ed un terminale dell'altoparlante.

Si mette quindi in contatto la punta della sonda del « Mosquito » con l'altro terminale dell'altoparlante.

Si udrà, se questo funziona perfettamente, un suono provenire dall'altoparlante.

L'intensità di questo suono dipende dall'impedenza dell'altoparlante.

Altoparlanti ad alta impedenza, produrranno un suono più alto di quelli a bassa impedenza.

Controllato che l'altoparlante funziona, si passa a collegare la terra del « Mosquito » alla terra del telaio della radio e si sonda con la punta i transistor, l'amplificatore B.F., il rivelatore e gli stadi F.I. e R.F.

Si può effettuare un controllo dell'antenna predisponendo una bobina di 6-8 spire di comune filo per collegamenti, e inserendola quindi fra la sonda e la terra del generatore di prova.

Il diametro della bobina dovrà essere sufficientemente largo da poterne consentire l'installazione sopra una estremità dell'anima di ferrite dell'antenna.

Non appena la bobina verrà portata vicina all'antenna (mantenendola parallela ad una estremità dell'anima di ferrite o sopra di essa), si dovrà udire il suono del generatore.

Il mancato ascolto di segnale, in qualsiasi momento dell'operazione di controllo, sta ad indicare una disfunzione di circuito tra il punto in cui in precedenza veniva udito il suono e quello nel quale detto suono non viene più udito.

Preliminarmente, per familiarizzare con questo apparato, il tecnico dovrebbe usare il generatore di disturbi sonori prima su una radio a transistor in ottime condizioni di funzionamento.

Ciò servirebbe a far ben conoscere ad

esempio l'intensità approssimativa che deve avere il segnale nei vari punti da sottoporre a prova in radio a transistor di tipo normale.

Egli verrebbe a trovarsi quindi nelle migliori condizioni per giudicare se l'aumento relativo di potenza dei vari stadi è regolare o meno.

La sezione oscillatrice di un radio ricevitore a transistor può essere controllata con il generatore di disturbi impiegando lo stesso sistema descritto in precedenza per controllare l'antenna, e cioè innestare il generatore nell'antenna, portare il comando di sintonia alla potenza minima (completamente aperto); toccare con l'indice la vite di regolazione dell'oscillatore posta sul comando di sintonia bloccando così l'oscillatore.

Nello stesso tempo non si udrà più neanche il suono del generatore.

Ora, mantenendo l'indice sulla vite dell'oscillatore, chiudere completamente il comando di sintonia (potenza massima). Si udrà un suono.

Ciò starà ad indicare che con l'oscillatore non funzionante, lo stadio convertitore lascia ora passare le frequenze F.I. ma non quelle R.F.

In altre parole, non si verifica più conversione.

Se il segnale del generatore di disturbo viene udito alle estremità alta e bassa della gamma dei condensatori di sintonia, ciò vuol dire che l'oscillatore funziona perfettamente.

Se il segnale viene invece udito soltanto all'estremità bassa, è segno che, causa la mancanza di oscillazione dell'oscillatore, il convertitore funziona a frequenza F.I., ma non a R.F.

Se il suono non viene udito da ambedue le estremità, ciò sta a significare che il circuito convertitore è in completa avaria.

Inutile dire che questo generatore può essere impiegato in modo simile per controllare radio a valvole comuni, amplificatori ad alta fedeltà, nonché le sezioni audio e video di ricevitori televisivi.

In tali casi tuttavia, essendo indotto nei circuiti stessi un segnale più robusto, non occorre il collegamento a terra.

idaga

DIAGRAMMA PER LA SCELTA DELLE VALVOLE RETTIFICATRICI E DEI LORO CIRCUITI

Questa nota presenta un diagramma particolarmente studiato per facilitare la scelta della combinazione più adatta di un circuito rettificatore mediante valvole rettificatrici a vapori di mercurio, per qualsiasi applicazione che richieda una tensione rettificata fino a 21 kV ed una corrente fino a 60 A.

Oltre al diagramma viene presentata una tabella dei parametri elettrici che interessano il progetto dell'alimentatore a corrente continua, relativi ai circuiti rettificatori richiamati nel diagramma stesso.

Sia il diagramma che la tabella sono ricavati sulla base di cinque tipi di circuiti rettificatori, illustrati nelle figure 2, 3, 4, 5.

Il diagramma è diviso in diverse zone tensione-corrente, ciascuna delle quali è classificata con il numero della figura del circuito rettificatore e del tipo di valvola, che provvedono generalmente, nel modo più economico, alle combinazioni di tensioni e di correnti entro i limiti della zona.

Uso del diagramma

Per usare il diagramma, conoscendo

semplicemente il massimo della tensione rettificata e della corrente richiesta, basterà cercare la zona entro cui si trova il punto di lavoro dato dalle due coordinate richieste e prendere nota del circuito rettificatore e del tubo indicato.

Così per esempio se si richiede un rettificatore avente una tensione di uscita di 3000 V ed una corrente di 2 A, il diagramma indica un circuito rettificatore monofase ad onda intera con l'impiego di una coppia di valvole tipo 872 A.

Uso della tabella dei parametri elettrici

Come esempio della tabella dei parametri elettrici supponiamo che la tensione di uscita richiesta prima del filtraggio sia di 2560 V e la corrente di uscita sia di 0,4 A. Il circuito raccomandato è un circuito monofase ad onda intera (fig. 2) impiegante due valvole 866A. Il valore efficace « E » della tensione che deve essere fornita da ciascun semiavvolgimento del secondario del trasformatore anodico è:

$$E = 1,11 \times E_{sv} = 1,11 \times 2560 = 2842 V_{eff}$$

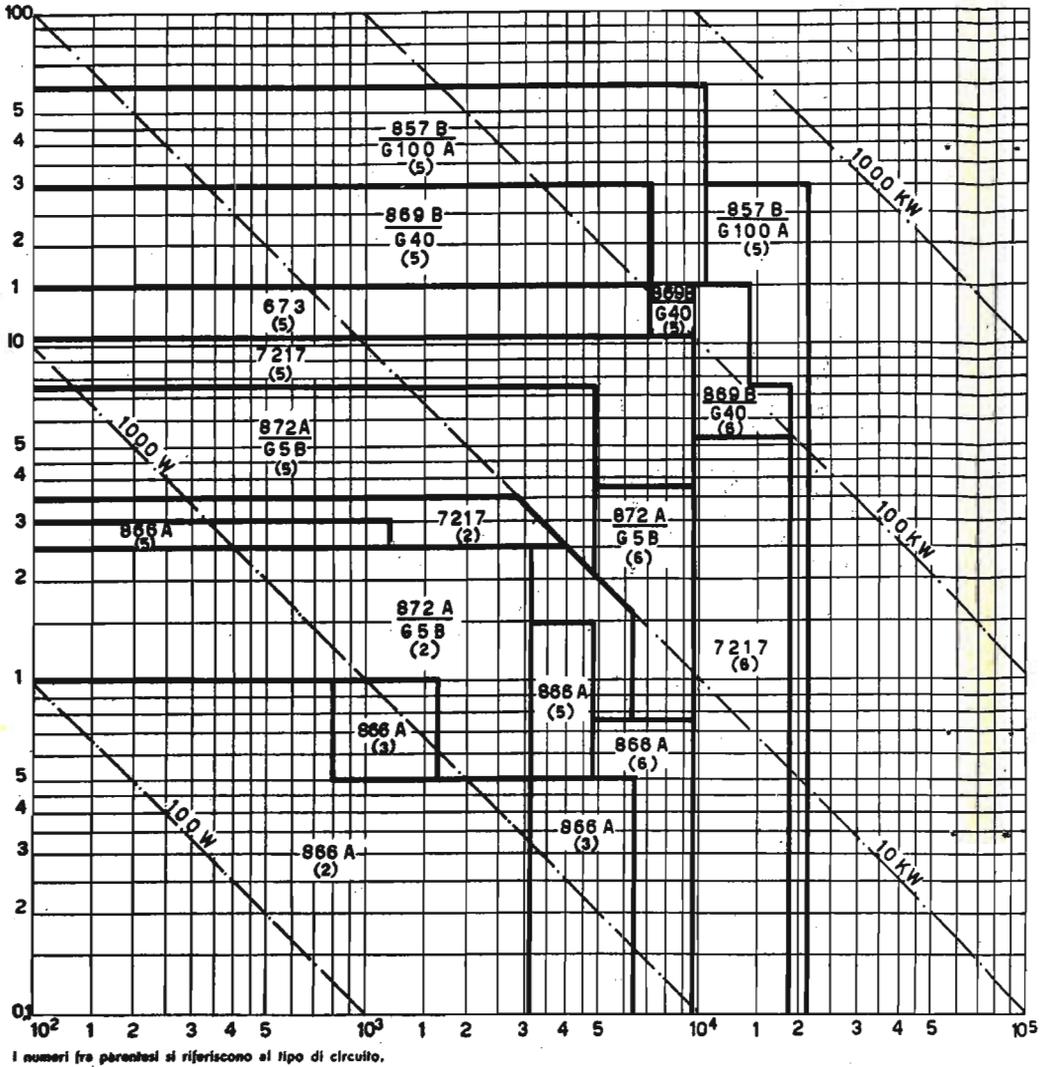


Fig. 1

La tensione di picco inversa dell'anodo dei tubi 866 A è:

$$E_{bmi} = 2,83 \times E = 2,83 \times 2842 = 8040 \text{ V ca.}$$

Il picco della tensione continua di uscita è:

$$E_m = 1,57 \times E_{av} = 1,57 \times 2560 = 4019 \text{ V ca.}$$

L'ammontare della tensione di ronzio all'uscita del rettificatore è:

$$E_r = 0,472 \times E_{av} = 0,472 \times 2560 \approx 1208 \text{ V}$$

Il valore efficace della corrente anodica di ciascuna valvola rettificatrice (I_b) è normalmente la metà della corrente totale di uscita del rettificatore, ovvero 0,2 A.

La corrente anodica di picco di ciascun rettificatore e la potenza di dimensionamento del circuito primario (P_{ap}), del circuito secondario (P_{as}) e la potenza di linea (P_{al}) dipendono dal tipo di carico del circuito rettificatore. Per un carico resistivo senza che sia usato alcun filtro

Mod. 30 (Ediz. 1961)

L'Amministrazione non assume alcuna responsabilità civile in conseguenza del servizio telegrafico.

Le ore si contano sul meridiano corrispondente al tempo medio dell'Europa Centrale.
Nei telegrammi immessi dopo il no: il secondo della prese

AFFEZIONATA CLIENTELA



Roma - Istituto Poligrafico S.p.A.

Ricevuto il 16	19. 62 Ore RICEVENTE	NUM.	PAROLE 6	DATA DELLA PRESENTAZIONE Giorno e mese 16	Ore e minuti 00'00
Per circuito N.	PROVENIENZA Torino Broni				
DESTINAZIONE Chiasso					

=== AFFIDATEVI ALLA QUALITÀ
PREFERITE ANTENNE ZEHNDER ===



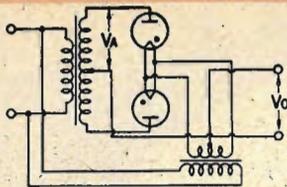


Fig. 2

capacitivo o induttivo si ha:

$$I_{pm} = 3,14 \times I_b = 3,14 \times 0,2 = 0,628 \text{ A}$$

$$P_{as} = 1,74 \times (E_{av} \times I_{av}) = 1,74 \times 1024 = 1782 \text{ VA}$$

$$P_{ap} = 1,23 \times (E_{av} \times I_{av}) = 1,23 \times 1024 = 1259 \text{ VA}$$

$$P_{al} = 1,23 \times (E_{av} \times I_{av}) = 1,23 \times 1024 = 1259 \text{ VA}$$

Per un carico induttivo dove è impiegato un grosso induttore come filtro dell'ingresso si ha:

$$I_{pm} = I_{av} = 0,4 \text{ A}$$

$$P_{as} = 1,57 \times (E_{av} \times I_{av}) = 1,57 \times 1024 = 1608 \text{ VA}$$

$$P_{ap} = 1,11 \times (E_{av} \times I_{av}) = 1,11 \times 1024 = 1137 \text{ VA}$$

$$P_{al} = 1,11 \times (E_{av} \times I_{av}) = 1,11 \times 1024 = 1137 \text{ VA}$$

I calcoli suesposti non tengono conto delle cadute di tensione nelle valvole rettificatrici e negli avvolgimenti secondari del trasformatore di alimentazione anodica. Volendo risultati più precisi occorrerà aggiungere tali cadute alla tensione E_{av} quando questo parametro è usato.

Analisi dei sistemi

Il diagramma è inoltre utile nell'analisi dei sistemi in cui è conosciuta la potenza di uscita desiderata e sono da ricercare i valori più economici della tensione e della corrente. In tali casi la scelta è limitata

alle zone interessate dalla linea diagonale corrispondente alla potenza di uscita richiesta. In generale la combinazione più economica valvola-circuito avviene nella zona determinata dall'interruzione della diagonale voluta che lascia sull'angolo destro superiore la più piccola area. Nel caso di aree uguali bisognerà fare una più accurata indagine, estendendo il calcolo economico a tutti i componenti del circuito.

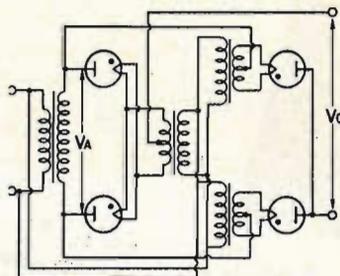


Fig. 3

Per esempio se si desidera una potenza di 100 KW, la soluzione più conveniente è determinata dall'impiego della valvola 673 con il circuito rettificatore n. 5. Le altre soluzioni con l'impiego del tubo 869 B fig. 5 - 869 B fig. 6 e 857 B fig. 5 soddisfano ugualmente alla condizione richiesta ma non sono economiche.

Dal bollettino tecnico "ATES."

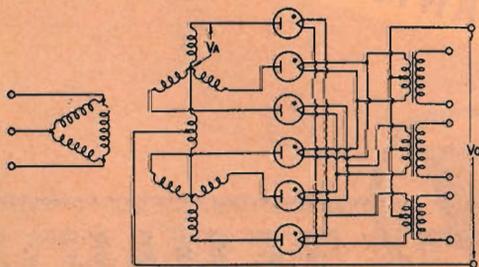


Fig. 4

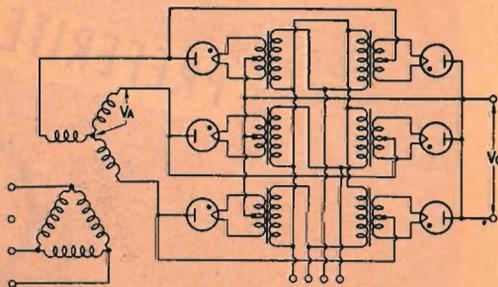


Fig. 5

CONVERTITORI A TRANSISTOR

Per trasformare una tensione continua in un'altra tensione continua (naturalmente di diverso valore), si deve, anzitutto, ottenere una tensione alternata, cioè operare una conversione. Per la conversione della corrente continua una volta si impiegavano quasi esclusivamente dispositivi meccanici quali i vibratori o i trasformatori statici. Poichè questi apparecchi hanno, in esercizio, un elevato logorio, venne spontaneo pensare di utilizzare i transistori quali interruttori elettronici.

Generalità

I transistori offrono numerosi vantaggi se applicati nei circuiti di conversione. Anche con piccole tensioni di batteria essi forniscono un buon rendimento grazie alla loro ridotta resistenza di passaggio. Essendo in essi eliminato ogni contatto meccanico, non sono soggetti ad alcun logorio e consentono perciò una lunga durata di esercizio ed un funzionamento che non necessita di manutenzione. Per i trasformatori di tensione continua, cioè gli apparecchi nei quali viene raddrizzata la tensione alternata già in precedenza trasformata, è possibile scegliere la frequenza di oscillazione entro limiti molto ampi. La tensione continua ottenuta da una tensione alternata di elevata frequenza, può venire ben livellata anche con mezzi semplici ed economici. Nei convertitori a transistori possono venire eliminati tutti i disturbi se si usa una frequenza di oscillazione superiore al campo di frequenze udibili (oltre 16 KHz). Il volume del tra-

slatore, inoltre, diviene sempre più piccolo, all'incirca con la stessa proporzione con la quale aumenta la frequenza.

Vi sono tre tipi di convertitori, fondamentalmente diversi per il principio del loro funzionamento: il convertitore a blocco a singolo stadio, il convertitore a passaggio a singolo stadio ed il convertitore a stadio in contro-fase.

Questi tre tipi ed una ulteriore realizzazione del convertitore contro fase per elevate tensioni di esercizio saranno descritti qui di seguito.

Tutti gli schemi di inserzione consistono sostanzialmente di uno oppure di due transistori e di un traslatore. Mediante detti transistori funzionanti da interruttori elettronici, la sorgente a tensione continua (batteria) viene periodicamente inserita e disinserita dall'avvolgimento primario del traslatore. La tensione alternata così ottenuta è generalmente di forma quadra e può venire trasformata. L'oscillazione periodica viene mantenuta all'esatto valore mediante un avvolgimento di reazione nel

circuito di base dei transistori. I transistori infatti vengono periodicamente e alternativamente a lavorare in condizioni di « inserito » e di « disinserito », vale a dire in fase di passaggio e di blocco.

Convertitore a blocco a singolo stadio

Se un raddrizzatore viene collegato al secondario del trasformatore, in modo tale che il carico venga inserito durante la condizione di « disinserito », vale a dire durante la fase di blocco del transistor, si ottiene un convertitore del tipo a blocco a singolo stadio (vedere fig. 1). Con questa disposizione durante il periodo di « inserito » (cioè durante la fase di passaggio del transistor), il trasformatore non è caricato. La resistenza di carico del secondario non viene trasferita al primario del trasformatore e la corrente prelevata dalla batteria è puramente induttiva. Quando inizia la fase di passaggio l'intera tensione della batteria viene a trovarsi ai capi della induttanza primaria 1.

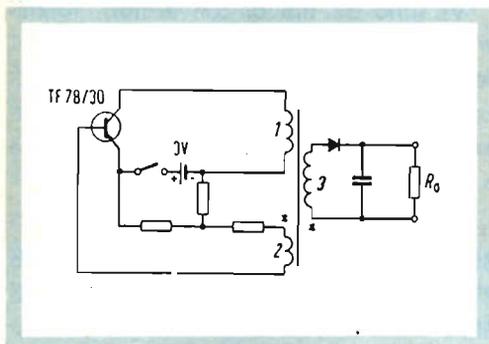


Fig. 1 - Schema del convertitore a blocco a singolo stadio. I punti aventi la stessa polarità sono contraddistinti da una stelletta. Da 1 a 3: avvolgimenti del trasformatore.

