

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV



ARGENTINA	Pesos	125	FRANCIA	Fr. Fr.	4.75	PARAGUAY	Guar.	120
AUSTRIA	Sb.	12.15	GERMANIA	D. M.	2.85	PERU	Sol.	42.25
AUSTRIA	Se.	24.90	GIAPPONE	Yen.	146.80	PORTOGALLO	Ecu.	22.80
BELGIO	Fr. Bg.	48	INGHILTERRA	Sb.	6.18	SPAGNA	Pes.	57.50
BRAZILE	Crs.	1.500	ISRAELE	L. I.	2.50	SUD AFRICA	R.	8.20
CANADA	\$ Can.	1.20	JUGOSLAVIA	Dna.	335	SVIZZERA	Fr. S.	4.15
CILE	Esc.	1.33	LIBIA	L. Lb.	6/345	TURCHIA	L. T.	8.70
DANIMARCA	Kr. D.	6.65	MALTA	Sb.	4.18	URUGUAY	Pesos	18.45
EGITTO	Lg.	8/420	NORVEGIA	Kr.N.	4.90	U.S.A.	\$	1.00
ETIOPIA	\$ Et.	2.25	OLANDA	Fal.	3.58	VENEZUELA	Bs.	6.00

N. 9 - Settembre 1965

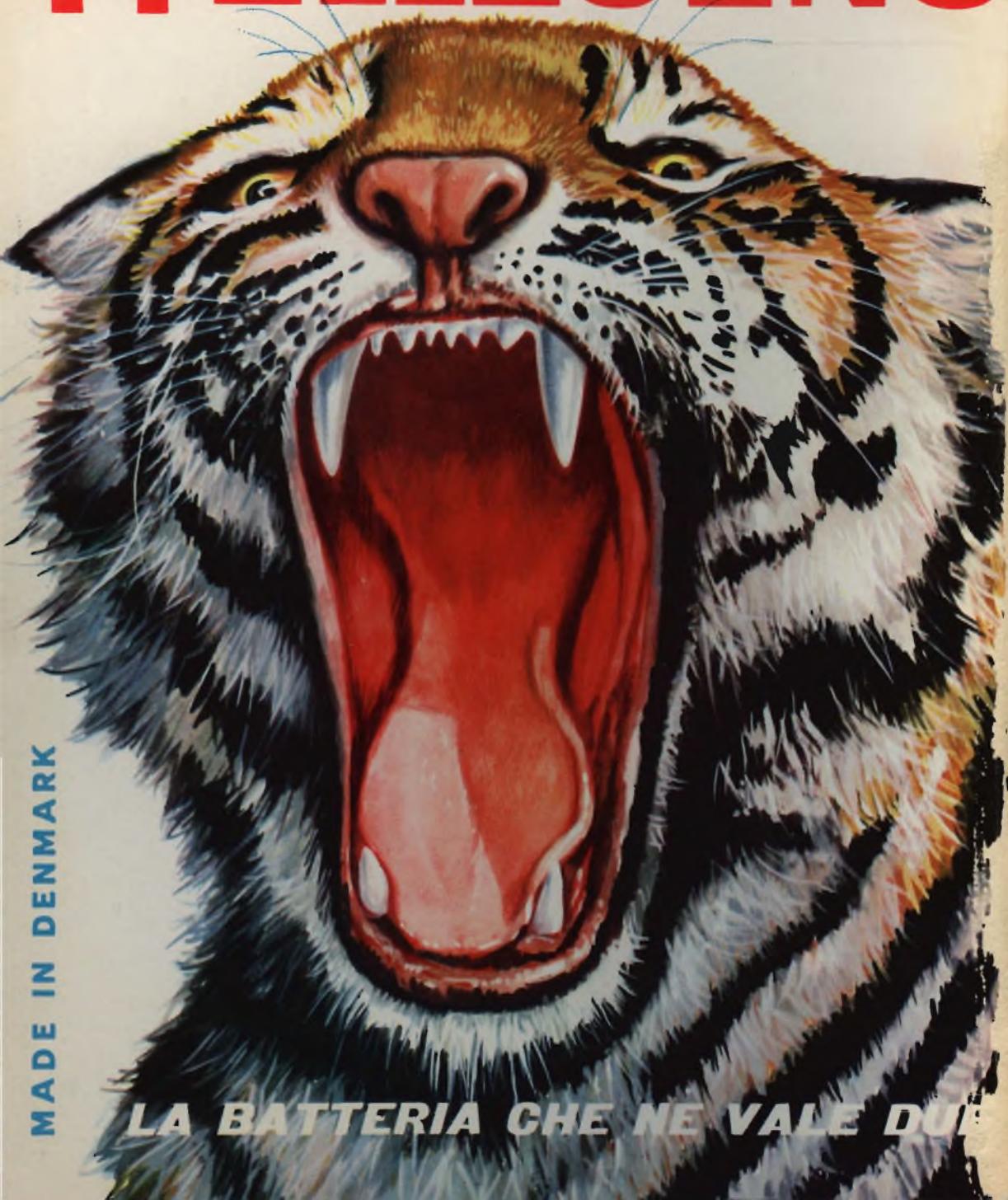
Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350



BY APPOINTMENT TO THE ROYAL DANISH COURT

H ELLESENS



MADE IN DENMARK

LA BATTERIA CHE NE VALE DUE



Supertester 680 C

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

UNA GRANDE EVOLUZIONE DELLA I.C.E. 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 pienamente 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.