Come appare dalla uguaglianza, sempre valida:

$$U = L \, di/dt$$

a tensione costante, anche la di/dt è costante, poichè si può ritenere costante la induttanza L al di sotto della saturazione del ferro. In altre parole la corrente della

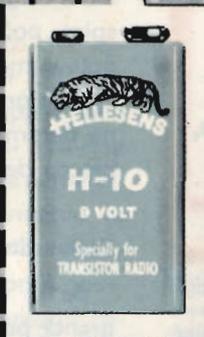
batteria sale linearmente. Determinando la tensione di reazione, ottenuta a mezzo dell'avvolgimento secondario, e del più opportuno valore della resistenza di base (vedere fig. 1), si può stabilire l'intensità della corrente di comando che attraversa la base. Si ha così la possibilità di limitare l'aumento della corrente del collettore; un'altra possibilità di limitazione è data dalla saturazione del ferro. Quando non si ha più alcun aumento di corrente, non viene più indotta alcuna tensione nell'avvolgimento di reazione ed il transistor viene bloccato.

L'energia immagazzinata nel trasformatore durante la fase di passaggio genera un impulso di tensione negativa che, nel caso del convertitore a blocco, provoca una corrente che circola attraverso il raddrizzatore collegato al secondario e alimenta il carico R_a . L'energia immagazzinata nel trasformatore durante la prima parte del periodo, circola ora, durante la seconda parte di un periodo di oscillazione (fase di blocco del transistor), attraverso la resistenza di carico R_a e, nel caso di fig. 1, attraverso il condensatore di livellamento. La quantità di energia immagazzinata è praticamente indipendente dalla grandezza del carico: per piccole resistenze di carico la scarica avviene con corrente elevata e bassa tensione, per grandi resistenze di carico con piccola corrente ed elevata tensione.

La tensione di uscita non dipende quindi soltanto dal valore della tensione di batteria e dal rapporto di trasformazione u , ma anche dal rapporto esistente fra la fase di passaggio del transistor e l'intera durata del periodo di oscillazione (fase di passaggio più fase di blocco). I valori più usati per la tensione di uscita sono da $3 \cdot u \cdot U_B$ fino a $10 \cdot u \cdot U_B$ (B sta per Batteria).

Poichè anche la tensione di blocco alla

HELLESENS



for
transistor
radio



quale è sottoposto il collettore del transistor sale secondo lo stesso fattore (da 3 a 10), bisogna tener presente questa particolarità nella scelta del tipo di transistor adatto.

Il convertitore a blocco è impiegato soprattutto quando si deve ottenere da una batteria a bassa tensione una elevata tensione, poichè il rapporto di trasformazione dell'avvolgimento può essere tenuto più piccolo del richiesto rapporto delle tensioni. Ad esempio nell'alimentazione di contatori Geiger-Müller e di generatori a lampo elettronico (flash).

Convertitore a fase di passaggio a singolo stadio

Se non è ammissibile che la tensione di uscita dipenda in misura notevole dal carico, è necessario ricorrere all'impiego di un convertitore a fase di passaggio. Lo schema di detto convertitore (vedere figura 2), ha molta rassomiglianza con

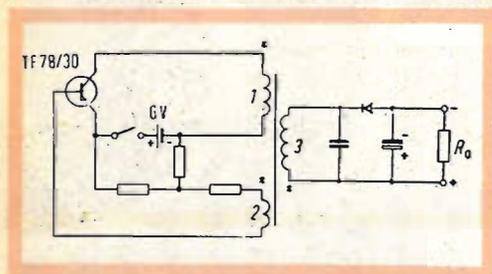


Fig. 2 - Schema del convertitore a fase di passaggio a singolo stadio. I punti aventi la stessa polarità sono contraddistinti da una stelletta. Da 1 a 3: avvolgimenti del trasformatore.

quello del convertitore a fase di blocco, ma il suo funzionamento è essenzialmente diverso. Il raddrizzatore è inserito sul secondario in modo tale che, durante la fase di « inserzione », vale a dire durante la fase di passaggio del transistor, l'utilizzatore è collegato al trasformatore. Il carico viene quindi trasferito al primario del trasformatore e la corrente primaria è determinata, a sua volta, dal carico. Il trasformatore

lavora durante questa parte del periodo come un normale trasformatore di potenza. La tensione di uscita è praticamente indipendente dalla grandezza del carico, poichè la corrente prelevata dalla batteria aumenta col carico.

La componente induttiva della corrente della batteria aumenta linearmente con il tempo come nel convertitore a blocco. Quando non si ha più aumento (saturazione corrente di base) il transistor si disinserisce. La tensione negativa che si genera dalla disinserzione di una induttanza da una sorgente di tensione continua, blocca il raddrizzatore. L'energia immagazzinata nel trasformatore si potrebbe scaricare così solamente attraverso l'elevata resistenza di blocco del trasformatore, ciò che richiamerebbe elevate punte di tensione. Perciò si inserisce, in parallelo ad un avvolgimento del trasformatore, un opportuno condensatore che limiti questa tensione. Ovviamente si collega detto condensatore all'avvolgimento col maggior numero di spire, poichè la capacità può essere, così, notevolmente più piccola.

Il valore ammissibile della tensione viene determinato dalla massima tensione di blocco del transistor e del raddrizzatore.

Convertitore a stadio contro fase

Se si devono trasformare i fattori di grandi potenze, vale a dire convertire notevoli potenze e, principalmente, se la tensione alternata così ottenuta deve poi essere impiegata senza raddrizzamento, si impiega generalmente il convertitore contro-fase (vedere fig. 3).

Esso consiste, in sostanza, in due convertitori a fase di passaggio, funzionanti in contro fase.

I due transistori sono così collegati che, mentre in uno la corrente è in fase di passaggio, nell'altro la corrente è in fase di blocco.

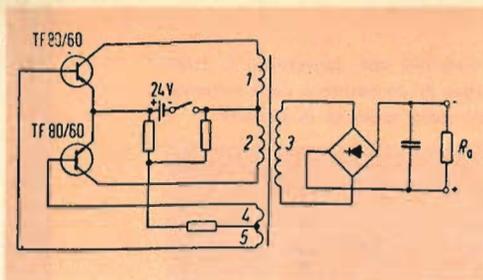


Fig. 3 - Schema del convertitore controfase. Da 1 a 5: avvolgimenti del trasformatore.

Unico fra i tipi sin qui descritti, il convertitore contro fase è in grado di fornire una tensione alternata di uscita sempre simmetrica anche con variazioni del carico. Pertanto esso è particolarmente indicato quale alimentatore di riserva per reti. Poichè la forma d'onda della tensione è rettangolare, se desiderato, è possibile un raddrizzamento della tensione impiegando semplici mezzi di livellamento. Il raddrizzamento può essere realizzato secondo gli schemi Graetz, a due vie, od a duplicatore di tensione.

La massima tensione di blocco che appare ai capi dei due transistori del convertitore contro fase è pari al doppio della tensione di batteria, mentre negli altri due tipi sin qui descritti, essa è generalmente superiore. Nei transistori al germanio la massima tensione di blocco del collettore non deve superare i 100 volt. Non è quindi possibile far funzionare apparecchi costruiti secondo gli schemi già descritti, ad esempio con una tensione di batteria di 60 volt. Per questo scopo deve essere utilizzato un altro schema.

Convertitori contro fase per elevate tensioni di batteria

Nello schema illustrato in fig. 4 la tensione di blocco che appare al collettore non è mai maggiore della tensione di batteria.

Ambedue i transistori funzionano in contro-fase, ma, rispetto alla tensione di batteria, risultano collegati l'uno in serie all'altro. Pertanto il valore di cresta della tensione alternata che appare ai capi dell'avvolgimento primario 3 del trasformatore è solamente la metà della tensione di batteria. La corrente che passa attraverso l'avvolgimento primario ed il relativo transistore (che si trova, nell'istante considerato, in fase di passaggio), è due volte la corrente fornita dalla batteria, perchè, mentre un condensatore è in fase di carico, l'altro è in fase di scarico. Ambedue i condensatori devono essere proporzionati in modo tale che tutta l'energia che

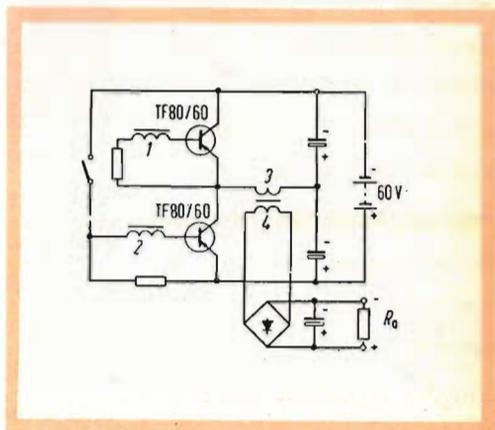


Fig. 4 - Schema del convertitore controfase per elevate tensioni. Da 1 a 4: avvolgimenti del trasformatore.

viene trasformata in un semiperiodo possa venir immagazzinata e che la variazione di tensione che ne risulta possa variare soltanto di qualche per cento. La corrente primaria e pure la tensione restano di forma rettangolare per queste piccole variazioni di tensione anche a pieno carico. Si ha una buona utilizzazione del volume dell'avvolgimento del trasformatore, poichè al posto dell'avvolgimento di reazione, necessario nei normali circuiti, si ha qui un avvolgimento percorso da ambedue le semionde di corrente.

Nel funzionamento quale interruttore di tensioni di forma rettangolare la potenza dissipata dal transistor non raggiunge generalmente quella massima ammissibile e si può quindi trascurare il problema dello smaltimento del calore. Nella tabella 1 sono raccolti i diagrammi della corrente di batteria per i quattro casi di conversione descritti e sono citate le formule per le relative potenze di uscita ottenibili.

La curva di corrente punteggiata, riportata per il convertitore a blocco, è quella praticamente ottenibile in esercizio; per la calcolazione può essere senz'altro sostituita dalla caratteristica di forma triangolare. Come già sopra citato nei convertitori contro-fase per elevate tensioni, la corrente è nei transistori il doppio della corrente di batteria.

Pertanto la corrente di batteria non può essere superiore alla metà della corrente di punta ammissibile per il collettore del transistor sebbene essa sia praticamente una corrente continua.

Se si osservano le proprietà dei quattro tipi descritti, si rileva che il convertitore a blocco fornisce una tensione di uscita che risente molto della variazione del carico, ma che può venir utilizzato molto bene per produrre elevate tensioni. Il convertitore a fase di passaggio ha una tensione di uscita praticamente indipendente, entro ampi limiti, dal carico; se la ten-

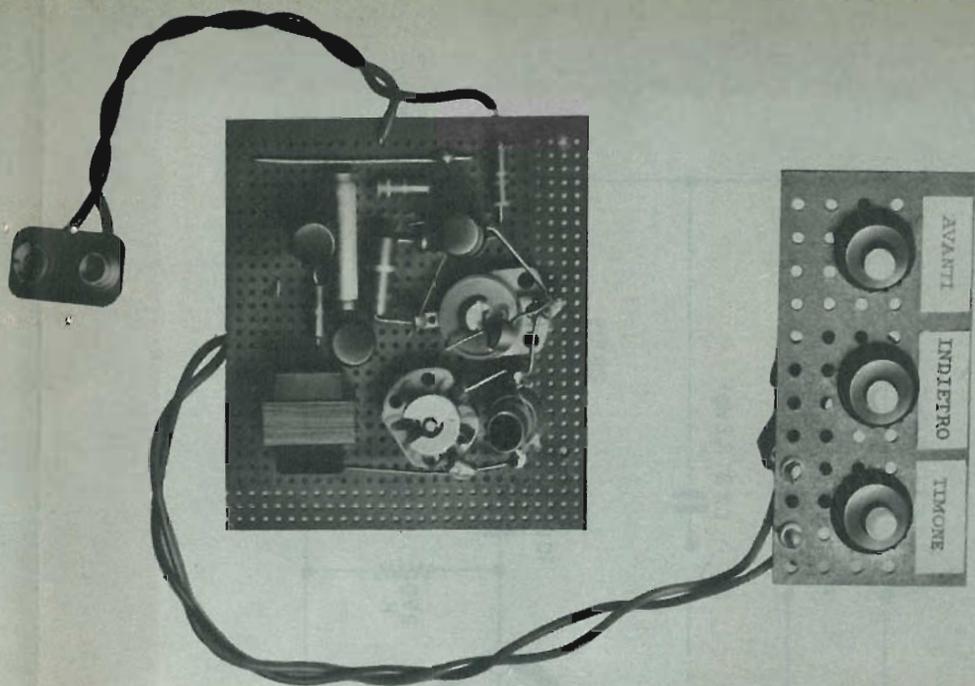
Potenze di uscita ottenibili con convertitori a transistori, secondo il tipo di convertitore della corrente di punta ammissibile della tensione di batteria.

Tipo di circuito.	Diagramma della corrente di batteria	Valore medio della corrente di batteria I_m	Massima potenza d'uscita P_o
Convertitore a blocco a singolo stadio.		$I_m = \frac{I}{4}$	$P_o = \frac{I_{Cmax}}{4} \cdot U_{Batt} \cdot \eta$
Convertitore a fase di passaggio a singolo stadio.		$I_m = \frac{I}{2}$	$P_o = \frac{I_{Cmax}}{2} \cdot U_{Batt} \cdot \eta$
Convertitore controfase.		$I_m = I$	$P_o = I_{Cmax} \cdot U_{Batt} \cdot \eta$
Convertitore controfase per elevate tensioni di batteria.		$I_m = \frac{I}{2}$	$P_o = \frac{I_{Cmax}}{2} \cdot U_{Batt} \cdot \eta$

sione alternata non deve venir raddrizzata, il convertitore non è, però, molto indicato per gli schemi usuali. In tali casi deve essere impiegato un convertitore contro fase; con detto tipo si possono ottenere le maggiori potenze. Se la tensione di batteria è maggiore della metà della tensione di blocco ammissibile per il collettore del transistor, si deve impiegare lo schema di inserzione di fig. 4.

Riassunto

Oggi vengono realizzati, mediante transistori circuiti di convertitori per tensioni continue, ove prima si impiegavano prevalentemente convertitori statici e vibratorii. L'autore illustra qui differenti circuiti in uso: il convertitore a fase di blocco, il convertitore a fase di passaggio ed il convertitore contro fase.



TRASMETTITORE

PER RADIOCOMANDO A PIU' CANALI

Forse si comincia ad invecchiare quando si hanno molti ricordi: mentre, l'altro giorno, una avvenente ragazza mi diceva di essere nata nel 1944, non ho potuto fare a meno di pensare che nello stesso anno io leggevo il giornalino « Star and Stripes », selezione di fumetti in dotazione ai soldati americani con la razione « K ». I personaggi erano: « l'Agente Segreto X9 » « Cino e Franco » « Jerry il Pilota », « Mandrake il Mago »: nonché il profetico « Cordon-Flash sul pianeta Mongo ».

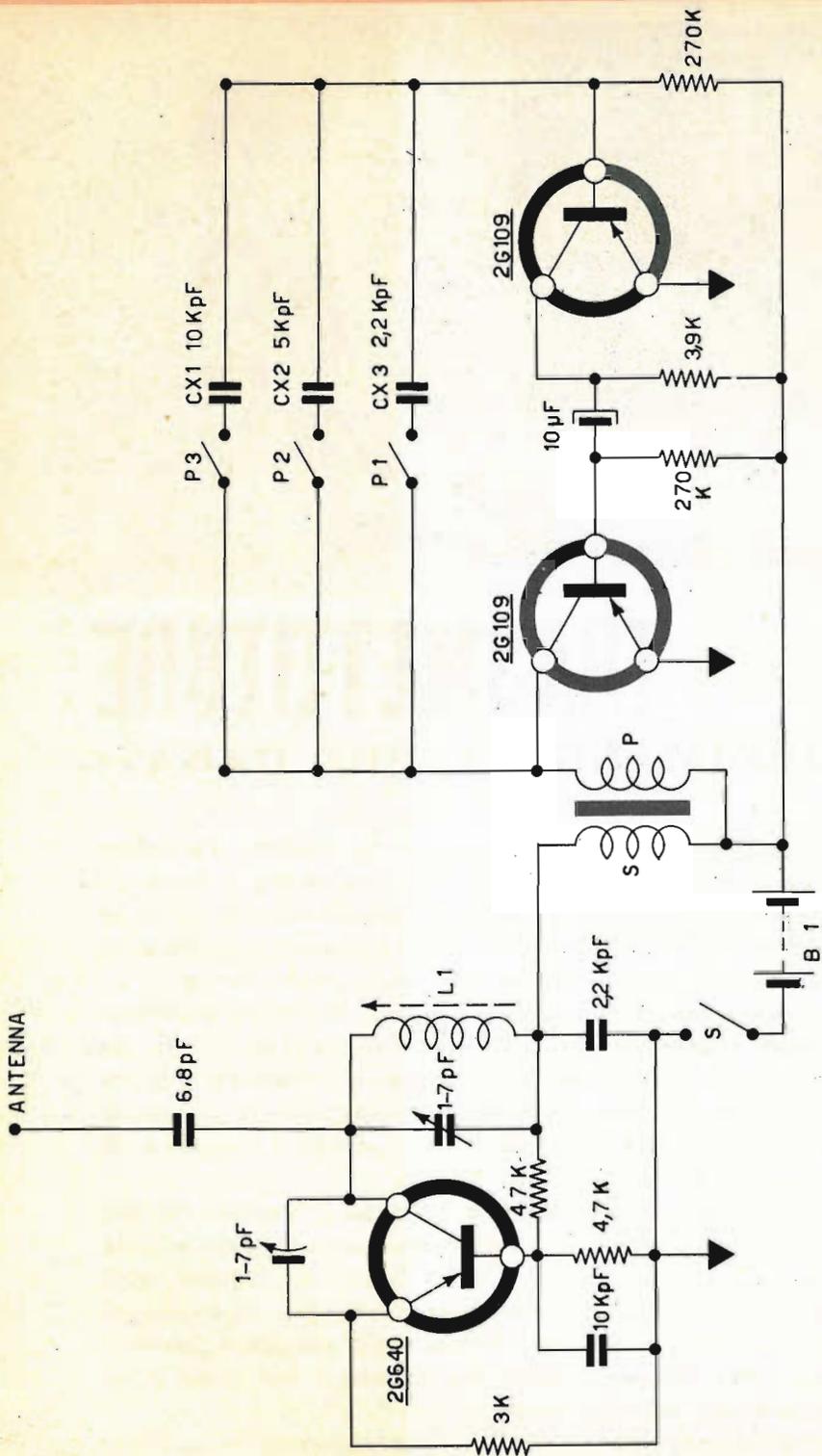
Ricordo un giorno in cui, interpretando faticosamente le battute dei personaggi (che si esprimevano in uno « slang » di questo genere: Whadya mean! Yu'll take my thunders?) stavo seguendo un'avventura di Cino e Franco, arruolati nel controspionaggio, che sventavano un complotto di sabotatori teso a far saltare un arse-

nale mediante un modello d'aeroplano cui era fissata una bomba a mano, da dirigere, per radiocomando, dentro ai depositi: quella fu la prima volta che sentii parlare di modelli radiocomandati.