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 PIU' INGOMBRANTE (mm. 126x85x28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA** (mm. 85x65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiriflesso che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca. **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!** 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 mille volte superiori** alla potenza scelti. Strumento antiriflesso con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciali dispositivi per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. **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. **IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI:**

10 CAMPI DI MISURA E 45 PORTATE!!!

- VOLTS C. C.:** 7 portate: con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV. - 2 V. - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V C.C.
- VOLTS C. A.:** 6 portate: con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 Volts C.A.
- AMP. C.C.:** 6 portate: 50 μ A - 500 μ A - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A C.C.
- AMP. C.A.:** 1 portata: 200 μ A C.A. (con caduta di tensione di soli 100 mV).
- OHMS:** 6 portate: 4 portate: 1 Ω - 10 Ω - 100 Ω - 1000 Ω 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)
1 portata: Ohms diviso 10 - Per misura in decimi di Ohm - Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
- Rivelatore di REATTANZA:** 1 portata: da 0 a 10 Megaohms
- CAPACITA':** 4 portate: (2 da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce - 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts).
- FREQUENZA:** 3 portate: 0 - 50 - 0 - 500 e 0 - 5000 Hz.
- V. USCITA:** 6 portate: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
- DECIBELS:** 5 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. del costo di L. 2.980 e per **misura Amperometrica in corrente alternata** con portate di 250 mA; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 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. 10.800!!!** franco nostro stabilimento completo di puntale e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del relativo astuccio** antiriflesso ed antimacchia in resina 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. 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. **I.C.E. VIA RUTILIA 19/18 MILANO TEL. 531.554/5/6.**



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

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

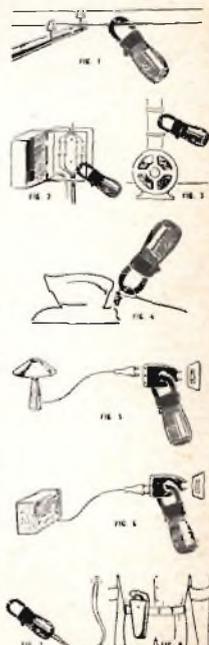
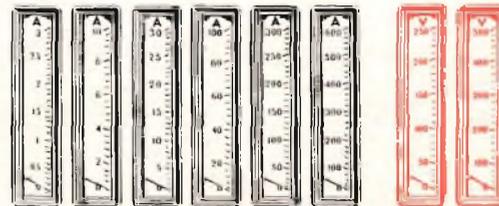
Ruotando il commutatore delle diverse portate, automaticamente appare sul quadrante la sola scala della portata scelta. Si ha quindi maggior rapidità nelle letture ed eliminazione di errori. **Indica bloccabile onde poter effettuare la lettura con comodità anche dopo aver tolto lo strumento dal circuito in esame!** Possibilità di effettuare misure amperometriche in C.A. su conduttori nudi o isolati fino al diametro di mm. 36. Possibilità di misurare correnti di 250 mA, 500 mA, 1 A, 2 A, 5 A, 10 A, 25 A, 50 A, 100 A, 250 A, 500 A, 1000 A. Dimensioni ridottissime e perciò perfettamente tascabile: lunghezza cm. 18,5; larghezza cm. 6,5; spessore cm. 3; minimo peso (400 grammi). Custodia e vetro antiriflesso e anticorrosibile. Perfetto isolamento fino a 1000 V. Strumento montato su speciali sospensioni molleggiate e pertanto può sopportare anche cadute ed urti molto forti. Precisione su tutte le portate superiore al 3% del fondo scala. Apposito riduttore (modello 29) per basse intensità (200 mA F.S.) per il rilevamento del consumo sia di lampadine come di piccoli apparecchi elettrodomestici (Radio, Televisioni, Frigoriferi, ecc.) (vedi fig. 5 e 6).

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

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

Veramente manovrabile con una sola mano!!!

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





nuovi stabilizzatori al selenio

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

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

Stabilizzatori al selenio in resina sintetica

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

162-17



SIEMENS & HALSKE AG - SETTORE COMPONENTI

Rappresentanza per l'Italia:

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO



IN COPERTINA

- Apparati HI-FI nell'arredamento**
- 1141 **Ricevitore TV a colori**
- 1151 **TV da 11": Base dei tempi di riga transistorizzata - I parte**
- 1161 **La distorsione negli amplificatori**
- 1167 **Alimentatori stabilizzati**
- 1175 **La retta di carico**
- 1181 **Il nastro magnetico**
- 1185 **Un piccolo laser a gas**
- 1191 **Commutatori automatici elettronici**
- 1193 **« EP 300 » La vedetta telecomandata**
- 1196 **Dati tecnici dei transistori**
- 1201 **Elettronica didattica**
- 1205 **L'elettronica negli elettrodomestici**
- 1209 **Il radar cyrano**
- 1223 **Arresto automatico per registratori magnetici**
- 1229 **HI-FI l'impiego degli altoparlanti - III parte**
- 1235 **Tre amplificatori a transistori PNP-NPN da 0,5 W 3 W 5 W**
- 1243 **Rassegna delle riviste estere**
- 1249 **I diodi zener e gli alimentatori a bassa tensione - II parte**
- 1257 **L'elettronica illustrata**
- 1263 **Le valvole termoioniche riceventi - VII parte**
- 1275 **I lettori ci scrivono**
- 1281 **Misura della potenza di uscita di un trasmettitore**

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

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano - Telefono n. 92.89.391 - Amministrazione: Piazza del Liberty, n. 4 - Milano - Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI - Autorizzazione alla pubblicazione Tribunale di Milano n. 4261 del 1-3-1957. Stampa: CARIM - C.so Sempione, 85 - Milano. Concessionario esclus. per la diffusione in Italia e all'Estero: MESSAGGERIE ITALIANE Via P. Lomazzo, 52 - Milano - Telefono 33.20.41 - Spedizione in abbonamento Postale - Gr. III - Prezzo della Rivista L. 350, numero arretrato L. 700 - Abbonamento annuo L. 3.500, per l'Estero L. 7.000. I versamenti vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano. C/C Postale N. 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

decadenza di una

MOSTRA

E'a tutti palese che la mostra nazionale della radio e della televisione, che si svolge in settembre nell'area della Fiera di Milano, ha perso il suo mordente. Già da qualche anno sia il pubblico, sia la clientela qualificata, se ne va gradualmente disinteressando. Procedendo di questo passo, la curva dei visitatori, e quindi della promozione di affari, raggiungerà presto il suo livello più basso, tale da non giustificare la sopravvivenza della mostra stessa.

Naturalmente, i giornali specializzati e di parte minimizzano il fenomeno con tutti gli eufemismi pensabili, e giungono a pubblicare statistiche di affluenza e di affari che sembrano piuttosto lontane dalla realtà.

Conviene abbellire la verità? Certamente no, perchè non si procura il bene di nessuno ma si coltiva il danno di tutti. Dal canto nostro abbiamo condotto un'indagine durante l'ultima mostra — esattamente la 30ª — raccogliendo soltanto espressioni di lagnanza e di demoralizzazione fra gli espositori.

Le cause, come sempre, sono varie e concomitanti: la più notevole consiste nella statica del mercato nei suoi riflessi tecnico e commerciale, a cui segue la ristrettezza del campo d'azione; concorrono poi l'assenza di nuove idee fieristiche, l'ubicazione della mostra e l'inutile contemporaneità di una seconda mostra che dovrebbe, invece, svolgersi separatamente dalla prima. Infatti, una delle manifestazioni riguarda il pubblico e tutti coloro che hanno interesse al prodotto finito.

L'altra manifestazione, quella dei componenti elettronici, dovrebbe avere come visitatori soltanto i tecnici, gli studiosi, i progettisti di ogni sorta d'apparecchi.

La mescolanza delle due mostre o, comunque, l'affiancamento di esse nel tempo e nello spazio, non crea che confusione.

Per ultimo, ma non come importanza, è il periodo dell'anno in cui le due mostre vengono effettuate: i mesi più indicati sarebbero ottobre per le parti finite, e febbraio-marzo per i componenti.

Certo è che, conservando il carattere strettamente nazionale della mostra, non tarderà il giorno del completo disinteresse da parte del pubblico il quale si volgerà ad altre manifestazioni, cioè a quelle internazionali di più ampio respiro che si svolgono, purtroppo, fuori d'Italia. Dovremmo ora concludere con amare constatazioni, ma ripeteremmo, in sintesi, ciò che abbiamo già detto.

Desideriamo invece, per risollevare il morale dei nostri lettori, segnalare un'altra iniziativa, ideata e realizzata con criteri più vitali e che ha ottenuto, perciò, un notevole successo: alludiamo alla Mostra dell'Automazione, svoltasi a Milano dal 19 al 25 novembre dello scorso anno. Si è notato, a questa mostra, quello spirito dinamico e volenteroso che manca nell'organizzazione della mostra della radio. E poichè nell'automazione l'elettronica ha un largo impiego, sarebbe consigliabile alle ditte di strumenti e parti staccate di orientarsi verso la Mostra della Automazione, in futuro; pensiamo che ne ricaverebbero maggior beneficio che dalla stanca mostra della Radio.

RICEVITORE TV A COLORI

Dopo aver illustrato brevemente nelle precedenti puntate il sistema di trasmissione NTSC di una immagine a colori, si descrivono sommariamente le varie parti di un ricevitore TV a colori, soffermandoci in particolare su quelle che certamente sono una novità per il tecnico TV, e cioè quelle che « trattano » il segnale del colore. Questa veduta d'insieme delle funzioni che deve espletare un ricevitore TV a colori, è essenziale per la successiva comprensione della descrizione particolareggiata del funzionamento delle varie sezioni.

In fig. 1 riportiamo lo schema a blocchi di un ricevitore TV a colori. Complessivamente esso è formato da dieci blocchi di cui tre sono completamente colorati, uno è colorato a metà e gli altri sei non hanno un colore particolare. Se osserviamo le funzioni espletate da questi ultimi sei blocchi ci accorgeremo con meraviglia che essi corrispondono in pieno

a quelle di un convenzionale ricevitore TV in bianco e nero. Questo è molto importante e rassicurante per il tecnico che per la prima volta si avvicina ad un televisore a colori. Se ad esso sono familiari i circuiti di un televisore che riceve in bianco e nero, non dovrà assolutamente « ricominciare da capo » quando gli si presenterà un televisore a colori. Il blocco che rap-

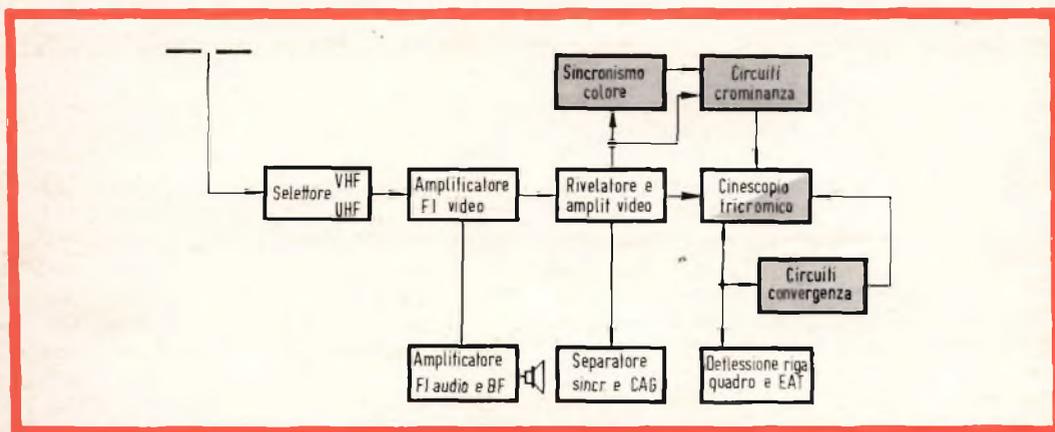


Fig. 1 - Schema a blocchi di un ricevitore a colori.