Tutto il discorso precedente è introdotivo alla presentazione di un progetto che giudico abbastanza interessante: un trasmettitore per radiocomando interamente a transistori, modulato a frequenze diverse.

Esso è concepito in funzione dell'uso; il ricevitore impiegato con questo apparecchio è il più classico che si possa immaginare cioè: rivelatore a super-reazione, amplificatore audio, selettore a lamine vibranti che pilotano i vari relais di comando.

Quindi il trasmettitore ha un oscillatore di piccola potenza (20 mW) accordato



CX VEDI TESTO

alla frequenza cui è sintonizzato il ricevitore; il modulatore è un multivibratore che eroga tre frequenze-base accordate a quelle di oscillazione del selettore.

Questo trasmettitore ha due notevoli pecche APPARENTI:

1) L'oscillatore è libero: quindi la modulazione è contemporaneamente di ampiezza e di frequenza.

2) La potenza a radiofrequenza è scarsa. Apparenti, dicevo; vediamo il perchè:

1) Il ricevitore, essendo a super-reazione, ha una banda larghissima, e rivela sia segnali modulati in frequenza sia in ampiezza: quindi, lo svantaggio non esiste, in pratica.

2) La potenza è effettivamente scarsa; però bisogna calcolare che 20 mW con un'ottima antenna, hanno permesso collegamenti di CENTINAIA DI CHILOMETRI: quindi, anche un'antenna mediocre, permetterà un ottimo controllo, nelle poche decine di metri di distanza dal modello (e quindi dal ricevitore) che deve essere sotto controllo VISIVO.

Vediamo ora il circuito nei dettagli.

L'oscillatore usa un transistor « drift » tipo 2G640: uno degli ultimissimi prodotti della « Società Generale Semiconduttori ».

Esso è usato con la base a massa per una migliore stabilità.

Il funzionamento è semplice e classico: la reazione è ottenuta per innesco tra collettore ed emettitore tramite un compensatore ceramico (C1).

L'accordo è in serie al collettore, ove si trova il circuito oscillante formato da L1 e C4. La base è stabilizzata dal partitore R2-R3.

Come ho già detto, il modulatore è un multivibratore, anch'esso tradizionale. Ho usato due transistori 2G109, e per variare le frequenze ho previsto la variazione del valore del condensatore di rea-

SEDI

ANCONA

◆ Via Marconi, 143

AVELLINO

◆ Via Vitt. Emanuele, 122

AVERSA

◆ C.so Umberto, 133

BARI

◆ Via Dante, 5

BOLOGNA

◆ Via G. Brugnoli, 1 A

BENEVENTO

◆ C.so Garibaldi, 12

CIVITANOVA

◆ Via G. Leopardi, 12

CAGLIARI

◆ Via Rossini, 44

CREMONA

◆ Via Cesari, 1

FIRENZE

◆ Viale Belfiore, 8 r

GENOVA

◆ Via Bianchetti, 34 r

LA SPEZIA

◆ Via Persio, 5 r

NAPOLI-Vomero

◆ Via Cimarosa, 93-A

NAPOLI

◆ Via C. Porzio, 10 a - 10 b

NAPOLI

◆ Via Roma, 28/21

NOVARA

◆ Via F. Cavallotti, 40

NOVI LIGURE

◆ Via Amendola, 14

PALERMO

◆ P.zza Castelnuovo, 48

PADOVA

◆ Porte Contarine, 2

PESCARA

◆ Via Milano, 77

ROMA

◆ Via S. Agostino, 14

TORINO

◆ Via Nizza, 34

UDINE

◆ Via Div. Julia, 26

zione, che non è unico, ma costituito da tre condensatori dal valore scalare, inseribili a vicenda, secondo la frequenza di modulazione che si desidera: di questi condensatori riparleremo in sede di messa a punto.

Costruire questo trasmettitore è molto facile. Comunque, non si deve trascurare il cablaggio dello stadio oscillatore, perchè, pur se il 2G240 è un ottimo transistor che oscilla anche in cattive condizioni, il tutto, se trascurato, potrebbe risultare instabile; il che sarebbe grave per un trasmettitore di radiocomando!

Sarà bene prevedere un contenitore metallico o plastico per il nostro apparecchio: in considerazione dell'uso mobile dello stesso.

Il complesso può essere cablato su di una basetta di perforato plastico, da introdurre poi nel contenitore.

Il mio prototipo è montato su due basette; una per l'apparecchio vero e proprio, l'altra per i tre pulsanti che selezionano la nota di modulazione.

Il cablaggio dello stadio oscillatore **non** è basato sull'isolamento della basetta: ma è fatto con connessioni corte e dirette da punto-punto: bobina-compensatore; bobina-variabile-transistore; ecc. ecc.

Per contro, il cablaggio del modulatore non ha alcuna esigenza oltre quella estetica-tecnica che non deve essere aberrante, facendo ricercare soluzioni elettricamente irrazionali, ma che esige solo l'aspetto di pulizia ed ordine, tanto facile da ottenere.

MESSA A PUNTO

Una fase del lavoro **importante** è la regolazione delle due sezioni del trasmettitore, al fine di ottenere il massimo rendimento che il complesso **deve** dare.

Sarà bene chiarire subito che la portata

e la stabilità del comando inviato sarà proporzionale alla cura ed alla pazienza impiegate in questa ultima fase del lavoro.

Ciò premesso, mettiamoci all'opera.

Anche se non si dispone che di un tester e dello... stesso ricevitore da usare, la messa a punto è fattibile.

Innanzitutto controlleremo se l'oscillatore... oscilla!

Per questa prova, staccheremo momentaneamente il collegamento tra il primario ed il secondario di T1 ed il negativo della pila, escludendo così il modulatore; quindi collegheremo un tester o un milliamperometro, in grado di misurare 5mA fondo scala in serie al secondario (S) del trasformatore, in modo da misurare l'assorbimento del solo oscillatore.

Daremo tensione, osserveremo lo strumento, e ruoteremo C1, fino ad ottenere il massimo assorbimento, che sarà di circa

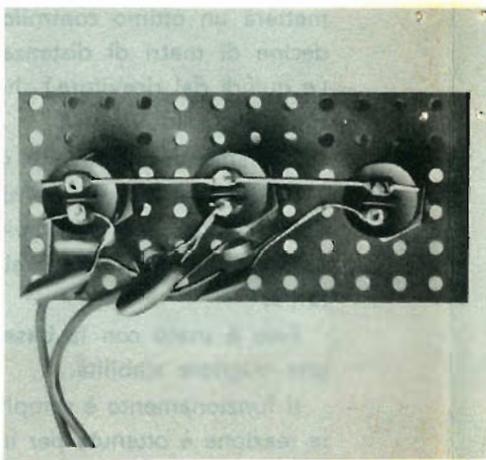


Fig. 2 - Vista posteriore della tastiera di comando.

3mA; al massimo poco meno di 4mA, se il montaggio è esatto: quindi appoggeremo un dito sul filo del collettore del transistor: così facendo smorzeremo di colpo l'oscillazione, ed il milliamperometro segnerà 1-1,5 mA.

Sollevando il dito, l'assorbimento deve tornare normale: i 3-4mA detti. Se ciò non si verificasse, vuol dire che l'oscilla-

tore non oscilla: per un errore di cablaggio, o perchè montato male.

Dopo l'eventuale messa a punto potremo passare alla prova con il ricevitore, applicando al trasmettitore un filo lungo come lo stilo da usare definitivamente: cioè un metro e venti - un metro e quaranta centimetri.

Con il ricevitore in funzione si regolerà C4 ed il nucleo di L1 fino ad ottenere l'accordo fra i due apparecchi, cercando successivamente di perfezionarlo per quanto possibile.

In un primo momento, le lamine del selettore è difficile che siano accordate con le frequenze di modulazione: nel selettore da me fatto funzionare le laminette vibravano a 1000 Hz, 800 Hz e 470 Hz: per ottenere queste frequenze dovetti aggiungere ai valori indicativi segnati a fianco di CX1, CX2, CX3 vari altri piccoli condensatori fino a modificare così le capacità: CX1: 10.320 pF; CX2: **calato** a 4800 pF; CX3: 2850 pF.

Naturalmente non intendo affermare che questi sono i valori ottimi anche nel VOSTRO caso; intendo solo chiarire il procedimento per ottenere il funzionamento del selettore: che pur essendo complesso, è l'unico che dia il risultato esatto per le varie laminette.

A questo punto, non resta che introdurre nella scatola il complesso funzionante e messo a punto.

Ricordate che sostituendo l'antenna usata per gli esperimenti con lo stilo che si userà definitivamente, la sintonia del trasmettitore si sposterà: magari di poco, ma ciò è inevitabile: conviene quindi una nuova regolatina della sintonia con il trasmettitore montato nella scatola e terminato.

A

PADOVA

IN UN CLIMA
DI ASSOLUTA
CORDIALITÀ,
ASSISTENZA E
CONVENIENZA

LA

G B C

VI ATTENDE
NELLA SUA SEDE



DI

PORTE CONTARINE, 2

TELEFONO 39799

ELENCO MATERIALE TRASMETTITORE PER RADIOCOMANDO A PIÙ CANALI

QUANTITÀ	DESCRIZIONE	N. CAT. GBC	DESCRIZIONE	N. CAT. GBC
n° 1	resist. da 3 kΩ ½ W - 10 %	D/32	T ₁ Trasformatore intertransistoriale	H/333
n° 1	resist. da 4,7 kΩ ½ W - 10 %	D/32		
n° 1	resist. da 47 kΩ ½ W - 10 %	D/32	L ₁ Per 27 MHz: 15 spire, filo ø 0,65 smaltato.	
n° 1 + 1	resist. da 270 kΩ ½ W - 10 %	D/32		
n° 1	resist. da 3,9 kΩ ½ W - 10 %	D/32	Supporto ø10 mm polistirolo, con nucleo svitabile	
n° 1	resist. da 270 kΩ ½ W - 10 %	D/32		
n° 1 + 1	Compensatore 1 ÷ 7 pF (ceramico)	O/2	P ₁ - P ₂ - P ₃ Interruttori a pulsante	G/1202
n° 1	Condensatore 6,8 pF	B/11		
n° 1	Condensatore 10 kpF	B/256	TR ₁ Transistore 2G 640	
n° 1 + 1	Condensatore 2,2 kpF	B/253		
n° 1	Condensatore 10 kpF	B/256	TR ₂ - TR ₃ » 2G 109	
n° 1	Condensatore elettrolit. 10 µF 25 VI.	B/361	Batteria 9 V.	I/450-1

Anestesia elettrica

JACKSON (Mississippi) — Per la prima volta negli Stati Uniti e forse nel mondo, chirurghi americani hanno utilizzato con successo l'elettricità per anestetizzare una paziente sul tavolo operatorio.

L'utilizzazione della anestesia elettrica è stata messa a punto dopo quattro anni di ricerche al centro medico della università del Mississippi.

Il sistema, molto semplice e poco costoso (circa 150 dollari), utilizza l'elettricità fornita da un generatore di frequenza. La corrente di 700 periodi passa attraverso un amplificatore collegato alle tempie del paziente per mezzo di elettrodi grandi come monete. Da 30 a 60 secondi, dopo l'inizio dell'operazione, il paziente si addormenta.

Un portavoce del centro medico ha dichiarato che la paziente operata ieri sotto anestesia elettrica si è risvegliata un minuto dopo l'arresto della corrente e non ha risentito delle nausee che provocano generalmente gli anestetici classici.

Lo stesso portavoce ha sottolineato l'interesse che questo metodo rappresenta per l'esercito a causa della semplicità e della rapidità con cui la persona operata si riprende, senza alcun malanno, dall'anestesia.



DOPPIO TRIODO E - PCC 189 A PENDENZA VARIABILE PER TELEVISIONE

Molti costruttori di televisori usano, per l'equipaggiamento del selettore di canali, valvole appositamente progettate per funzionare in circuiti « cascode ». Questo circuito possiede infatti qualità particolarmente vantaggiose quali: la stabilità, l'efficiente schermatura contro l'irradiazione dell'oscillatore e basso fruscio. Una valvola che dà eccellenti risultati sotto questo punto di vista è la PCC 88. Questo doppio triodo è particolarmente adatto per la ricezione nelle zone marginali, in quanto oltre a soddisfare tutte le esigenze richieste da un circuito « cascode », presenta un basso valore della resistenza equivalente di fruscio.

Ciò è dovuto principalmente all'impiego delle griglie « a quadro ». Questa particolare costruzione consente di ridurre al minimo le distanze tra gli elettrodi, e conseguentemente anche il tempo di transito degli elettroni; inoltre una speciale conformazione dell'anodo consente di ottenere un'elevata pendenza con una capacità anodo-griglia molto ridotta.

Transmodulazione

In generale la PCC 88 non dà inconvenienti di transmodulazione. Quest'ultima può verificarsi nel caso in cui in una determinata zona esistano più trasmettitori TV di notevole potenza e su canali adiacenti. In questi casi, ed in generale quando si desidera ottenere una caratte-

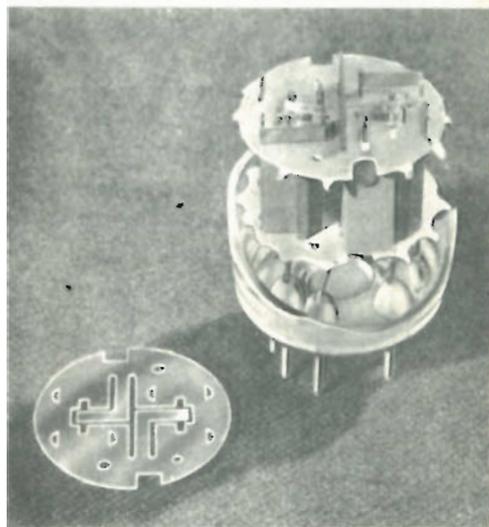


Fig. 1 - Interno del doppio triodo E/PCC 189. A sinistra, in basso, un ponte in mica separato.

ristica di regolazione più favorevole, è opportuno impiegare il nuovo doppio triodo a pendenza variabile **PCC 189**.

Caratteristiche del doppio triodo PCC 189

Il doppio triodo PCC 189 presenta caratteristiche analoghe a quelle del tipo PCC 88 e si differenzia da questo per avere la pendenza **variabile**; ciò consente di ottenere una buona caratteristica di transmodulazione in tutte le condizioni di funzionamento della valvola.

Dalla caratteristica di transmodulazione si vede che, in una valvola non control-

lata dalla tensione del CAG, la tensione d'ingresso può raggiungere 100 mV senza che la transmodulazione sia maggiore dell'1 %. Tale condizione di funzionamento è tutt'altro che infrequente. Può infatti accadere che con il ricevitore accordato su una emittente piuttosto debole, sia presente in antenna un segnale forte proveniente da un trasmettitore vicino che lavora su un canale adiacente; in tal caso il CAG non entra in funzione. Questo forte segnale di interferenza, data la notevole larghezza di banda del circuito d'ingresso del ricevitore, perverrà alla griglia della valvola amplificatrice A.F. senza attenuazione e quindi con un'ampiezza considerevole: risulta perciò indispensabile che, anche con la valvola non controllata dal CAG e con un forte segnale disturbante sulla griglia, non si verifichino interferenze.

La valvola PCC 189 ha la stessa zoccolatura della PCC 88. Per sostituirla in un

selettore precedentemente equipaggiato con la PCC 88 sono necessarie leggere modifiche consistenti soprattutto in un ritocco del valore delle induttanze delle bobine dati i differenti valori delle capacità interne nelle due valvole.

Descrizione di un selettore di canali equipaggiato con la PCC 189

Nella progettazione di un selettore di canali, si deve tenere presente che nella banda I il livello di fruscio dovuto alla propagazione (fruscio cosmico) è alquanto elevato rispetto a quello originato nello stadio d'ingresso « cascade ».

Questo selettore è stato quindi progettato per avere nella banda III il valore più basso possibile della cifra di fruscio. Nella banda I si è tenuto l'adattamento di antenna al valore migliore possibile a spese della cifra di fruscio dello stadio d'ingresso ma a vantaggio della qualità dell'immagine.

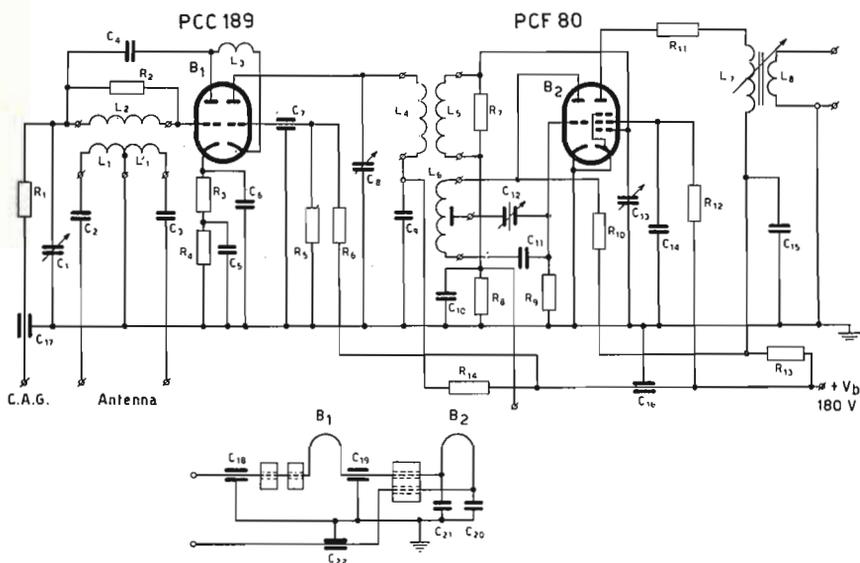


Fig. 2 - Schema elettrico di un selettore sperimentale equipaggiato con le valvole PCC 189 e PCF 80.