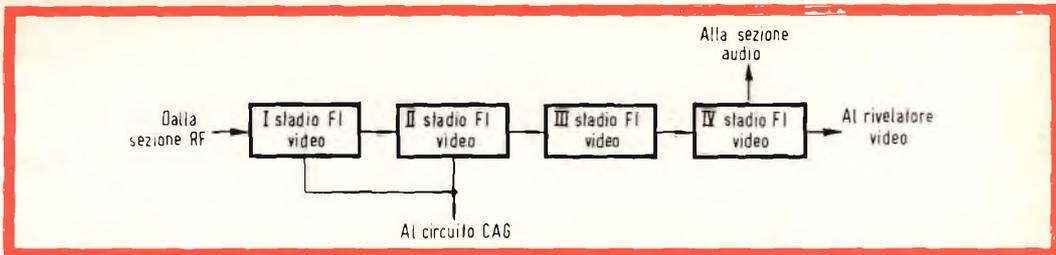


Fig. 2 - Schema a blocchi dell'amplificatore F.I. di un ricevitore a colori.

presenta il cinescopio a colori è **parzialmente** colorato per significare che il funzionamento del cinescopio a colori, a parte i tre cannoni che bombardano i corrispondenti tre tipi di fosfori (blu, rosso e verde) è essenzialmente identico a quello usato per la riproduzione di un'immagine in bianco e nero.

I tre blocchi colorati sono la vera « novità » per il tecnico, in quanto i circuiti che comprendono non compaiono affatto in TV in bianco e nero. I blocchi con scritto « **sincronismo del colore** » e « **circuiti di crominanza** » « trattano » il segnale del colore vero e proprio e lo « manipolano » in modo da renderlo adatto a pilotare il cinescopio per il colore. Il blocco con scritto « **circuiti per la convergenza** » non ha niente a che fare con il segnale del colore. Scopo di questi circuiti è di fare in modo che i tre fascetti elettronici siano sempre a fuoco sullo schermo e colpiscano sempre lo stesso tipo di fosforo in qualunque posizione dello schermo essi si trovino.

La sezione RF

È in tutto identica a quella di un normale ricevitore per il bianco e nero. Può essere formata da un selettore di canali

VHF o UHF a seconda se la trasmissione del colore viene irradiata nella banda VHF o UHF. Ogni selettore è formato da un amplificatore RF, da un oscillatore e da un mescolatore che trasforma il segnale RF nel valore della frequenza intermedia desiderata.

L'amplificatore della frequenza intermedia

L'amplificatore della frequenza intermedia di un ricevitore TV a colori si differenzia dall'analogo amplificatore di un ricevitore TV in bianco e nero per avere qualche stadio di amplificazione in più e una banda passante leggermente più ampia. C'è una sola cosa da notare ed è che il prelievo del segnale audio viene fatto all'altezza dell'ultimo stadio amplificatore F.I. e non dopo il rivelatore, come avviene nei ricevitori in bianco e nero. Ciò per evitare per quanto possibile il battimento tra il segnale intercarrier (5,5 MHz) e il segnale della sottoportante del colore (4,43 MHz circa) entrambi presenti al rivelatore video. La presenza di questo battimento (5,5 - 4,43 MHz) è rivelata da barre nere accentuate sullo schermo del cinescopio. Estrando la portante audio prima del rivelatore si ha la possibilità di **attenuare** quanto si vuole **dopo** il rivela-

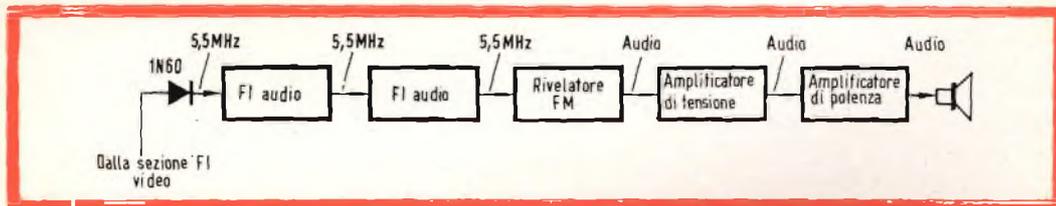


Fig. 3 - Schema a blocchi della sezione audio.

tore il segnale intercarrier a 5,5 MHz e di conseguenza eliminare le barre di battimento (fig. 2).

La sezione audio

La portante audio e la portante del segnale monocromatico del colore estratte dall'ultimo stadio amplificatore F.I. vengono applicate ad un diodo mescolatore che provvede a fare la nota di battimento (5,5 MHz) tra queste due portanti, come avrebbe fatto il rivelatore video in un ricevitore in bianco e nero. Da questo punto in avanti la sezione audio di un ricevitore TV a colori è identica a quella di un ricevitore in bianco e nero (fig. 3).

Il primo stadio amplificatore video è quindi un punto di **smistamento** molto importante nel ricevitore TV a colori. Per viene infatti all'ingresso di questo stadio (dal rivelatore) un segnale normale in bianco e nero con i suoi impulsi di sincronismo verticali e orizzontali e contemporaneamente un segnale « inframmezzato » del colore. Una porzione di questi due segnali viene inviata come abbiamo detto agli stadi separatori di sincronismo e agli stadi del C.A.G. dove portano l'informazione necessaria all'espletamento delle funzioni proprie di queste sezioni.

Così, la sezione sincronismi provvederà a ricavare dal segnale video composto gli impulsi di sincronizzazione verticale e oriz-

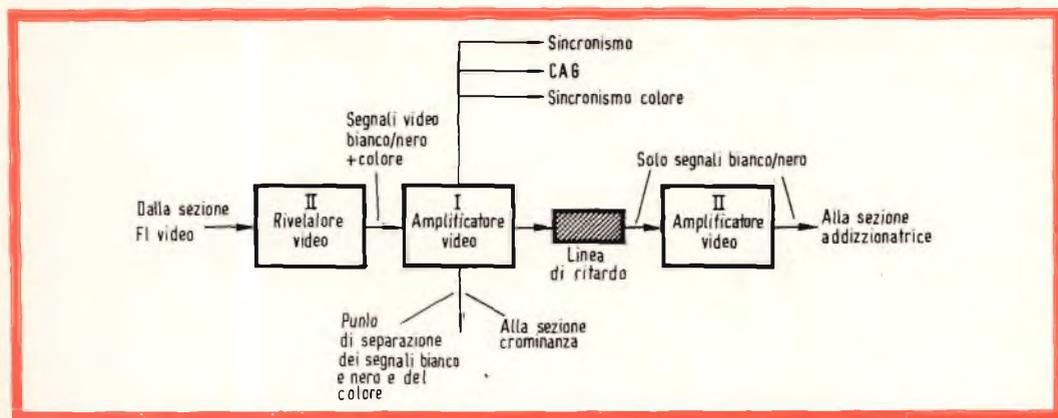


Fig. 4 - Schema a blocchi della sezione amplificatrice video.