Componenti

$R_1 = 1 \text{ M}\Omega, \frac{1}{4} \text{ W}$	$R_{10} = 10 \text{ k}\Omega, 1 \text{ W}$	$C_5 = 820 \text{ pF}$	$C_{14} = 820 \text{ pF}$
$R_2 = 15 \text{ k}\Omega, \frac{1}{4} \text{ W}$	$R_{11} = 47 \Omega, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_6 = 47 \text{ pF}$	$C_{15} = 820 \text{ pF}$
$R_3 = 22 \Omega, \frac{1}{4} \text{ W}$	$R_{12} = 47 \text{ k}\Omega, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_7 = 1000 \text{ pF}$	$C_{16} = 1000 \text{ pF}$
$R_4 = 56 \Omega, \frac{1}{4} \text{ W}$	$R_{13} = 820 \Omega, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_8 = 1.3 \text{ pF}$	$C_{17} = 1000 \text{ pF}$
$R_5 = 100 \text{ k}\Omega, \frac{1}{4} \text{ W}$	$R_{14} = 820 \Omega, \frac{1}{2} \text{ W}$	$C_9 = 820 \text{ pF}$	$C_{18} = 1000 \text{ pF}$
$R_6 = 82 \text{ k}\Omega, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_1 = 1.6 \text{ pF}$	$C_{10} = 47 \text{ pF}$	$C_{19} = 1000 \text{ pF}$
$R_7 = 8.2 \text{ k}\Omega, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_2 = 47 \text{ pF}$	$C_{11} = 15 \text{ pF}$	$C_{20} = 820 \text{ pF}$
$R_8 = 220 \text{ k}\Omega, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_3 = 47 \text{ pF}$	$C_{12} = \text{intonia fine}$	$C_{21} = 820 \text{ pF}$
$R_9 = 22 \text{ k}\Omega, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_4 = 3 \text{ pF}$	$C_{13} = 1.3 \text{ pF}$	$C_{22} = 1000 \text{ pF}$

A 200 MHz è stato misurato un valore complessivo della cifra di fruscio pari a $3,6 kT_n$.

Il circuito del selettore è convenzionale: una PFC 80 funziona come oscillatrice-convertitrice ed una PCC 189 come amplificatrice « cascode ».

La tensione del CAG è applicata tramite R_1 . La variazione del guadagno di tensione è superiore a 70 dB e la corrente del circuito « cascode » può variare dal valore nominale a zero.

Nel circuito catodico del primo triodo è inserita una resistenza da 22 Ω , in parallelo alla quale è disposto un condensatore da 47 pF. Alle frequenze basse (banda I), l'influenza del condensatore può essere

trascurata e la resistenza produce una controreazione negativa che compensa le variazioni della capacità anodo-griglia dovute alle variazioni della tensione del CAG. Alle frequenze elevate (banda III), il condensatore e la resistenza in parallelo tendono a far aumentare il guadagno in potenza dello stadio con conseguente miglioramento del valore della cifra di fruscio compensando in tal modo lo smorzamento d'ingresso dovuto all'induttanza dei collegamenti del catodo.

Per migliorare ulteriormente il guadagno e la cifra di fruscio nei canali più alti della banda III il circuito intermedio tra i due stadi è accordato alla frequenza di 220 MHz.

DATI TECNICI

(provvisori)

Dati di accensione

ECC 189 - riscaldamento indiretto in c.a. o in c.c.; alimentazione in parallelo:

Tensione di accensione $V_f = 6,3$ V

Corrente di accensione $I_f \approx 365$ mA

PCC 189 - riscaldamento indiretto in c.a. o in c.c.; alimentazione in serie:

Corrente di accensione $I_f = 300$ mA

Tensione di accensione $V_f \approx 7,2$ V

Capacità

Sezione con catodo a massa

Tra anodo e griglia controllo

Tra griglia controllo e catodo, filamento, schermo

Tra anodo e catodo, filamento, schermo

Sezione con griglia a massa

Tra anodo e griglia

Tra anodo e catodo

Tra catodo e griglia controllo, filamento, schermo

Tra anodo e griglia controllo, filamento, schermo

Tra catodo e filamento

Fra le due sezioni

Tra gli anodi delle sue sezioni

Tra la griglia controllo della sezione d'ingresso e l'anodo della sezione con griglia a massa

Dati caratteristici

(ciascuna sezione)

Tensione anodica

Polarizzazione di griglia

Corrente anodica

Pendenza

Resistenza interna

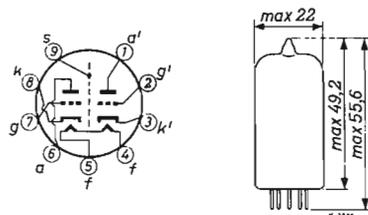


Fig. 3 - Collegamenti ai piedini e dati d'ingombro massimi. Nell'amplificatore « cascode » il triodo a.g.k, sarà impiegato nello stadio con catodo a massa, il triodo a',g',k' in quello con griglia a massa.

	senza schermo	con schermo
C_{gg}	= 1,9	1,9 pF
$C_{g(k+f+s)}$	= 3,5	3,5 pF
$C_{a(k+f+s)}$	= 1,7	2,3 pF
$C_{a'g'}$	= 1,9	1,9 pF
$C_{a'k'}$	= 0,18	0,17 pF
$C_{k'(g'+f+s)}$	= 6,0	6,0 pF
$C_{a'(g'+f+k)}$	= 3,4	4,0 pF
$C_{k'f}$	= 3,0	3,0 pF
$C_{aa'}$	< 0,045	< 0,015 pF
$C_{ga'}$	< 0,004	< 0,004 pF

V_a	=	90 V
V_g	=	-1,4 V
I_a	=	15 mA
S	=	12,5 mA/V
R_i	=	2,5 k Ω

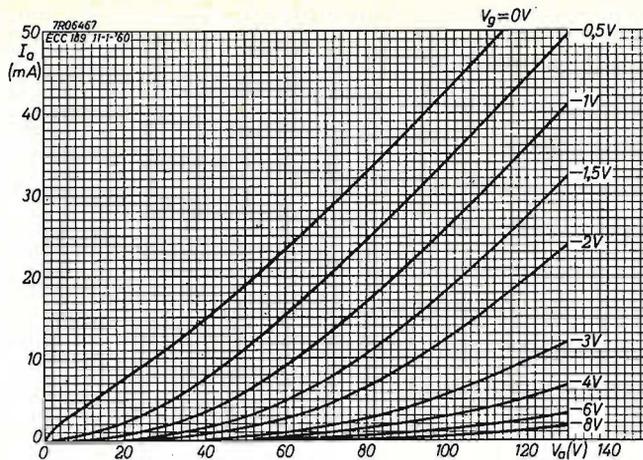


Fig. 4 - Curve caratteristiche anodiche $I_a = f(V_a)$.

Valori limite

(ciascuna sezione)

- Tensione anodica
- Dissipazione anodica
- Corrente catodica
- Polarizzazione di griglia
- Resistenza esterna di griglia della sezione con catodo a massa
- Resistenza esterna di griglia della sezione con griglia a massa
- Resistenza esterna tra catodo e filamento
- Tensione tra catodo e filamento nella sezione con catodo a massa
- Tensione tra catodo e filamento nella sezione con griglia a massa (catodo positivo; filamento negativo)

	ECC 189	PCC 189
V_a	= max. 130	130 V
W_a	= max. 1.8	1.8 W
I_k	= max. 22	22 mA
V_g	= max. 50	50 V
R_g	= max. 1	1 MΩ
R_{g1}	= max. 0.5	0.5 MΩ
R_{kf}	= max. 20	20 kΩ
V_{kf}	= max. 50	30 V
$V_{k'f}$	= max. 150 ¹⁾	180 ¹⁾ V

Nota: Per non superare il valore massimo ammissibile della tensione anodica quando l'amplificatore cascode è controllato, sarà opportuno usare nel circuito di griglia della sezione con griglia a massa un partitore di tensione.

(1) Massima componente c.c. : 130 V.

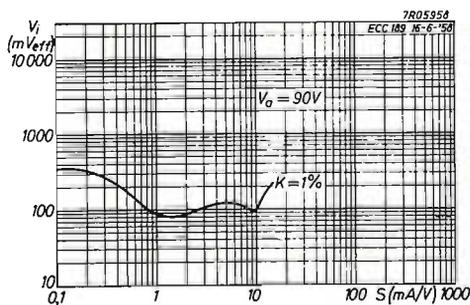
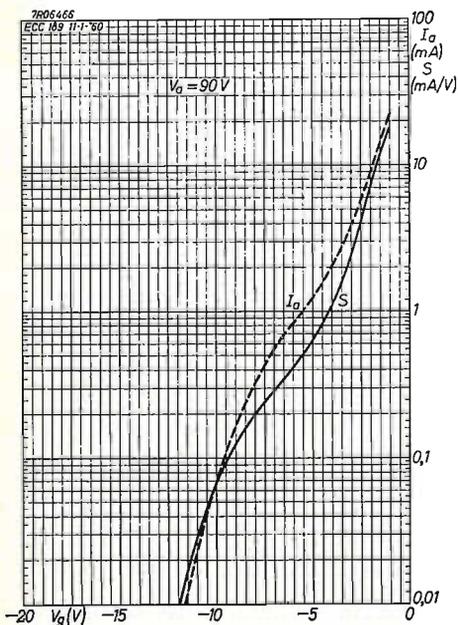
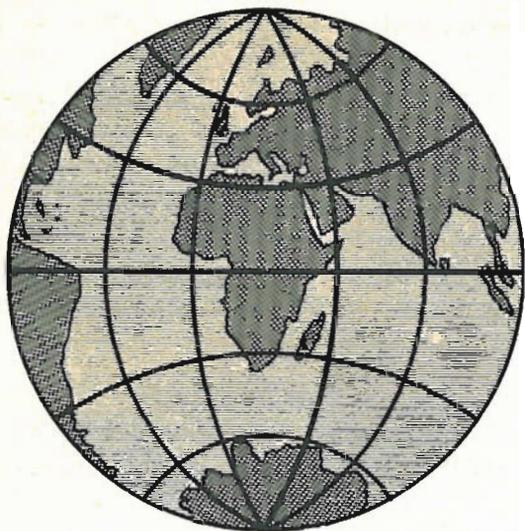


Fig. 6 - Valore efficace della tensione d'ingresso di un segnale disturbante in funzione della pendenza per un fattore di transmodulazione (k) dell'1%.

Fig. 5 - Corrente anodica (I_a) e pendenza (S) in funzione della tensione negativa di griglia.



NOTIZIE TECNICHE DAL MONDO

Alla XVII Esposizione pan-sovietica dei radioamatori e radiocostruttori amatori DOSAAF tenuta in questi giorni a Mosca hanno partecipato tutte le Repubbliche dell'Unione con 72 Circoli Radio, e con oltre 600 espositori che hanno presentato complessivamente 576 apparecchi che rappresentavano innumerevoli applicazioni della tecnica radio-TV per l'industria, la medicina, l'agricoltura.

Nei laboratori degli stabilimenti «Bell» sono stati scoperti recentemente due nuovi materiali piezoelettrici. Essi sono l'ossido di zinco e il solfidrato di cadmio con l'aggiunta di litio, i quali possiedono qualità piezoelettriche rispettivamente quattro e due volte superiori a quelle del quarzo.

Con la partecipazione del sen. B. Focaccia, il Comitato scientifico della Rassegna internazionale elettronica e nucleare, presieduto dal prof. A. Marino, Presidente del Consiglio superiore tecnico delle telecomunicazioni, ha stabilito il programma definitivo del IX Congresso internazionale di elettronica della IX Rassegna. Il Congresso avrà luogo dal 18 al 23 giugno, nel corso della Rassegna che si svolgerà dall'11 al 24 giugno 1962 nel Palazzo dei Congressi dell'EUR a Roma.

Insegnanti di oltre 30 nazioni hanno partecipato al Seminario internazionale sulla Televisione Educativa tenuto presso la Purdue University a Lafayette, nell'Indiana, in collaborazione con la Commissione statunitense per l'UNESCO, il Dipartimento di Stato, la International Cooperation Administration, l'Ufficio dell'Istruzione dell'UNESCO negli Stati Uniti, e la Radio Corporation of America. Sono stati discussi i temi: Ruolo potenziale della televisione educativa nell'istruzione regolare - La televisione educativa e l'insegnante in classe - Attrezzatura tecnica e mezzi a disposizione della televisione educativa - Ricerche pedagogiche psicologiche e telecomunicazioni nello sviluppo e nell'uso della TV - Usi speciali della televisione nell'istruzione. I partecipanti al seminario hanno gettato le basi per un più efficace scambio di informazioni e ricerche in campo internazionale.

Negli Stati Uniti numerosi membri del Congresso si sono resi promotori di un progetto di legge che istituisca un controllo statale sui satelliti destinati alle telecomunicazioni.

Un gruppo di 35 deputati ha firmato una lettera indirizzata al presidente Kennedy per chiedere che il sistema di telecomunicazione tramite i satelliti venga elaborato e messo in opera dai laboratori statali di ricerca e di studio. I deputati hanno anche chiesto che la proprietà e la gestione di questi satelliti non vengano decise fin quando tutto il sistema non sia completamente funzionante. Qualora si dovesse optare in favore della proprietà privata dei satelliti, sarà necessario adottare le opportune misure per assicurare che non si verifichi un monopolio nel possesso e nella gestione.

Un gruppo di esperti della Unione Internazionale delle Telecomunicazioni di diversi Paesi ha recentemente discusso a Ginevra i provvedimenti per ovviare alla congestione della zona delle onde decimetriche. Essi presenteranno quanto prima un rapporto al Consiglio Direttivo dell'Unione per la sua sessione del 1962. Si tratta di un problema che interessa vari servizi di tutto il mondo, compresa la Radio. Ormai lo spettro delle lunghezze d'onda è diventato insufficiente. Sarà necessario utilizzare in misura maggiore altri tipi di comunicazioni, come ad esempio cavi sottomarini e collegamenti su alte frequenze.

Ad un recente convegno di medicina e biologia, svoltosi negli Stati Uniti sotto gli auspici della International Business Machines Corp., è stato discusso e puntualizzato l'apporto dato dai calcolatori elettronici nelle ricerche e nella diagnosi di malattie o anomalie cardiache, la cui sintomatologia si presenta difficilmente determinabile.

I primi esperimenti condotti in questo campo e annunciati nel corso del convegno, sono stati giudicati più che soddisfacenti.

Infatti è stato dichiarato da uno specialista che le diagnosi fatte con l'aiuto del calcolatore, sono risultate esatte in misura del 90 per cento dei casi.

Le inesattezze del calcolare si sono mantenute in questi limiti: aveva registrato come anormali delle pulsazioni normali (ma non aveva mai classificato normali i battiti di un cuore malato).

LE BASI DELLA MODERNA ELETTRONICA

a cura di L. CASCIANINI

2^a Parte

TUBI ELETTRONICI A DUE ELETTRODI

Il diodo a vuoto come del resto gran parte delle altre invenzioni, è stato scoperto indirettamente e per caso da Edison. Questi infatti per eliminare una macchia nera che compariva dopo un certo periodo di funzionamento sul vetro dell'ampolla della lampada ad incandescenza da lui inventata, pensò di porre di fronte al filamento incandescente una placchetta metallica « protettrice ». Casualmente collegò una batteria tra filamento e placchetta e scoprì con meraviglia che nel circuito « passava » una debole corrente. Storicamente quindi la scoperta della possibilità di una corrente elettrica nel vuoto si riallaccia proprio a questo semplice esperimento di Edison.

Il diodo anche se è il più semplice e il più modesto della famiglia dei tubi elettronici si può considerare la base di tutti gli altri tubi a più elettrodi.

Questa seconda parte, illustrerà i seguenti argomenti:

Principio di funzionamento del diodo a vuoto.

Curva caratteristica anodica del diodo a vuoto.

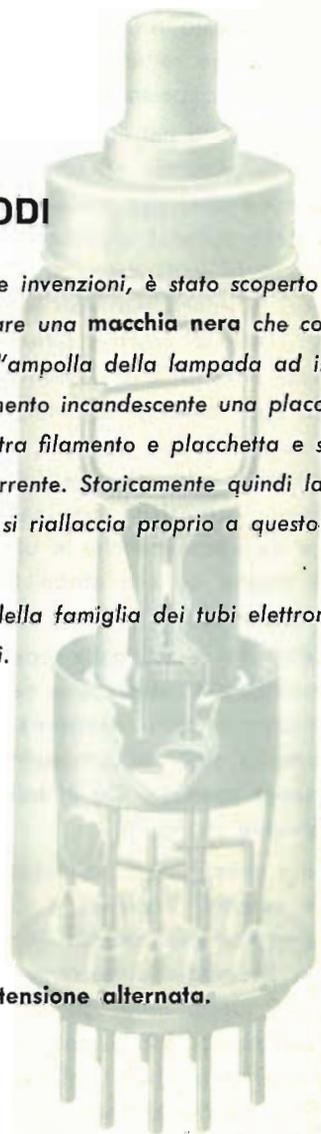
Legge di Langmuir e Child.

Resistenza statica e resistenza dinamica.

Il diodo a vuoto impiegato come raddrizzatore di una tensione alternata.

Diodi a catodo freddo.

Diodi a catodo caldo a riempimento gassoso.



Principio di funzionamento del diodo a vuoto

Il diodo a vuoto è formato essenzialmente da due elettrodi: il **catodo** e l'**anodo** racchiusi in un'ampolla di vetro dove è stato effettuato un vuoto molto spinto. Il catodo può essere portato alla temperatura di emissione sia direttamente che indirettamente tramite un filamento riscaldatore. Per semplificare la discussione immagineremo che tanto il catodo quanto l'anodo siano due superfici piane e parallele come indicato in fig. 1. In realtà, l'anodo è a sezione rettangolare o cilindrica con il catodo disposto al centro.

Abbiamo visto nel N. 1/2 di questa rivista come portando ad una appropriata temperatura particolari metalli (tungsteno o tungsteno toriato) o particolari ossidi a base di bario o di stronzio, gli elettroni contenuti in questi materiali possano uscire dai materiali stessi e diffondersi nello spazio esterno. Ciò si verifica quando gli elettroni sotto la continua somministrazione di energia termica dall'esterno spostandosi verso gli strati più esterni dell'atomo, acquistano una tale energia cinetica da vincere anche le ultime forze che li legano ai loro atomi (emissione termoelettronica).

Gli elettroni emessi dalla superficie catodica riscaldata si addensano nelle immediate vicinanze della medesima formando una nube di elettroni comunemente chiamata **carica spaziale**. Ciò è indicato schematicamente in fig. 1.