Amplificatore video

Ritorniamo al rivelatore video. Il segnale monocromatico (Y) e i segnali per il colore vengono estratti mediante il diodo rivelatore dalla portante video del canale ricevuto. Questi due segnali vengono applicati ad un amplificatore video. All'uscita di questo amplificatore i segnali amplificati vengono diretti in varie sezioni e cioè: una porzione viene inviata al 1) separatore di sincronismi, 2) agli stadi che formano la tensione C.A.G. e 3) alla sezione del sincronismo del colore; un'altra porzione viene inviata contemporaneamente alla sezione della crominanza o del colore (fig. 4).

zontale che « terranno in passo » i relativi oscillatori di quadro e di riga. A sua volta alla sezione del C.A.G., dovrà pervenire una porzione del segnale in modo che essa in base al livello del segnale che a lei perviene « sappia » quanta tensione negativa di polarizzazione dovrà inviare agli stadi amplificatori F.I. e R.F. La sezione « sincronismo del colore » è interessata solo al « burst » (segnale di sincronismo per la sottoportante) presente nella parte posteriore di ogni impulso di sincronismo di riga.

La « sezione di crominanza » invece « desidera » solo il segnale del colore che come abbiamo visto viene trasmesso negli

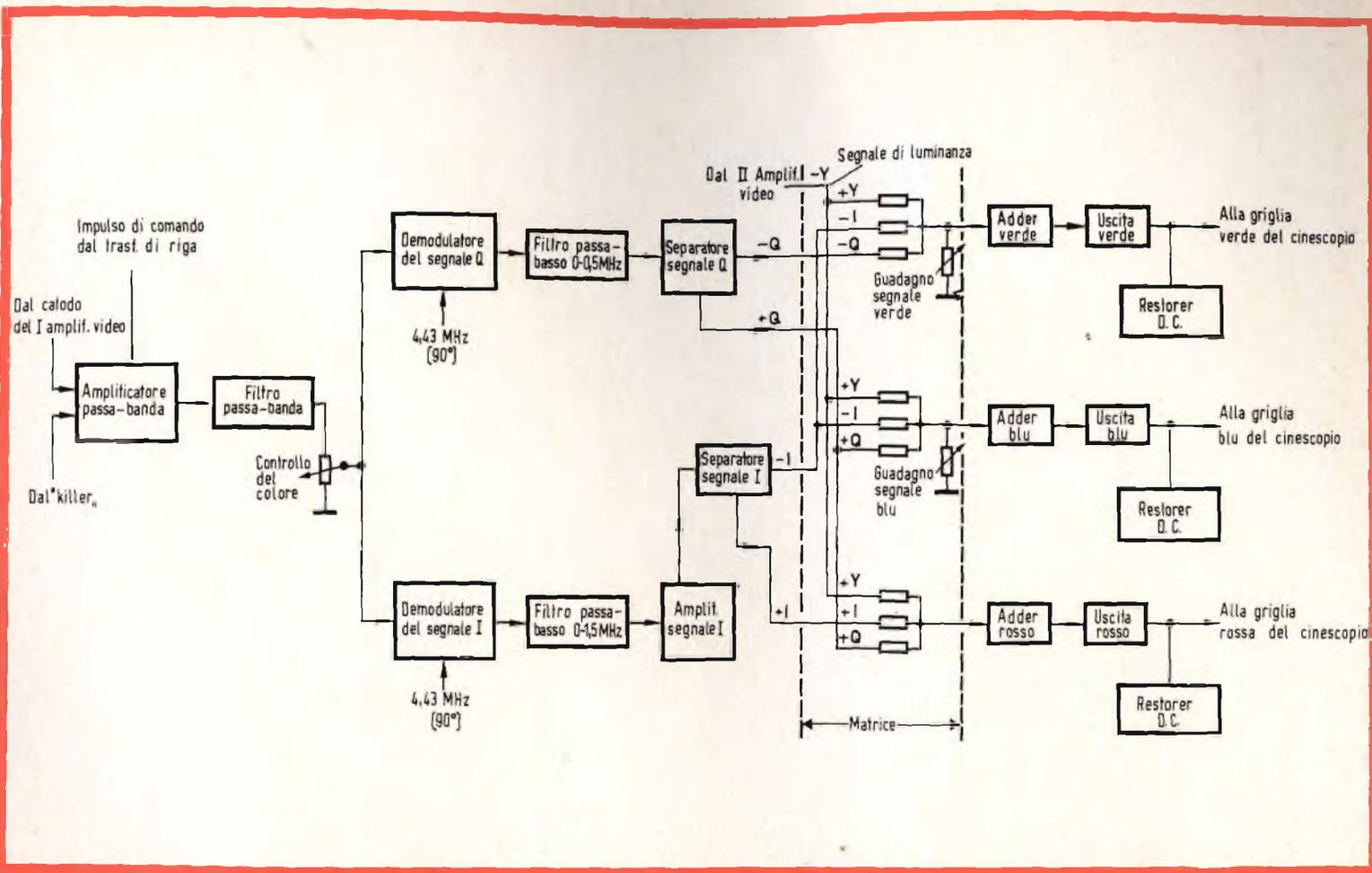
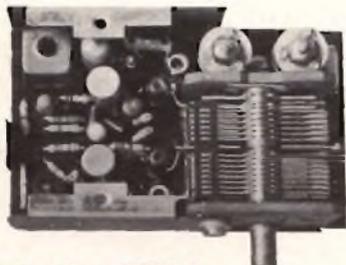


Fig. 5 - Schema a blocchi della sezione cromaticità del ricevitore a colori.

autocostruitevi un radiorecettore a modulazione di frequenza con la serie delle unità premontate Philips



Sintonizzatore PMS/A

Prestazioni del ricevitore completo

SEZIONE FM

Sensibilità con $\Delta f = 22,5$ kHz e $f = 400$ Hz
< $2\mu\text{V}$ per potenza di uscita di 50 mW.

Rapporto segnale-disturbo
con $\Delta f = 22,5$ kHz e $f = 400$ Hz
30 dB con segnale in antenna < $8\mu\text{V}$.

Sensibilità con $\Delta f = 75$ kHz e $f = 1000$ Hz
< $25\mu\text{V}$ per potenza di uscita di 50 mW.
Distorsione con $\Delta f = 75$ kHz e $f = 1000$ Hz
< 3% per potenza di uscita di 50 mW.

Selettività
 ≥ 45 dB a ± 300 kHz.
Larghezza di banda a -3 dB
 ≥ 150 kHz.

SEZIONE AM

Sensibilità con $m = 0,3$ a 400 Hz
 $100\mu\text{V/m}$ per potenza di uscita di 50 mW.
Rapporto segnale/disturbo misurato a 1 kHz
26 dB con $560\mu\text{V/m}$.

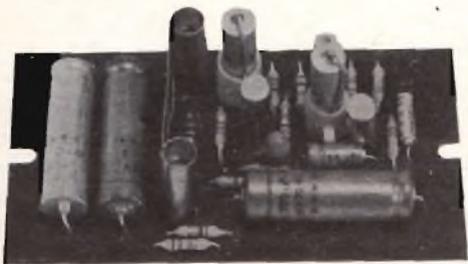
Selettività a ± 9 kHz
< 30 dB.

C.A.G.

$\Delta V_{\text{RF}} = 10$ dB per $\Delta V_{\text{AF}} = 27$ dB
(misurata secondo le norme C.E.I.).



Amplificatore F.I. PMI/A



Amplificatore B.F. PMB/A

le unità devono essere completate di:

- 1 Potenziometro da 5 k Ω logaritmico
E098 DG/20B28 per la regolazione del volume
- 2 Altoparlante con impedenza
da $8 \div 10\Omega$ (AD 3460 SX/06)

- 3 Antenna in ferrite, gradazione IV B (per esempio
C8/140, C9,5/160, C9,5/200
oppure PDA/100, PDA/115, PDA/125).

- 4 Commutatore AM/FM e antenna a stilo per FM

le unità sono reperibili presso i migliori
rivenditori della vostra zona

PHILIPS s.p.a.

Reparto Elettronica

piazza IV Novembre, 3 - Milano - telefono 69.94

spazi vuoti esistenti tra una riga e l'altra del segnale monocromatico.

Ci rimane infine il segnale bianco e nero che viene prelevato dall'anodo della prima valvola amplificatrice video applicato alla griglia della seconda valvola amplificatrice video attraverso una « linea di ritardo ». Quest'ultima è necessaria per fare in modo che quando il segnale monocromatico e il segnale del colore si troveranno all'ingresso della matrice non siano ritardati uno rispetto all'altro ma arrivino entrambi nello stesso istante. Infatti nella sezione crominanza i segnali del colore devono passare attraverso filtri di banda stretti che tendono quindi a ritardarli; inserendo nel cammino del segnale di luminanza un dispositivo ritardatore (che sarebbe poi la linea di ritardo) noi manterremo al passo tutti i « segmenti » del segnale video. Il segnale di luminanza viene amplificato dal secondo amplificatore video e quindi portato alla matrice dove combinato con i vari segnali del colore (colore-luminanza) produrrà le rispettive tensioni da applicare al cannone per il blu, per il rosso e per il verde.

Sezione crominanza

Le funzioni di questa sezione sono le seguenti: 1) estrarre le bande laterali del colore, 2) attenuare tutte le altre rimanenti parti del segnale, 3) demodulare i segnali del colore in modo da riottenere l'originale informazione del colore della scena trasmessa. Esaminiamo questa sezione più da vicino (fig. 5).

Una porzione del segnale video completo viene ricavata dal catodo della prima valvola amplificatrice video e portata ad un amplificatore passa-banda. Segue un filtro di banda che lascia passare solo i segnali compresi tra 2,1 e 5 MHz.

In questo modo si cerca di eliminare i segnali monocromatici con frequenza inferiore a 2,1 MHz. L'informazione del colore si trova infatti tra 2,1 e 4,2 MHz del segnale video. (NTSC americano).

Oltre il segnale video pervengono all'amplificatore passa-banda altre tensioni. Una di queste è un impulso negativo proveniente dal trasformatore di riga e applicato alla griglia schermo della valvola; questo im-

pulso blocca la valvola in presenza del burst del colore che, come abbiamo visto, si trova sulla parte posteriore dell'impulso di sincronismo, impedendogli di passare nei successivi circuiti di crominanza. Se il segnale del « burst » raggiungesse i demodulatori del colore si otterrebbe come effetto una luce gialla diffusa su tutta l'immagine dello schermo. Il burst serve invece come abbiamo visto alla sezione di sincronizzazione del colore.

Il circuito di griglia dell'amplificatore passa-banda funziona in stretta dipendenza con il cosiddetto « killer » del colore, il quale provvede a bloccare questa valvola amplificatrice mediante opportuna tensione negativa, tutte le volte che è presente solo un segnale bianco e nero. Quando invece è presente il segnale del colore il « burst » blocca il « killer » che, a sua volta, « aprirà » l'amplificatore passa-banda consentendo al segnale del colore di raggiungere i demodulatori. Dopo il filtro di banda del colore si trova il « potenziometro del chroma ». Questo potenziometro regola il segnale del colore che raggiunge il cinescopio determinandone la maggiore o minore saturazione.