Se ora colleghiamo, attraverso un conduttore esterno, il catodo e l'anodo, un microamperometro inserito in serie **indicherà** il passaggio di corrente molto debole; in questo caso, gli elettroni arrivano sull'anodo, non perchè siano attratti da una carica positiva (nel circuito esterno non è inserita alcuna sorgente di ten-

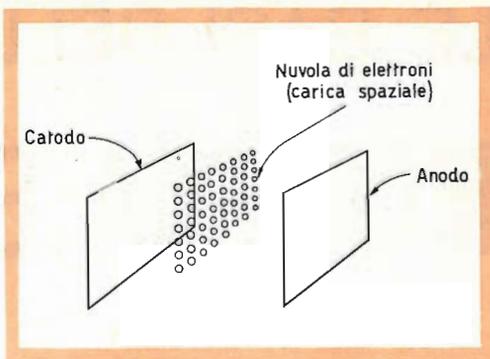


Fig. 1 - Essenzialmente un diodo è formato da un materiale con un buon fattore di emissione (**catodo**) e da un elettrodo (**anodo**) che portato ad un potenziale positivo rispetto al catodo raccoglie gli elettroni emessi. Per far ciò gli elettrodi devono essere racchiusi in un bulbo di vetro dove è stato praticato un vuoto molto spinto. È indicato anche la « nuvola di elettroni » (carica spaziale) situata nell'immediate vicinanze della superficie catodica.

sione), ma perchè lanciati su di esso dall'energia cinetica (acquistata in seguito al processo di emissione) che permette loro di attraversare con facilità lo spazio vuoto d'aria esistente tra catodo e anodo, di fluire nel circuito esterno per poi ritornare sul catodo. Il passaggio di questa corrente è conosciuto come **effetto Edison**.

Non tutti gli elettroni riescono però a raggiungere la superficie dell'anodo; alcuni, dotati di minor energia cinetica, vengono attratti nuovamente sul catodo; infatti, ogni elettrone che abbandona il catodo vi lascia ovviamente una **carica positiva** la quale, però, a sua volta, per la nota legge di Coulomb, tende ad attirare e a riportare verso il catodo l'elettrone che, come è noto, possiede una **carica negativa**; sul catodo si ha quindi come una « pioggia » di elettroni.

D'altra parte, sempre in base alla legge fondamentale di elettrostatica cui abbiamo accennato prima, gli elettroni che già si trovavano proiettati nel vuoto immediatamente vicino alla superficie del catodo tendono ora a respingere i « nuovi » elettroni provenienti dal catodo stesso.

Questo insieme di attrazioni e di repulsioni che si verifica durante l'emissione termoelettronica porta alla formazione di quella « nube di elettroni » situata nelle immediate vicinanze della superficie catodica e che noi abbiamo chiamato in precedenza **carica spaziale**.

Se colleghiamo in serie al circuito esterno una sorgente di tensione (batteria) inserendola in modo che il **polo negativo** risulti collegato all'anodo, il milliamperometro **non indicherà** più nessun passaggio di corrente (fig. 2).

Ciò è ancora la logica conseguenza della legge elementare di elettrostatica cui sempre ci riferiamo, secondo la quale, cariche di segno uguale si respingono. Nel nostro caso, gli elettroni, anche se dotati di sufficiente energia cinetica non riescono a vincere le forze del campo elettrico opposto prodotto dalle cariche negative che noi abbiamo comunicato all'anodo all'atto dell'inserzione della batteria. Tutti gli elettroni verranno perciò respinti e nel circuito esterno **non si avrà** corrente.

Il potenziale negativo dell'anodo non solo impedirà agli elettroni di raggiungerlo ma li respingerà entro la nuvola di elettroni (carica spaziale).

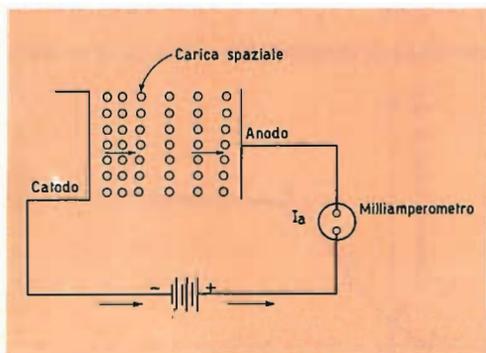


Fig. 2 - Agli elettrodi del diodo è stata collegata una sorgente di tensione; le polarità sono tali però che l'anodo è negativo rispetto al catodo; in queste condizioni gli elettroni vengono respinti nella « carica spaziale » e il milliamperometro inserito nel circuito esterno non indica alcuna corrente. Nel gergo tecnico corrente si dice che al diodo è stata applicata una « tensione inversa ».

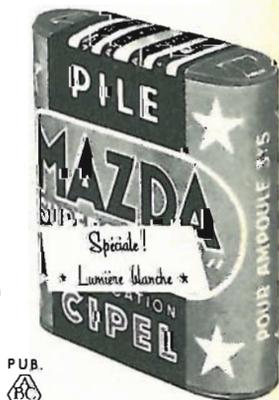


**Moi qui tiens
la direction
du ménage,
j'ai choisi les**

PILES MAZDA
Lumière blanche
qui éclairent plus blanc
donc mieux, plus loin
et permettent de réaliser
50% d'économie



**Durée
Eclat**



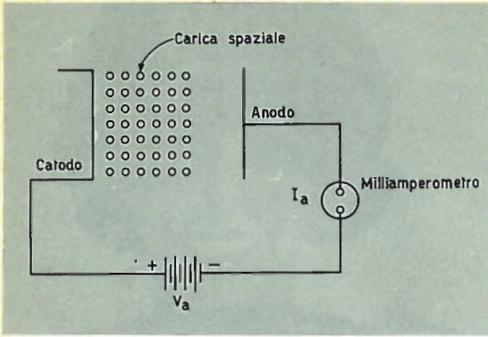


Fig. 3 - In questo caso, essendo l'anodo collegato al polo positivo della batteria, può attirare gli elettroni dalla « carica spaziale »; quest'ultima a sua volta viene continuamente rifornita di elettroni dal catodo. Rispetto all'anodo è la « carica spaziale » che fornisce gli elettroni e questo è il motivo per cui viene chiamata « catodo virtuale ». Nelle condizioni indicate da questa figura, si ha circolazione di corrente nel circuito esterno; si suole anche dire che al diodo è stata applicata una « tensione diretta ».

Invertendo la polarità della batteria inserita nel circuito esterno in modo da rendere positivo l'anodo rispetto al catodo, il milliamperometro **indicherà** un passaggio di corrente (fig. 3). In questo caso, gli elettroni lanciati verso l'anodo in seguito al processo di emissione, verranno ulteriormente accelerati dalla forza di attrazione (legge di Coulomb) che verrà a stabilirsi tra gli stessi elettroni e la carica positiva comunicata all'anodo dalla batteria.

Gli elettroni attratti sull'anodo provengono, in gran parte, dalla carica spaziale che viene continuamente rifornita dalla emissione catodica. Se si aumenta la carica positiva sull'anodo (aumento della tensione della batteria) aumenta, ovviamente, il numero di elettroni che raggiungono l'anodo mentre la carica spaziale (che funge da vero e proprio « serbatoio » di elettroni) tenderà a diminuire fino a sparire del tutto per un ulteriore aumento di tensione anodica.

La corrente anodica è formata come abbiamo visto dagli elettroni provenienti dal « serbatoio » della carica spaziale, la

quale pertanto nei riguardi dell'anodo, può considerarsi un catodo vero e proprio: il nome di **catodo virtuale** dato alla carica spaziale è stato introdotto proprio per indicare questa particolare funzione della carica spaziale. Quando la tensione sull'anodo è molto elevata, la carica spaziale si annulla e gli elettroni arrivano sull'anodo **direttamente dal catodo**: questa condizione rappresenta la cosiddetta **saturatione anodica**.

Curva caratteristica anodica del diodo a vuoto

Volendo rappresentare la relazione esistente tra la tensione anodica (V_a) e la corrente anodica (I_a) su di un sistema di assi ortogonali si constata che il luogo dei punti che individuano, per una data tensione anodica, una data corrente anodica, è una **curva caratteristica il cui andamento è indicato in fig. 4**.

Su questa curva caratteristica si possono fare le seguenti osservazioni.

La corrente indicata dal punto **b** della curva è prodotta per effetto Edison: è quella cioè che si ha quando tra anodo e catodo non esiste nessuna differenza di potenziale ($V_a = 0$). Per annullare la

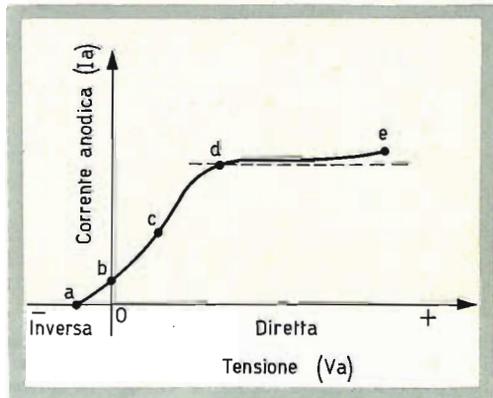


Fig. 4 - Curva caratteristica anodica teorica di un diodo a vuoto. La corrente (I_a) che scorre nel diodo (asse verticale) è espressa in funzione della tensione (V_a) applicata tra catodo e anodo (asse orizzontale).

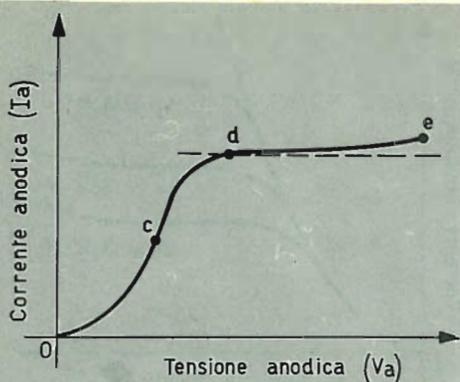


Fig. 5 - Curva caratteristica pratica di un diodo a vuoto. Si noti il « ginocchio superiore » indicante la « condizione di saturazione » e l'aumento di corrente che interviene quando la tensione anodica passa dal valore in corrispondenza del punto **d** al valore massimo corrispondente al punto **e**, dovuto all'effetto Schottky.

corrente prodotta per effetto Edison è necessario applicare all'anodo una leggera tensione negativa (tensione inversa **0 — a** di fig. 4).

Applicando all'anodo una tensione positiva rispetto al catodo, la corrente anodica aumenta nel modo indicato dai punti **c** e **d** sulla curva caratteristica. Nel punto **d** si raggiunge la cosiddetta **corrente di saturazione** e, per quanto detto in precedenza, un ulteriore aumento della tensione anodica non dovrebbe portare ad un aumento della corrente anodica. In realtà, però, come appare dal grafico, un leggero aumento della corrente anodica ha luogo: esso è dovuto all'**effetto Schottky**, che ha la seguente spiegazione.

Abbiamo detto che tra i punti **d** e **e** della curva la carica spaziale non esiste più e gli elettroni emessi dal catodo raggiungono immediatamente l'anodo. Si deve però tener presente che nel punto **e** la tensione anodica è più elevata che nel punto **d** e perciò essa può influire maggiormente sugli elettroni legati all'interno del materiale che costituisce il catodo.

Questa maggiore intensità del campo elettrico esterno tende ad abbassare il **lavoro** di estrazione ⁽¹⁾ degli elettroni, esalta perciò il fenomeno di emissione producendo quell'incremento di corrente che si verifica tra i punti **d** ed **e** della curva.

La corrente dovuta all'effetto di Edison è di così poca entità che, ad eccezione di alcuni casi in cui va opportunamente neutralizzata, di solito, nelle comuni applicazioni del diodo, viene trascurata; in questo caso, la curva « pratica » assume l'andamento indicato in fig. 5.

Legge di Langmuir e Child

Le curve caratteristiche sperimentali delle figg. 4 e 5 ed in particolare il tratto di curva **0-c-d** in fig. 5, (regione della curva determinata dalla carica spaziale) sono state studiate analiticamente e espresse mediante la seguente equazione:

$$I_a = k V_a^{3/2}$$

dove I_a indica la corrente anodica e V_a la tensione anodica come indicato in precedenza, mentre k rappresenta una costante che dipende dalle dimensioni geometriche degli elettrodi.

Questa legge è conosciuta come **legge di Child e Langmuir** o semplicemente **legge della carica spaziale**. Il fattore k è direttamente proporzionale alla superficie dell'anodo e inversamente proporzionale al quadrato della distanza esistente tra catodo e anodo. Il valore di $3/2$ per l'esponente non è rigorosamente esatto per tutti i tubi; in pratica, però, può ritenersi tale. In fig. 6 è indicata la curva caratteristica anodica del tubo raddrizzatore Philips EZ 81.

È ovvio che il valore della carica spaziale può essere variato aumentando il fattore di emissione dipendente a sua

(1) Vedi pag. 156 di Selezione di Tecnica Radio TV N. 1-2 - 1962

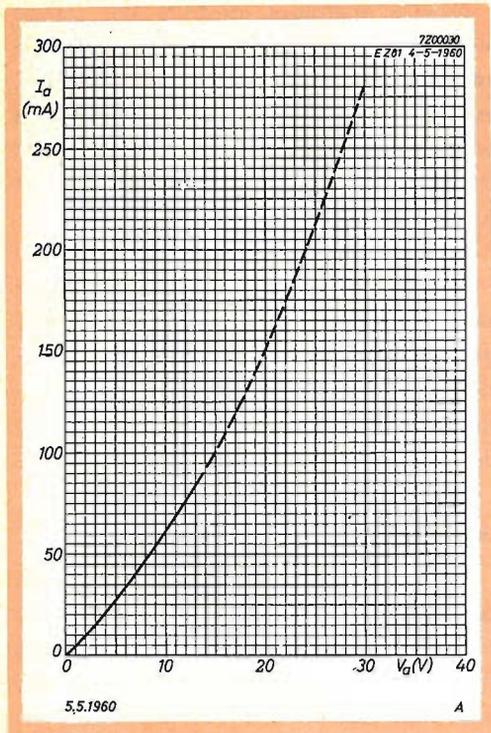


Fig. 6 - Curva caratteristica di un diodo raddrizzatore Philips EZ 81. Si tenga bene in mente che il diodo EZ 81 può raddrizzare una tensione alternata con valore fino a 450 V_{eff} ; l'asse della V_a arriva solo a 40 V in quanto « questo valore di tensione » è quello che in condizioni di funzionamento viene a trovarsi **tra catodo e anodo** (la cosiddetta « caduta interna ») e non quello applicato all'ingresso del circuito raddrizzatore.

volta dalla temperatura del catodo e in definitiva dalla tensione di accensione del filamento riscaldatore. In fig. 7 infatti si vede come per crescenti valori della tensione di filamento, per esempio, 3,0 V 3,2 V 4,0 V si ottiene un corrispondente spostamento verso l'alto del ginocchio della curva, vale a dire un progressivo aumento del valore della corrente di saturazione (curve **a**, **b**, **c**).

Di regola, però, la normale corrente di funzionamento del diodo è molto inferiore al valore di saturazione; ciò significa che il **punto di lavoro** del diodo si trova sul tratto ripido della curva o al massimo in prossimità del ginocchio.

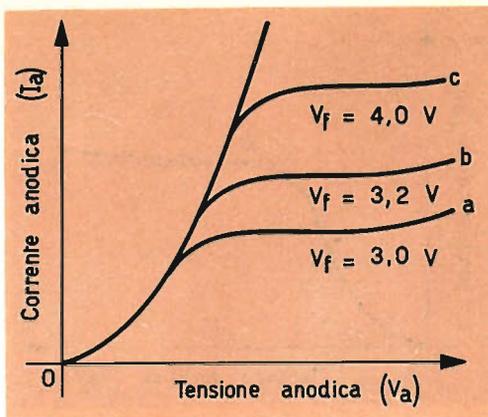


Fig. 7 - Aumentando la tensione di accensione del filamento riscaldatore e quindi il valore dell'emissione, il ginocchio di saturazione della corrente anodica si sposta verso valori più elevati.

Siccome, nella maggior parte dei casi, i diodi vengono impiegati come raddrizzatori, è molto importante conoscere il valore del **massimo picco di corrente** che essi possono fornire corrispondente appunto alla condizione di saturazione. Nei dati tecnici dei diodi questo parametro, insieme a quella della tensione inversa, è sempre ben specificato.

Resistenza statica e resistenza dinamica

Il punto P sulla curva della figura 8 indica che applicando tra catodo e anodo del diodo una tensione di 12 V, il milli-ampometro inserito nel circuito esterno indica una corrente di 300 mA. Possiamo quindi affermare che il diodo, rispetto alla sorgente di tensione (batteria), si comporta come una resistenza (R_a) il cui valore, in base alla legge di Ohm, sarà:

$$R_a = \frac{E}{I} = \frac{12}{0,3} = 40 \Omega.$$

Il diodo quindi offre alla sorgente di tensione una resistenza di 40 Ω . Siccome questo valore è **fisso** (statico) questa resistenza si chiamerà **resistenza anodica**

statica o resistenza anodica in corrente continua (R_a) in quanto questi valori di corrente e di tensione sono valori fissi caratteristici di una tensione e corrente continua.

Aumentando di poco la tensione anodica, il punto P assumerà, sulla curva, una nuova posizione (punto P') e, corrispondentemente, anche la corrente anodica avrà subito un leggero incremento.

Se ora immaginiamo che il punto P' ritorni verso P, è facile intuire che, man mano che esso si avvicina a P, la direzione della precedente variazione (da P a P') potrà essere rappresentata dalla pendenza della tangente geometrica alla curva nel punto P.

Quindi per determinare il rapporto tra una piccola variazione di V_a (ΔV_a) e la corrispondente piccola variazione di I_a (ΔI_a) possiamo a buon diritto usare la pendenza della tangente geometrica condotta nel punto dove avviene la piccola variazione.

Questo rapporto ha le dimensioni di una resistenza e siccome è stato definito sulla base di piccole variazioni sarà una resistenza in corrente alternata (r_a). Dalla fig. 8 si vede come supponendo di assumere una variazione di tensione ΔV_a , la corrispondente variazione di corrente

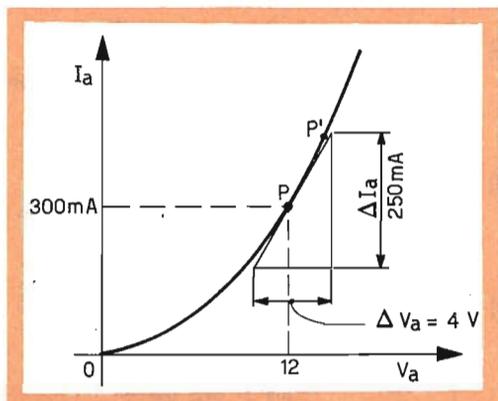


Fig. 8 - Un sistema abbastanza approssimato per determinare la resistenza statica o in c.c. e la resistenza dinamica di un diodo.