Il segnale del colore, attraverso il filtro passa-banda viene passato in ugual misura ai due demodulatori (rivelatori). Uno è chiamato il demodulatore del segnale Q e l'altro è chiamato il demodulatore del segnale I.

Il segnale d'ingresso viene applicato alla griglia N. 1 delle valvole di questi demodulatori, alle griglie N. 3 (soppressore) delle stesse valvole viene applicato contemporaneamente il segnale della sottoportante ($30 V_{p.p.}$ circa). Questi due segnali della sottoportante hanno la stessa frequenza ma sono sfasati di 90° uno rispetto all'altro; come appunto si verifica al trasmettitore per formare i segnali I e Q. Il battimento tra questa portante riinserita e le bande laterali dei segnali I e Q ripristina all'uscita dei demodulatori i segnali originali del colore.

Questi segnali vengono fatti passare attraverso filtri passa-banda destinati ad eliminare in primo luogo la frequenza della sottoportante (4,43 MHz) e le frequenze delle bande laterali e in secondo luogo a limitare la larghezza di banda dei

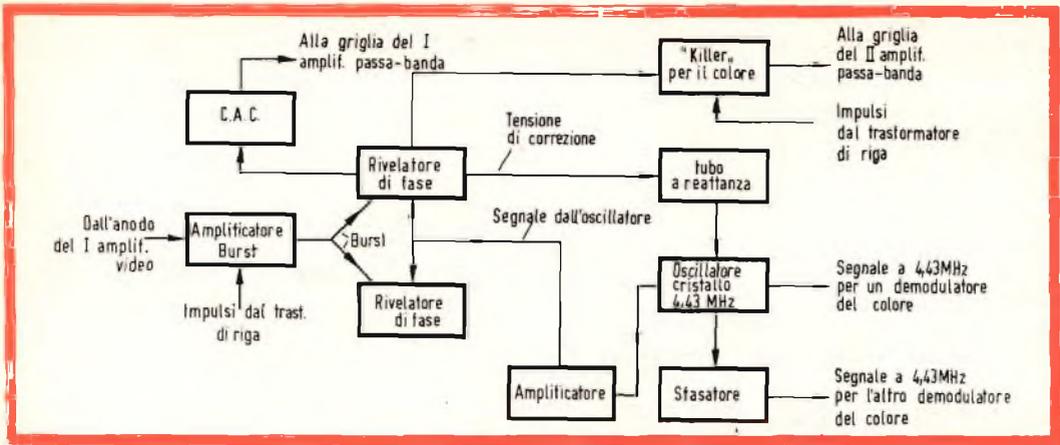


Fig. 6 - Schema a blocchi della sezione « sincronizzazione del colore ».

segnali I e Q ai valori assegnati al trasmettitore. Pertanto, il segnale di uscita del demodulatore del segnale Q passerà attraverso un filtro passa banda da 0 a 1,5 MHz. Il segnale Q viene applicato ad un amplificatore alla cui uscita possono essere prelevati segnali Q di segno positivo o negativo. Il segnale I prima va ad uno stadio amplificatore e successivamente ad un invertitore di fase dal quale si ottengono segnali I rispettivamente di segno positivo e negativo.

Tutti i segnali I e Q, in opportuna ampiezza e polarità vengono combinati insieme al segnale di luminanza in una rete di resistori dalla quale si ottengono i segnali per i colori rosso, blu e verde. Dopo questo « addizionatore » di segnali (matrice) ciascun segnale del colore viene ulteriormente amplificato e successivamente applicato, **il segnale rosso** al can-

none per il rosso, **il segnale blu** al cannone per il blu e **il segnale verde** al cannone per il verde. In questa sezione finale si trovano anche dei circuiti ristoratori di corrente continua rispettivamente per i segnali blu, rosso e verde. Vedremo in seguito come è possibile riottenere i segnali semplici per il blu (V_b), per il rosso (V_r) e per il verde (V_v) dai segnali I, Q e Y (luminanza).

Sezione sincronizzazione della sottoportante del colore

Funzione di questa sezione (fig. 6) è quella di usare il segnale del burst trasmesso nella parte posteriore del segnale di spegnimento di riga, per sincronizzare la sottoportante locale del ricevitore in modo che quest'ultimo abbia frequenza e fase identiche a quelle della sottoportante usata nel trasmettitore. Come si ricorderà, il segnale del colore viene trasmesso senza la sottoportante; tutto ciò che esso possiede sono le bande laterali. Per poter demodulare il segnale del colore nel circuito è necessario quindi « ripristinare » questa sottoportante. Questo è il compito di questa sezione.

Il ricevitore, per poter produrre questa sottoportante ha bisogno di una qualche informazione circa la frequenza e la fase della sottoportante « perduta ». Questa informazione gli viene appunto for-

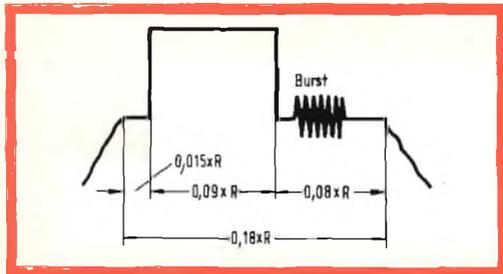


Fig. 7 - Il segnale del « burst » sulla parte posteriore dell'impulso di spegnimento di riga.

nita dal segnale del « burst » formata da 8 cicli circa della sottoportante usata nel trasmettitore; questi 8 cicli vengono « sistemati » sulla parte posteriore dell'impulso di spegnimento di riga e trasmessi insieme a questo (fig. 7).