Aeplastic

Aeplastic

Aeplastic

Aeplastic

Aeplastic

Aeplastic

Aeplastic

FABBRICA
ARTICOLI
PER LA CONFEZIONE
E L'IMBALLAGGIO
DELLA RADIO
DELLA TV
E DELL'ELETTRONICA
IN GENERE

MILANO
VIA D'OVIDIO, 1
TEL. 23.61.544

sarà ΔI_a . La **resistenza anodica in c.a.** sarà pertanto definita come

$$r_a = \frac{dV_a}{dI_a} \approx \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{4}{0,250} = 16 \Omega.$$

I simboli Δ e d sono entrambi usati in matematica per indicare « piccole variazioni ». La resistenza anodica in c.c. viene anche chiamata **resistenza anodica dinamica**, o **resistenza anodica differenziale**.

Si noti la differenza fondamentale tra il significato di R_a e di r_a ; la prima indica un valore in corrente continua (c.c.), la seconda un valore in corrente alternata (c.a.) Esse differiscono anche numericamente. Infatti, risolvendo R_a nel punto P si ottiene $12/0,3$ e cioè 40Ω ; mentre il valore di r_a è di $4/0,250$ e cioè 16Ω . La resistenza in c.c. sarebbe uguale alla resistenza in c.a. **solo** nel caso in cui la

curva caratteristica V_a/I_a fosse una retta passante per l'origine degli assi.

Il diodo a vuoto impiegato come raddrizzatore di una tensione alternata

Se noi colleghiamo una sorgente di tensione alternata ad un circuito formato da un diodo e da una resistenza (resistenza di carico) collegati in serie noi otteniamo un circuito raddrizzatore, **un circuito cioè capace di trasformare una tensione alternata in una tensione pulsante unidirezionale**.

In riferimento alla fig. 9 (a) la tensione applicata (E) ha forma sinusoidale; il valore di picco ed efficace vengono indicati rispettivamente con i simboli E_{picco} e E_{eff} . Quando il punto **m** è positivo (semionda positiva) il punto **n** è ovviamente negativo e quindi, anche l'anodo del di-

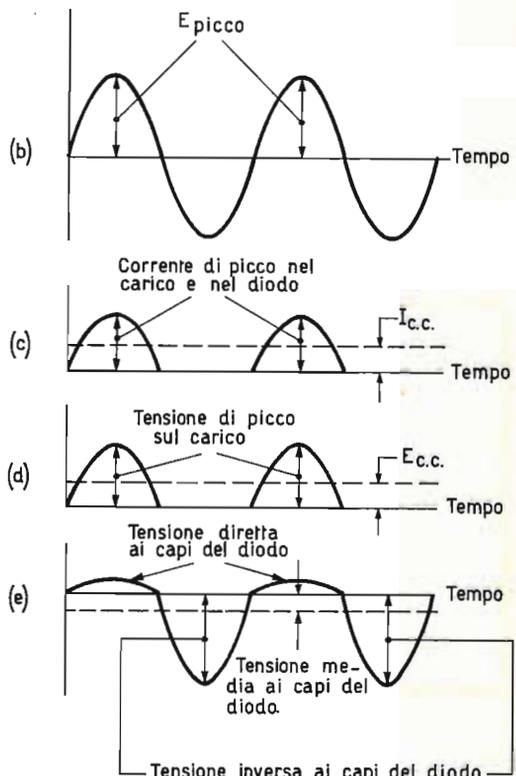
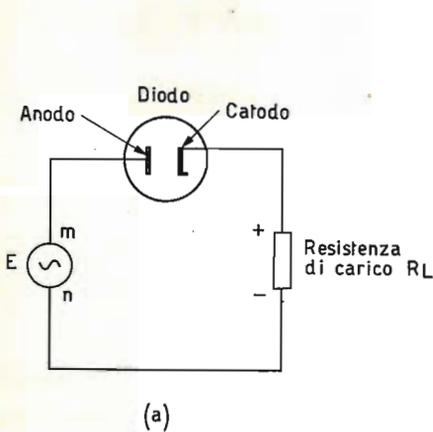


Fig. 9 - Forme d'onda in un circuito raddrizzatore molto semplice. a) circuito fondamentale. b) andamento della tensione applicata all'ingresso. c) forma d'onda della corrente circolante nel diodo e nella resistenza di carico. d) forma d'onda della tensione ai capi della resistenza di carico. e) forma d'onda della tensione ai capi del diodo.

do sarà positivo rispetto al catodo. In queste condizioni, in base a quanto detto in precedenza, l'anodo attirerà gli elettroni, ed il circuito esterno sarà attraversato da una corrente che nella resistenza di carico R_L produrrà una caduta di tensione con le polarità indicate.

Nel successivo semiperiodo (semionda negativa) il punto **n** sarà positivo e **m** negativo rispetto al catodo; in queste condizioni, noi sappiamo, che gli elettroni sono respinti dall'anodo per cui nel circuito esterno non scorrerà corrente, ma **fra gli elettrodi del diodo si stabilirà una tensione corrispondente al picco della semionda negativa.**

In definitiva quindi ai capi della resistenza di carico R_L comparirà una tensione **solo** quando il punto **m** è positivo, e ciò per il fatto che il diodo conduce **solo** durante un semiperiodo della tensione alternata. In queste condizioni il diodo funziona quindi da **raddrizzatore** intendendo per raddrizzatore quel dispositivo elettronico che trasforma una tensione alternata in una tensione continua (pulsante, in questo caso). Siccome il diodo, quando conduce, si comporta come una resistenza è evidente che quando in esso circola corrente si produrrà tra catodo e anodo una certa caduta di tensione (indicata in [e] in fig. 9) e chiamata **caduta di tensione interna**. In (c) è indicata la forma d'onda della corrente circolante nel diodo e nella resistenza di carico. Questa corrente, per quanto detto sopra, corrisponde a metà dell'onda sinusoidale fornita dalla sorgente, ed è sempre positiva, (come del resto lo è la tensione [d] ai capi della resistenza di carico).

Le forme d'onda indicate in fig. 9 presuppongono che il punto di lavoro del diodo si trovi nel tratto rettilineo della curva caratteristica.

Durante la semionda negativa (e) non

passa nessuna corrente attraverso il diodo per cui, durante questo semiperiodo, verrà a trovarsi tra gli elettrodi il **massimo valore della semionda negativa** (massimo valore della semionda negativa) corrispondente in questo circuito al picco massimo della tensione della sorgente E_{picco} .

Se il valore della tensione della sorgente è abbastanza grande, la caduta di tensione ai capi del diodo durante il periodo in cui esso conduce può essere trascurata; in queste condizioni, il picco di tensione ai capi della resistenza di carico può considerarsi **quasi** uguale al picco di tensione fornito dalla sorgente (E_{picco}); ovviamente, anche il valore di picco della corrente circolante nella resistenza di carico sarà dato da E_{picco}/R_L .

Il **valore medio** della corrente ($I_{c.c.}$) e della tensione ($V_{c.c.}$) ai capi del carico si ottiene dividendo per $\pi = 3,14$ rispettivamente il valore di picco della corrente e della tensione; e cioè:

$$V_{c.c.} = \frac{V_{\text{picco}}}{\pi} \quad (1)$$

e

$$I_{c.c.} = \frac{I_{\text{picco}}}{\pi} \quad (2)$$

È noto inoltre che il **valore di picco** di una corrente (o tensione) si ottiene moltiplicando il valore efficace per $\sqrt{2} = 1,42$

$$V_{\text{picco}} = V_{\text{eff.}} \sqrt{2} \quad (3)$$

Tenendo presenti queste semplici relazioni che legano tra di loro i valori di picco, i valori medi e i valori efficaci di una tensione sinusoidale, la **tensione** continua ($V_{c.c.}$) e la corrente continua ($I_{c.c.}$) ai capi del carico nel circuito rad-

drizzatore si potranno ricavare in questo modo:

$$V_{c.c.} = \frac{V_{picco}}{\pi} \quad (1)$$

ma $V_{picco} = V_{eff} \cdot \sqrt{2}$, quindi potremo anche esprimere la $V_{c.c.}$ in termini di valore efficace e cioè:

$$V_{c.c.} = \frac{V_{eff} \cdot \sqrt{2}}{\pi} \quad (1a)$$

Analogamente, per la corrente continua circolante nel carico del raddrizzatore si avrà:

$$I_{c.c.} = \frac{V_{c.c.}}{R} \quad (4)$$

che, tenendo presente la (1), diventerà:

$$I_{c.c.} = \frac{V_{picco}}{\pi R} \quad (4a)$$

oppure in base alla (3):

$$I_{c.c.} = \frac{V_{eff} \cdot \sqrt{2}}{\pi R_L}$$

infine ricordando la (1a) sarà:

$$I_{c.c.} = \frac{E_{c.c.}}{R_L}$$

Osservando le forme d'onda indicate in fig. 9 si vede come sommando punto per punto la forma d'onda indicata in (d) e quella indicata in (e) si ottiene, per la legge di Kirchoff, la forma d'onda della tensione della sorgente, indicata in (b).

DIODI A CATODO FREDDO

In fig. 10 riportiamo la curva caratteristica completa indicante l'andamento della scarica in un tubo a due elettrodi riempito di gas. I diodi a catodo freddo sfruttano soltanto il tratto **d, e** della curva.

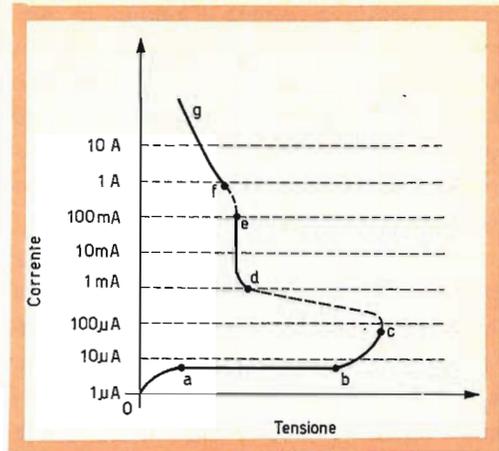


Fig. 10 - Curva caratteristica corrente/tensione in un tubo a gas.

Come è facile rilevare dal grafico, in questa porzione di curva, la caduta di tensione ai capi del diodo rimane **sempre la stessa** anche per differenti valori di corrente.

Consideriamo il tubo a catodo freddo OD 3 (fig. 11); all'elettrodo centrale (catodo) è stata saldata una piccola barretta (S). È ovvio che in questo modo, la distanza tra l'anodo A e l'estremità della barretta (S) risulta inferiore alla distanza fra l'elettrodo centrale (K) e l'anodo stesso (A). La barretta S trovandosi più vicina all'anodo fungerà pertanto da **starter**, nel senso che la ionizzazione inizierà proprio nello spazio tra S e A.

Avvenuto l'innesco della scarica, il processo di ionizzazione si estenderà in breve tempo a tutta la zona compresa tra il catodo e l'anodo producendovi la caratteristica luce bianco-violetta, la quale quando avrà « avvolto » completamente gli elettrodi indicherà che si è raggiunto il grado di ionizzazione voluto.

Per il tubo OD3 la tensione di ionizzazione è 150 V; si suole anche dire che questo tubo ha una « caduta interna » di 150 V. In riferimento alla fig. 11, si vede che per innescare il processo di ionizza-

componenti elettronici



produzione

elsi SELIT
RAYTHEON

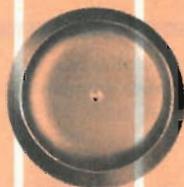
transistori
e diodi per
tutti gli usi



produzione

MALLY

batterie
al mercurio



produzione

elsi
RAYTHEON

scaricatori
multipli
autopilotanti
tubi industriali



produzione

selit

cinescopi da
70° a 114° a 17"
19" 21" e 23"
tubi a raggi
catodici ad uso
professionale
e industriale



representante **GENERALE ELETTRONICA**

Per dettagliate informazioni rivolgersi alla nostra
Sede in Piazza Cavour 1/3 - Tel. 669661/2, o ai
nostri uffici di Roma in Piazza Poli 37 - Tel. 640008

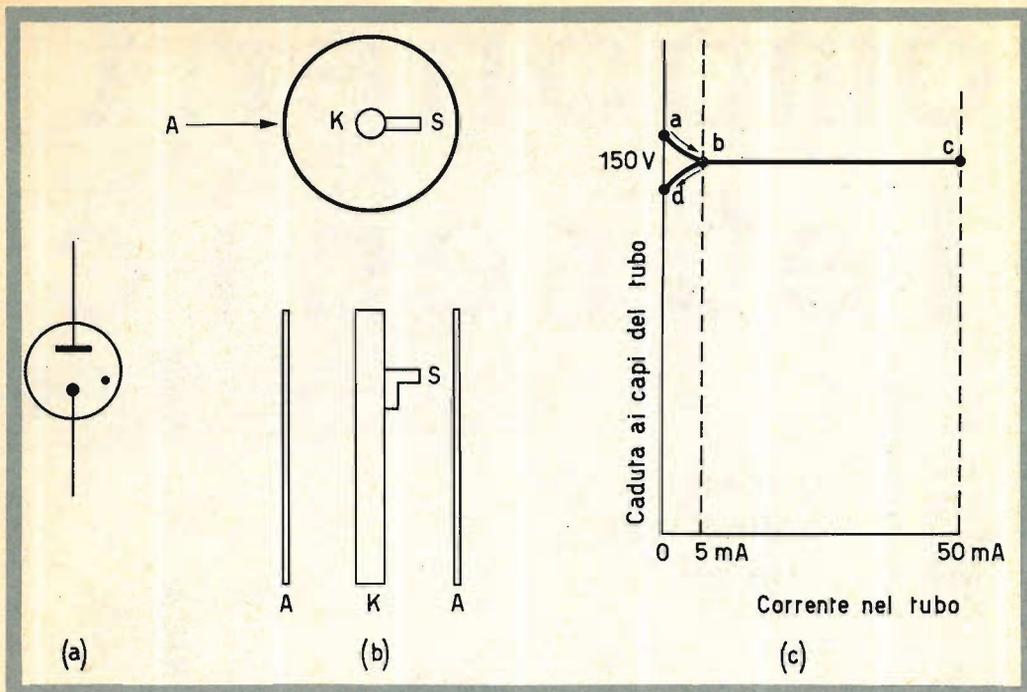


Fig. 11 - Struttura interna e curva caratteristica elettrica del tubo stabilizzatore di tensione OD3. a) simbolo (il puntino nero indica che nel tubo è stato introdotto del gas). b) struttura interna schematizzata. c) curva caratteristica di regolazione.

zione è necessario un valore di tensione un po' più elevato di 150 V (punto « a » nel grafico). Questa sovratensione fa passare istantaneamente, (in seguito all'avvenuta ionizzazione del gas) la corrente dal valore nel punto **a** al valore nel punto **b**. Nel punto **c** la ionizzazione è completa.

Un ulteriore aumento di corrente produrrebbe il fenomeno della **doppio ionizzazione** e il tubo non lavorerebbe più nel tratto di caratteristica **d - e**. Viceversa se la corrente diventasse inferiore al valore indicato nel punto **b**, la tensione ai capi del tubo « cadrebbe » a pochi volt e la ionizzazione si disinnescerebbe (sparizione della luminescenza).

Il diodo a gas a catodo freddo per questo suo comportamento viene impiegato principalmente come « regolatore o stabilizzatore di tensione ».

Si consideri il circuito indicato in fig. 12 dove, se il diodo lavora entro il campo di valori ammessi, la tensione di uscita (E_{uscita}) rimane perfettamente costante tanto per una variazione della corrente assorbita dal carico quanto per una fluttuazione, in più o in meno, della tensione di alimentazione d'ingresso.

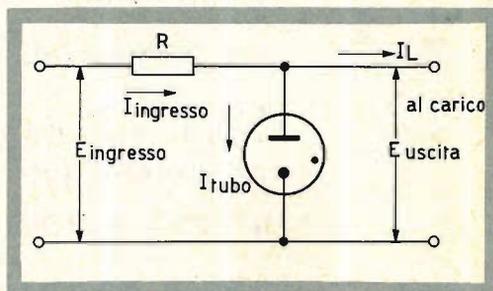


Fig. 12 - Impiego di un diodo a catodo freddo in un circuito stabilizzatore di tensione.

$$I_{ingresso} = I_{diodo} + I_{carico}; \quad R = \frac{E_{ingresso} - E_{uscita}}{I_{ingresso}}$$

Nel caso del diodo OD3, il campo utile delle correnti di lavoro è compreso tra 5 e 50 mA.

Supponiamo, per esempio, che nel circuito di fig. 12 quando la corrente assorbita dal carico è 80 mA, la corrente circolante nel diodo sia 27,5 mA. Se il carico, per qualsiasi motivo, richiedesse una diminuzione di corrente, supponiamo di 22,5 mA, assorbisse cioè anziché 80 mA, 57,5 mA ($80 - 22,5 = 57,5$ mA), la corrente in eccesso verrebbe assorbita dal tubo regolatore di tensione nel quale circolerebbe **ora** una corrente di 50 mA ($27,5 + 22,5 = 50$ mA).

In maniera analoga, se il carico esigesse 102,5 mA, e cioè 22,5 mA in più del normale (80 mA), questo sovrappiù di corrente verrebbe fornito dal tubo regolatore nel quale **ora** la corrente passerebbe dal valore di 27,5 mA al valore di 5 mA ($27,5 - 22,5 = 5$ mA).

Nonostante questi due valori di assorbimento abbastanza diversi (57,4 mA - 102,5 mA), il diodo stabilizzatore manterrà ai capi del carico **una tensione invariata** in quanto in queste due diverse condizioni di assorbimento, la sua corrente interna si mantiene entro il campo di funzionamento ammesso ($5 \div 50$ mA).

Nel caso in cui l'assorbimento del carico rimanesse invariato, ma variesse in più o in meno la tensione d'ingresso, il

tubo stabilizzatore di tensione assorbirebbe corrente nel caso che la tensione d'ingresso subisse un aumento, oppure cederebbe corrente nel caso che la tensione d'ingresso diminuisse: nell'una e nell'altra condizione la tensione applicata al carico rimarrebbe comunque inalterata.

Nei due casi precedenti (variazione di assorbimento da parte del carico, oppure

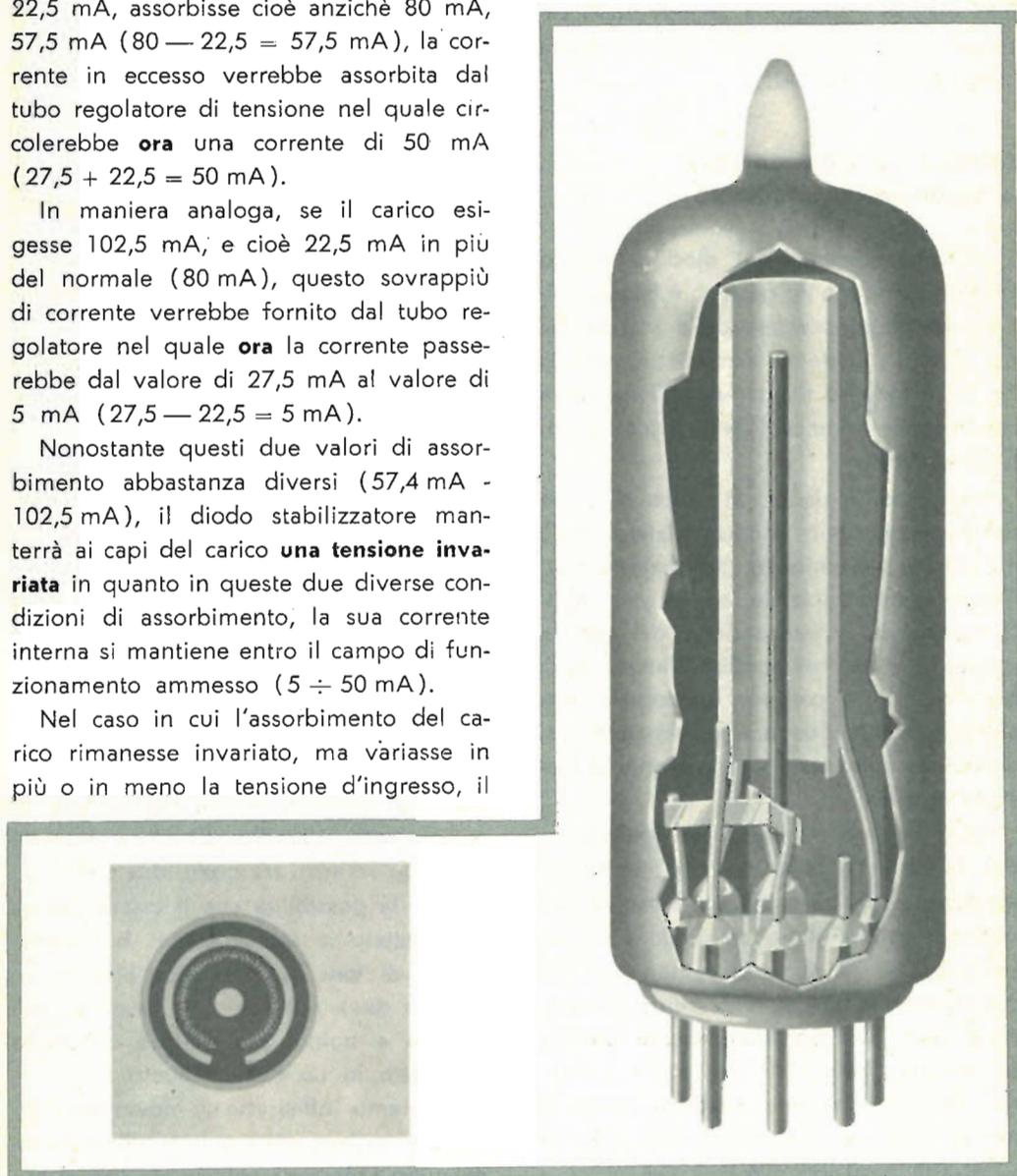


Fig. 13 - Struttura interna del diodo stabilizzatore di tensione Philips 85 A 2.

variazione della tensione d'ingresso), se la corrente circolante nel tubo stabilizzatore diventa inferiore a 5 mA, il tubo si disinnesci, e la tensione applicata al carico non rimane più costante come nei due casi precedenti. In fig. 13 è indicata la struttura interna del tubo stabilizzatore Philips 85 A 2.

Le lampade al neon funzionano in base allo stesso principio ma la loro curva caratteristica di regolazione non è **piatta** come quella dell'OD3.

DIODI A CATODO CALDO A RIEMPIMENTO GASSOSO

Il funzionamento dei diodi a catodo caldo a riempimento gassoso è basato sull'azione contemporanea della scarica nei gas e dell'emissione termoelettronica. In fig. 14 è indicato l'andamento della curva caratteristica anodica (Oa'b) tipica di un tubo a vuoto.

Introduciamo dentro al bulbo di vetro del gas. La corrente anodica iniziale (Oa') è prodotta per emissione termoelettronica. Questa corrente iniziale, ad un certo punto, produrrà la ionizzazione del gas, e allora, la tensione anodica diminuirà di poco mentre la corrente aumenterà considerevolmente (da a a c) senza che si sia dovuto aumentare ulteriormente la tensione anodica.

Con riferimento alla curva indicata in fig. 14 è facile osservare che mentre in un diodo a gas si ha una corrente di 200 mA con soli 15 V, in un diodo a vuoto, per produrre la stessa corrente, sono necessari 60 V e conseguentemente nel diodo a gas si avrà una **dissipazione anodica** di soli 3 W ($200 \cdot 10^{-3} \cdot 15 = 3 \text{ W}$), mentre, nel corrispondente diodo a vuoto, si avrà una dissipazione di 12 W ($200 \cdot 10^{-3} \cdot 60 = 12 \text{ W}$).

È evidente quindi come il diodo a gas

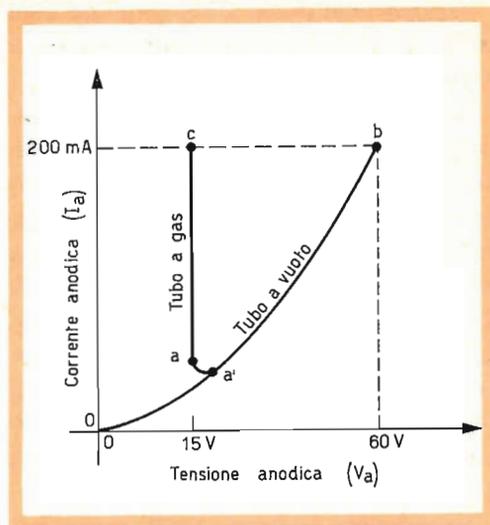


Fig. 14 - Curve caratteristiche anodiche idealizzate indicanti il diverso funzionamento di un diodo a vuoto spinto e di un diodo a riempimento gassoso.

verrà impiegato in quelle applicazioni dove si richiedono elevati valori di potenza mentre il diodo a vuoto sarà usato per potenze ridotte.

Si deve tener presente però che il tubo a gas ha anche dei seri inconvenienti.

Innanzitutto la presenza del gas richiede che il valore della **tensione inversa** debba essere inferiore a quello ammissibile per un diodo a vuoto: la presenza del gas non esclude infatti che anche quando l'anodo risulta negativo rispetto al catodo (semiperiodo negativo) si verifichi un processo di ionizzazione che, in questo caso, darebbe luogo a scariche interne o ad archi tra questi due elettrodi; inoltre, la possibilità che il catodo venga assoggettato a un eccessivo bombardamento di ioni (sempre possibile in un tubo a gas) richiede che esso sia più robusto e quindi più costoso di quello impiegato in un tubo a vuoto.

Sappiamo infine che il movimento degli ioni e degli elettroni tra gli elettrodi del tubo (plasma) non segue una determinata legge ma è casuale.

AR/24 TRAN SI STOR



Radoricevitore 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 I/601 funziona con corrente luce. - Peso 840 g.

Prezzo L. 17.500



"HOORAY,"

GBC

Ogni particella (elettrone o ione) dirigendosi verso i rispettivi elettrodi segue quindi un cammino suo proprio, irregolare quanto si voglia, ma che, in definitiva, **può ricondursi ad una oscillazione a frequenza molto elevata**. Ciò è provato dal fatto che dall'interno della scarica (plasma) si irradiano **effettivamente** oscillazioni elettromagnetiche comprese entro un'ampia banda di frequenza. Queste oscillazioni spurie a radiofrequenza possono produrre serie interferenze nei ricevitori radio o in apparecchiature analoghe. Questo inconveniente può essere parzialmente attenuato schermando opportunamente il diodo. Per questo motivo i diodi raddrizzatori a gas non vengono di regola usati nelle apparecchiature rice-trasmettenti.

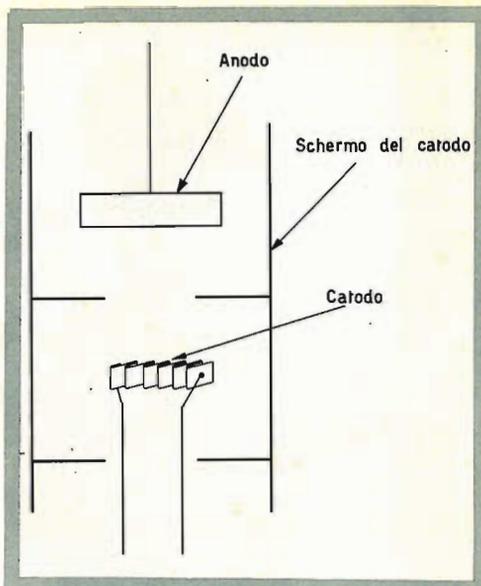
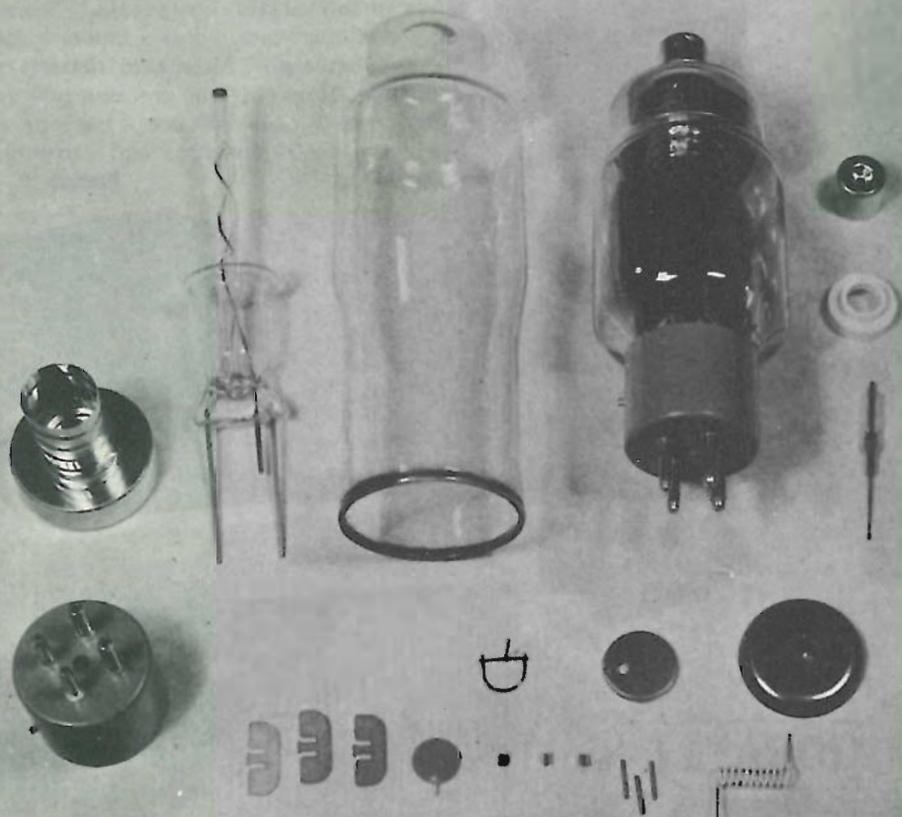


Fig. 15 - Forma schematizzata di un tipico catodo di un diodo di potenza a vapori di mercurio.

Fig. 16 - Componenti del diodo raddrizzatore allo Xenon DCX 4/1000 (Philips).



Quando abbiamo parlato del diodo a vuoto abbiamo trattato del comportamento della carica spaziale. Nella versione a gas del diodo, la carica spaziale è neutralizzata dal plasma, per questo si hanno correnti più elevate con tensioni più basse. Infatti, quando un ione si avvicina al catodo, la sua carica positiva neutralizza la carica negativa di un elettrone della carica spaziale rendendo possibile un'ulteriore emissione dalla superficie del catodo.

La pressione del gas tende inoltre ad



Fig. 17 - Diodo raddrizzatore a vapori di mercurio DCG 9/20. Si noti la «cappa» di raffreddamento applicata all'anodo.



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. Autorigenerato. 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

impedire l'evaporizzazione del materiale di cui è formato il catodo, e consente di portare il catodo a temperature più elevate e di avere quindi un fattore di emissione maggiore.

In molti raddrizzatori di potenza a riempimento a vapori di mercurio per avere una più estesa superficie di emissione si dà al catodo una struttura diversa dalla normale (vedi fig. 15). Inoltre, per mantenere al catodo la sua caratteristica temperatura di emissione vengono impiegati degli speciali schermi che impediscono che il calore del catodo venga disperso verso l'esterno; questi sono fatti in modo che il catodo stesso venga a trovarsi come racchiuso dentro ad una « stufa ».

In questi tubi è necessario un certo tempo di riscaldamento per consentire al mercurio di evaporare. Se all'interno del tubo il vapore di mercurio è scarso può darsi che le poche molecole disponibili producano una **ionizzazione multipla** la quale danneggerebbe seriamente la superficie del catodo. In fig. 16 sono indicate le parti componenti del diodo raddrizzatore Xenon Philips DCX 4/1000. In fig. 17 è indicato il diodo raddrizzatore a vapori di mercurio Philips DCG 9/20.

Alcuni diodi sono ibridi nel senso che cominciano a funzionare come tubi a catodo freddo e successivamente si comportano come tubi a catodo caldo o viceversa.

Il tipo OZ4, per esempio, largamente usato in passato nelle autoradio, inizia il suo funzionamento come diodo a gas a catodo freddo: gli ioni positivi del gas iniziano a bombardare la superficie del catodo producendovi una **macchia calda** (hot spot) la quale raggiunta una certa temperatura comincerà ad emettere elettroni per effetto termoelettronico.

Viceversa nella comune lampada fluorescente (fig. 18) quando si chiude il circuito esterno cominciano a riscaldarsi i

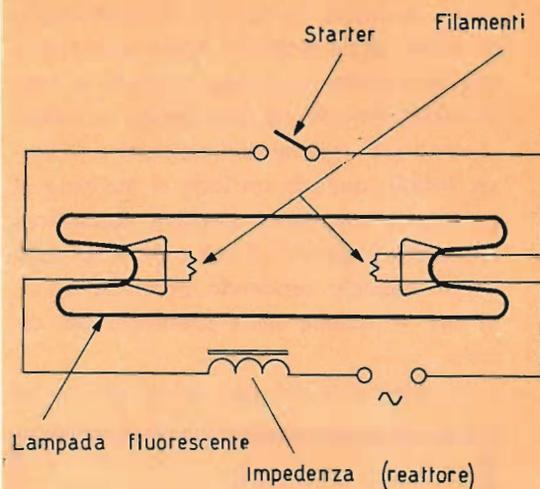


Fig. 18 - Circuito schematico per l'accensione di un normale tubo fluorescente. Quando l'interruttore S (starter) si chiude una certa corrente scorre nei filamenti disposti agli estremi del tubo. Quando quest'ultimi incominciano a produrre una data emissione di elettroni, lo starter apre il circuito e la extra tensione prodotta dall'impedenza inserita in serie produce, grazie alla presenza degli elettroni, una scarica che poi si manterrà producendo luce.

due filamenti che si trovano alle estremità; questi raggiunta una certa temperatura cominciano ad emettere elettroni. A questo punto l'interruttore (starter) si apre e la **extra tensione** prodotta da una induttanza inserita in serie (reattore) innescava la scarica grazie alla presenza degli elettroni prodotti in precedenza: da questo istante la scarica luminosa sarà mantenuta soltanto dalle macchie catodiche calde (hot spot) prodotte dal bombardamento degli ioni verso i filamenti.

Nelle comuni lampade fluorescenti la funzione dello **starter** è pertanto quella di far circolare corrente nei filamenti soltanto per quel tempo necessario ad iniziare la scarica del gas.

(continua)

PROLUNGATE LA VITA DEI VOSTRI RICEVITORI TASCABILI ADDOTTANDO BATTERIE PER FLASH.

Se il vostro ricevitore portatile impiega comuni batterie a secco per apparecchi a transistor, potete ottenere un maggior numero di ore di funzionamento prima di procedere alla sostituzione, usando in loro vece pile per flash che hanno durata maggiore e sono costruite in modo da fornire prestazioni più sicure quando sono verso la fine della loro vita.

La più vecchia Casa Europea di batterie a secco « Hellessens » ha in vendita presso tutti i magazzini G.B.C. detti tipi nelle misure :

33 x 60,5 mm a 15 volt

14 x 34,5 mm a 15 volt

14 x 25 x 50 mm a 22,5 volt



GRAZIE A UN SATELLITE « TELSTAR »

POTREMO VEDERE IN EUROPA i programmi di TV americani

Agli Stati Uniti saranno trasmessi i nostri - Esperimenti al principio dell'estate

Nuova York, 30 marzo

Informazioni attinte presso gli organi americani delle telecomunicazioni confermano oggi che i programmi della « televisione mondiale », « verranno trasmessi non oltre i primi giorni dell'estate sui video di tutt'Europa, dal satellite televisivo americano *Telstar* che riceverà a sua volta i segnali dal grande impianto di Andover, nel Maine, la cui costruzione è quasi completata.

Martedì prossimo i giornalisti visiteranno la gigantesca cupola che, costruita dall'*American Telephone and Telegraph*, racchiude l'antenna la cui potenza renderà possibile la « mondovisione ». Il lancio del satellite, che sarà effettuato in collaborazione dalla N.A.S.A. e dalla *American Telephone and Telegraph*, è previsto per maggio e i preparativi procedono senza intralci.

I primi programmi sperimentali, della durata di dieci-venti minuti, e di carattere pre-

valentemente documentario, dovrebbero essere irradiati senza difficoltà dagli strumenti che gli esperti delle comunicazioni europee e americani stanno approntando.

Il meccanismo della « televisione orbitale » è abbastanza semplice. Il satellite « *Telstar* » che compirà il giro del mondo in due ore e quaranta minuti, capterà i programmi televisivi americani che gli saranno trasmessi dall'antenna di Andover, e a sua volta li rilancerà alla stazione delle poste britanniche a Goonhillydown in Cornovaglia. Quest'ultima, tramite la « B.B.C. », inglese, trasmetterà le immagini sul video della Gran Bretagna e del continente. Il circuito funzionerà all'inverso quando « *Telstar* » manderà ad Andover i segnali pervenutigli da Goonhillydowns.

La duplice trasmissione avverrà mentre « *Telstar* » si troverà sull'Atlantico, nel raggio di azione di ambedue le antenne. Il satellite sarà in grado di trasmettere per quindici minuti verso l'Europa e per altrettanti verso l'America. Poi proseguirà la sua corsa orbitale e per circa due ore sarà lontano dalle zone di propagazione delle due stazioni. I telespettatori dovranno rassegnarsi per quelle due ore a tornare ai « vecchi programmi delle reti nazionali.

Per il programma inaugurale si sarebbe concordato in linea di massima uno scambio di messaggi tra i due Paesi che fanno da capolinea alla « Mondovisione »; il principe Filippo di Edimburgo salterebbe da Londra le onde televisive americane e Kennedy da Washington darebbe il benvenuto alle immagini europee.

dal « *Corriere della Sera* »

Gian Bruto Castelfranchi

DIREZIONE GENERALE

VIA PETRELLA, 6 - MILANO - TELEF. 211.051
Indirizzo Telegrafico: GIBICIELECTRON - MILANO

Milano, aprile 1962

Abbiamo ricevuto da molti Lettori, lettere di sollecitazione per l'invio del nostro Catalogo Generale Illustrato Gian Bruto Castelfranchi, edizione 1962.

Siamo veramente spiacenti di comunicare che, impreviste difficoltà tipografiche ed ulteriori miglioramenti ed aggiunte di fotografie e schemi, ci hanno costretti a ritardarne l'uscita rispetto alle scadenze fissate.

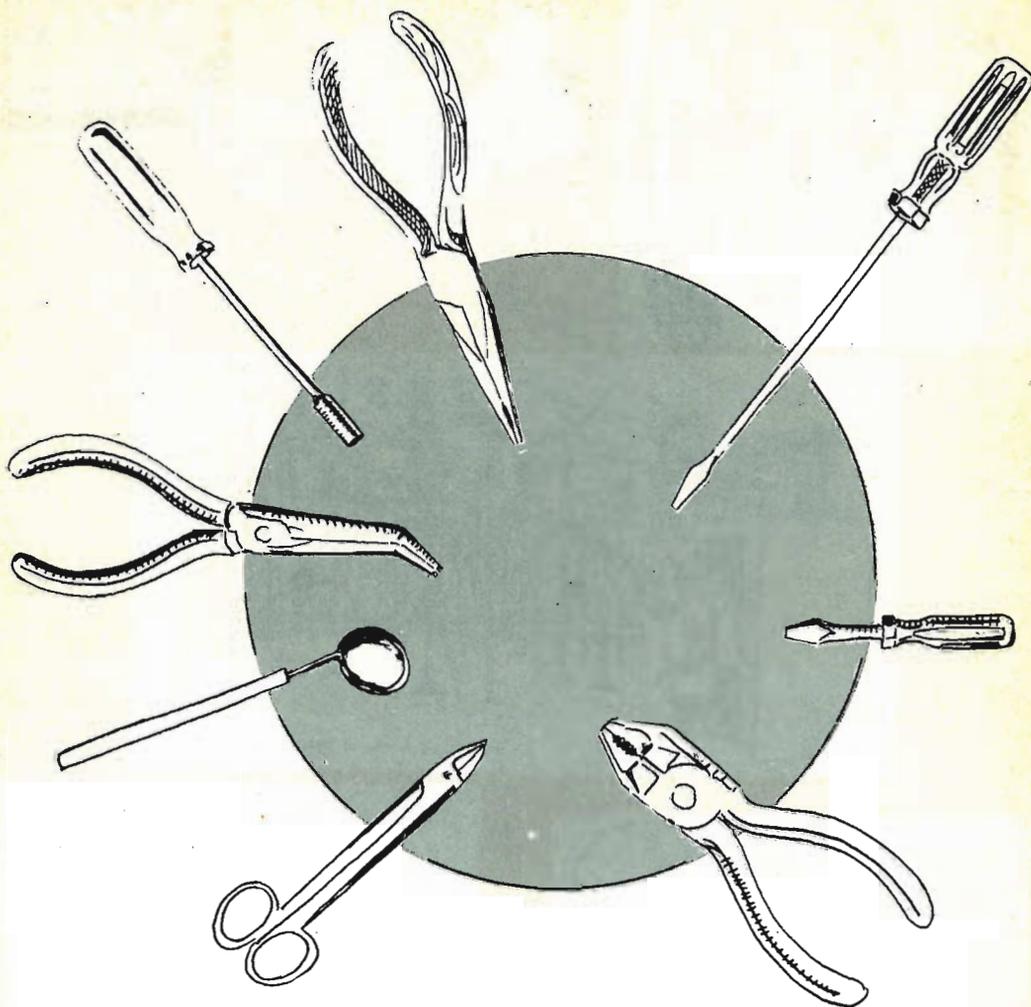
Poichè, da quanto è possibile prevedere, il Catalogo ci verrà consegnato con oltre un mese di ritardo sul termine fissato, avvertiamo il cortese Lettore che ci troviamo costretti a rimandarne a fine giugno la distribuzione.

Scusandoci per il contrattempo, distintamente salutiamo.

DITTA


Gian Bruto Castelfranchi

COMPONENTI
ELETTRONICI



BERNESTEIN

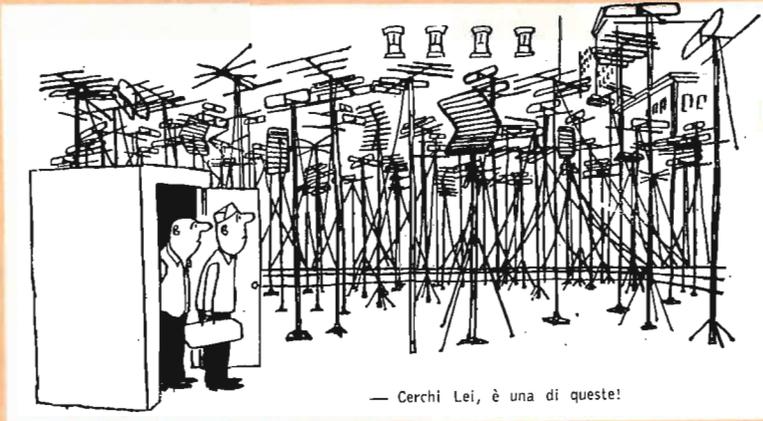
**IL VERO
TECNICO
USA
UTENSILI
BERNESTEIN**



« Mi sentivo nudo... ».



**Video
Risate**



— Cerchi Lei, è una di queste!



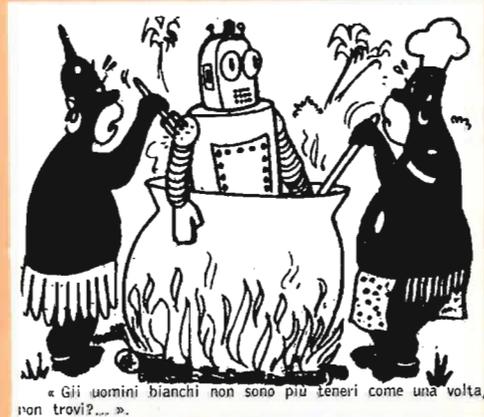
Sistema pratico
per aumentare le
dimensioni del
tubo.



Fermo così!
Questa è la posi-
zione migliore.



« Deve trattarsi di quella robà che gli uomini chiamano
carne in scatola... ».



« Gli uomini bianchi non sono più teneri come una volta,
non trovi?... ».

ANALIZZATORE MOD. TW 21 BROWN

VOLTMETRO

AMPEROMETRO

CAPACIMETRO

MEG AO HMMETRO



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 retti-
ficatore al germanio)

6 Portate voltmetriche: 5 - 10 - 50 -
250 - 500 - 1000 V

Ohmmetro - In tre portate con ali-
mentazione a batteria da 1,5 V
x 1 = 10 k Ω f.s. x 10 = 100 k Ω f.s.
x 100 = s M Ω f.s.

Megaohmmetro - In una portata con
alimentazione in c.a. 125 \div 220 V
x 10 k Ω = 100 M Ω f.s.

Capacimetro: con alimentazione
in c.a.

da 125 a 220 V si effettuano misure
di capacit  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

COMPETIZIONE VHF IN ALTA MONTAGNA

in ricordo di GINO NICOLAO, radioamatore alpinista

In stretta collaborazione con l'Associazione Radiotecnica Italiana - Sezione di Milano - il « Raggruppamento Solidarietà Radioamatori », allo scopo di onorare la memoria del Prof. Gino Nicolao e di incrementare l'escursionismo fra i cultori italiani delle VHF, indice una competizione di radiocollegamenti da effettuarsi con stazioni portatili in alta montagna, sulle frequenze di 144 MHz e superiori.

I premi consisteranno in due targhe d'argento (460 e 270 g) con medaglione placcato oro, raffigurante S. Bernardo — Patrono degli Alpinisti — e porteranno incisi i nominativi dei rispettivi vincitori.

REGOLAMENTO

- 1) La competizione avrà inizio il 19 maggio p.v. e terminerà il 30 settembre 1962. I concorrenti saranno liberi di effettuare le ascensioni in qualsiasi epoca ed in qualsiasi giorno della settimana escludendo un periodo di cinque giorni, minimo, prima e dopo le giornate di contesa. Ciascuna spedizione potrà durare più giorni.
- 2) Ai fini della classifica saranno ritenuti validi tutti i QSO, effettuati in un intervallo di tempo non superiore alle tre ore giornaliere, con qualsiasi stazione italiana od estera, fissa o portatile, purchè l'ubicazione scelta dal concorrente non sia raggiungibile impiegando mezzi meccanizzati. È ammesso servirsi di mezzi meccanizzati fino a che la visibilità non supera una altitudine pari ai due terzi della quota di trasmissione. La minima quota di trasmissione è fissata a 1500 m s/m.
- 3) Non viene posto alcun limite per la potenza di trasmissione ma l'alimentazione della stazione dovrà essere autonoma e non preesistente. Non è ammesso, pertanto, l'installazione del « portatile » presso rifugi od osservatori.
- 4) Almeno una delle sezioni della stazione (la trasmittente o la ricevente) dovrà essere autocostruita.
- 5) Il punteggio relativo ai QSO (ripetesi: effettuati in un intervallo di tempo non superiore alle tre ore giornaliere) verrà computato come segue:
 - a) due punti per chilometro nella banda dei 144 MHz;
 - b) dieci punti per chilometro nella banda dei 430 MHz;
 - c) cinquanta punti per chilometro nella banda dei 1290 MHz e così via.
- 6) Relativamente all'altitudine non viene introdotto alcun divisore poichè il successo QRB, funzione della quota raggiunta, è ritenuto giusto compenso per l'aumentato disagio dell'ascensione e salire molto in alto è conforme allo spirito di questa gara. Attuando più ascensioni in località differenti, il punteggio complessivo dei QSO verrà moltiplicato per il numero delle ascensioni stesse.
- 7) Chiusa la competizione, i concorrenti dovranno far pervenire all'indirizzo di ilCN Ing. Danilo Briani - C.so Plebisciti, 10 - Milano, non oltre il 31 ottobre 1962 p.v. la seguente documentazione:
 - a) Elenco dei QSO, secondo quaderno di stazione, con l'indicazione QRB e punteggio relativo.
 - b) Breve descrizione delle ascensioni effettuate indicando gli elementi controllabili. Tale descrizione dovrà essere controfirmata dal Presidente o dal Segretario A.R.I. della giurisdizione del concorrente.
 - c) Breve descrizione del complesso portatile, corredata dai dati relativi alla potenza, al tipo di alimentazione ed all'antenna impiegati. Nella descrizione dovrà essere precisato quanto è stato autocostruito.
 - d) Documentazione fotografica (per « Radiorivista ») consistente in almeno una fotografia, formato medio, riprodotte il complesso portatile alla quota di trasmissione.
- 8) Procederà alla classifica dei concorrenti ed all'assegnazione delle targhe ai vincitori, l'apposita commissione composta da: Sig. Fiocchini, Dott. Tagliaferri (Consigliere « Circolo Trentino » - Milano), ilWZ Dott. Cinnirella (Presidente Sez. A.R.I. Milano), ilBBB Ing. Carminati, ilHH Dott. Ciampellini e ilCN Briani.
- 9) Non raggiungendo un minimo di quattro concorrenti classificabili, la competizione verrà prorogata per l'anno 1963 ed oltre, fino a che non risultino in gara almeno sei concorrenti.

Milano, 17 Marzo 1962

SOMMARI ANNATA 1961

- Pag. 18 Il mondo che lavora
 20 La ricerca dei guasti nei radoricevitori a transistor
 28 Un regista italiano in Africa
 29 Quiz tecnici
 32 Tabella di intercambiabilità dei transistor per radoricevitori
 33 Il cuore elettronico
 35 La registrazione magnetica (continuazione)
 40 Si dice che...
 41 La televisione a colori (continuazione)
 47 Raddrizzatori di potenza al silicio
 51 Appuntamento col dilettante
 61 Cosa è il temporizzatore a termistore
 63 Video risate
 65 Principi di fisica elettronica (continuazione)
 72 SM/2003 Montaggio di un televisore da 23"
 126 Estratto dal catalogo illustrato G.B.C.



- Pag. 164 Povera scienza
 166 La registrazione televisiva
 171 Antenne riceventi per televisione
 175 Le testine per la registrazione magnetica
 180 Bobinatrice
 181 Alimentatore stabilizzato per il laboratorio
 185 Fonoteleradio in casa
 188 Si dice che...
 189 Il « cuore-polmone » artificiale
 193 Fonografia stereofonica
 197 Quiz tecnici
 199 Copo
 202 Circuito di deflessione verticale per TV con valvola 6EM5
 207 Video risate
 209 Principi di fisica elettronica (continuazione)
 217 SM/19 Montaggio di un radoricevitore a transistor
 226 Effetti speciali ottenuti col registratore a nastro
 229 Appuntamento col dilettante
 237 Complesso di riproduzione sonora ad alta fedeltà
 246 Un interessante televisore a transistor
 252 Schemario G.B.C. - radoricevitori FM/4 e FM/55.
 254 Estratto dal catalogo G.B.C.
 259 Scatole di montaggio « Serie d'oro ».



- Pag. 282 La valvola termojonica ha più di cinquant'anni
 283 Il diodo di Esaki
 288 Radio comando a 6 canali per modello di navi
 293 Strumenti generatori e modulatori per UHF
 303 Il lampeggiatore elettronico
 307 Complesso di riproduzione sonora ad alta fedeltà (continuazione)
 320 Varicap
 323 Schemario G.B.C. - FM/5 - FM/199
 325 Criteri di scelta dello stabilizzatore
 327 Il tele-processing
 329 Principi di fisica elettronica (continuazione)
 337 SM/4412-4413 Complesso amplificatore HI-FI da 10 W indistorti
 351 Appuntamento col dilettante
 357 Cambiadischi automatico « Lesa » stereo (continuazione)
 362 Si dice che...
 363 Video risate
 364 Dotato di antenne un viniusiano capta onde radioelettriche
 372 Transistor e diodi maggiormente usati in Italia
 380 Estratto dal catalogo G.B.C.





- Pag. 389 Nuove sigle per i semiconduttori prodotti in Europa
 391 TR/10 Montaggio di un amplificatore a transistor da 1 W
 399 I nuovi semiconduttori Binistor
 403 Strumenti generatori e modulatori per UHF (continuazione)
 417 Semplice ricevitore a reazione per onde corte a transistor
 419 Costruitevi un Crossover
 422 Si dice che...
 423 Caratteristiche e applicazioni di alcuni tipi di fotocellule
 427 Quiz tecnici
 429 La registrazione magnetica (continuazione)
 435 Print-Kit
 441 Appuntamento col dilettante
 447 L'auricolare e l'educazione
 457 Schemario G.B.C. AR/21 - FM/199-A
 459 Alimentatore Z/1134
 463 Cambiadischi automatico « Lesa » stereo (continuazione)
 469 Estratto dal catalogo G.B.C.
 488 Video risate
 492 Nozioni utili per la ricezione del secondo programma



- Pag. 532 I primi risultati del « Il canale »
 533 Nuovo triodo E/PC 88
 539 Elettroscandaglio portatile a ultrasuoni
 545 Sintonia fine
 553 Ricevitore a supereazione per 21 e 28 MHz
 559 Dal germanio grezzo al transistor finito
 567 Ricerca dei guasti nei registratori PT/12 PT/15 - « STENOMASTER »
 569 Studio sugli stabilizzatori a ferro-risonanza
 575 Appuntamento col dilettante
 590 Il butoba
 592 Principi di fisica elettronica (continuazione)
 601 Trasformatore di modulazione H/247
 604 Tubi a raggi catodici per televisione
 608 Si dice che...
 610 Cambiadischi automatico « Lesa » stereo (continuazione)
 616 Valvole riceventi Fivre
 620 Schemario G.B.C. - Convert. M/360/362
 622 Estratto dal catalogo G.B.C.
 632 Video risate
 633 Gruppo sintonizzatore UHF.



- Pag. 645 Ai nostri Lettori
 647 Preamplificatore ed amplificatore a transistor
 669 Il tubofono dei Marsazi
 671 Il caso dell'amplificatore dispettoso
 675 I filtri bifonici
 688 Si dice che...
 689 Appuntamento col dilettante
 695 Antenne riceventi per televisione
 713 Quiz tecnici
 715 Il secolo dell'elettronica
 719 Teoria e pratica del discriminatore a rapporto
 731 I diodi Zener
 739 Produzione G.B.C. 1962
 749 Ponte per la misura di R.C.L.
 755 Impiego di un OC 26
 762 Semplici radioricevitori ad 1 o 2 transistor
 765 Mappa elettronica
 766 G.B.C. teletrasmette
 770 Video risate
 771 Convertitore autoscollante per O.M.

MOD. 456



GENERATORE FM-AM

MOD. 153



GENERATORE SEGNALI TV

MOD. 755



PROVA VALVOLE

MOD. 145-D



GENERATORE

ANALIZZ. ELETTRONICO



MOD. 356

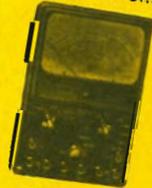
LAEL
MILANO

OSCILLOSCOPIO



MOD. 528

ANALIZZATORE



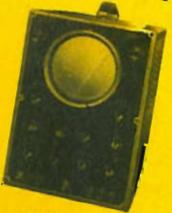
MOD. 85LA

MICRO ANALIZZATORE



MOD. 1054

OSCILLOSCOPIO



MOD. 538

ANALIZZATORE



MOD. 450-D

PONTE RCL



MOD. 518



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**

ATES

AZIENDE TECNICHE ELETTRONICHE DEL SUD S.p.A.