L'amplificatore del burst è bloccato durante il tempo attivo di riga e viene invece sbloccato durante il tempo di ritorno di riga; esso quindi entra in conduzione proprio quando è presente insieme all'impulso di spegnimento anche il segnale del « burst ». In questo modo quindi la valvola funziona solo quando c'è il segnale che essa deve amplificare. Il segnale di uscita di questo amplificatore viene applicato ad un circuito rivelatore di fase al quale perviene anche una parte del segnale a 4,43 MHz prodotto da un oscillatore a cristallo. Questi due segnali vengono paragonati e qualsiasi differenza di frequenza e di fase che può esserci tra loro viene trasformata in una « tensione di correzione » che viene successivamente applicata ad una valvola a reattanza. Quest'ultima, posta in parallelo al circuito accordato dell'oscillatore a cristallo, fa in modo che il segnale prodotto da questo oscillatore abbia la stessa fase e la stessa frequenza del segnale del burst.

Il segnale a 4,43 MHz per un demodulatore del colore viene prelevato direttamente dall'oscillatore a cristallo; un'altra parte del segnale di questo oscillatore vie-

ne inviata al circuito sfasatore e successivamente applicata all'altro demodulatore del colore. Conclusione: nei demodulatori dei segnali I e Q, la sottoportante sarà presente con due segnali con frequenza di 4,43 MHz sfasati di 90° uno rispetto all'altro.

Nella sezione « sincronizzazione della sottoportante » è incluso anche il circuito « Killer » del colore. Scopo di questo circuito è quello di impedire che eventuali segnali penetrino nella « sezione-crominanza » in assenza di trasmissione del colore. In questo modo si evita che appaiano sullo schermo delle macchie di colore quando si riceve una trasmissione in bianco e nero.

La sezione sincronizzazione deve provvedere a fornire una tensione per il controllo automatico del colore (C.A.G.). Scopo di questa tensione è quello di regolare il guadagno del primo amplificatore passabanda in modo che l'immagine a colori abbia un livello di colore costante indipendentemente dal valore del livello del segnale del « burst ». Ecco come lavora il C.A.G.

Se il segnale del burst aumenta, aumenterà il suo valore anche all'uscita dell'amplificatore del burst. Questo è evidente. Questa tensione di burst aumentata, raddrizzata da uno dei diodi del rivelatore di fase, produce una tensione negativa che, applicata nel circuito di griglia del-

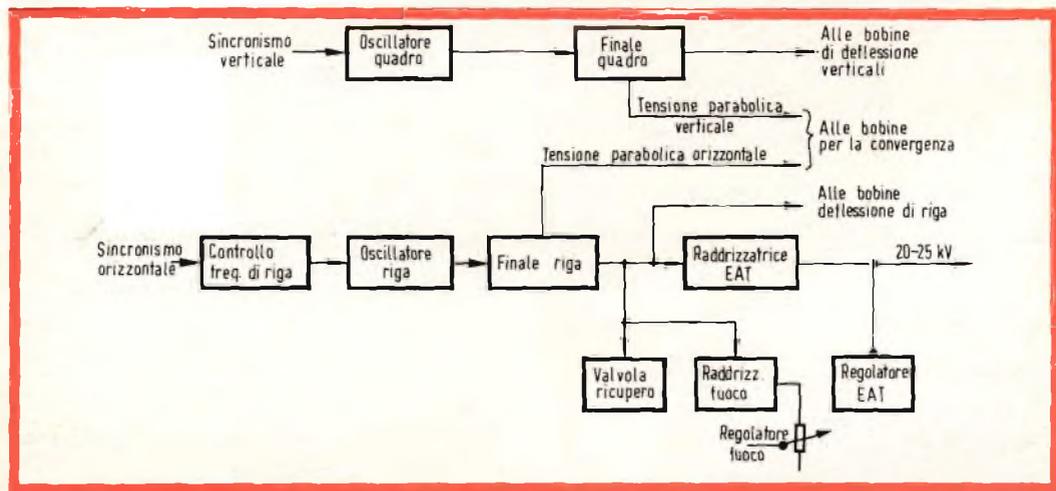


Fig. 8 - Schema a blocchi della base dei tempi di riga e di quadro e della sezione EAT.

AMPLIFICATORI D'ANTENNA a TRANSISTORI



MODELLI A 2 TRANSISTORI

- TR 2/U - 2 trans. in UHF 20 dB 75 Ω
TR21/U - 2 trans. in UHF 20 dB 75 Ω + Mix
TR U/V - 1 trans. in UHF 14 dB } 75 Ω + Mix
 1 trans. in VHF 16 dB }
TR 1/3 - 1 trans. in VHF B. I } 16 dB 75 Ω + Mix
 1 trans. in VHF B. III }

MODELLI A 1 TRANSISTORE

- TR 1/U - 1 trans. in UHF 14 dB 75 Ω
TR 11/U - 1 trans. in UHF 14 dB 75 Ω + Mix
TR 1/V - 1 trans. in VHF 16 dB 75 Ω
TR 11/V - 1 trans. in VHF 16 dB 75 Ω + Mix

LO STESSO CAVO DI DISCESA SERVE AD ALIMENTARE I TRANSISTORI



ALIMENTATORI PER AMPLIFICATORI

- AT 2 Alimentazione normale
ad accensione diretta 220 V - 1,5 W
Entrata 75 Ω ; Uscita 75-300 Ω
senza demiscelatore.

- AT 21 Alimentazione automatica
Accensione a mezzo assorbimento
TV 100-200 W
Uscita 300 Ω VHF-UHF demiscelati
Stabilizzato con diodo Zener.

NELLE ORDINAZIONI CITARE SEMPRE IL NUMERO DEL CANALE DESIDERATO

PRESTEL

P.za Duca d'Aosta, 6 - MILANO

l'amplificatore passa banda ne ridurrà la amplificazione. Una riduzione di livello del segnale del burst produrrà l'effetto opposto. Ecco quindi come viene regolata la ampiezza del segnale del colore ricevuto.

La sezione sincronismi di quadro e di riga e la sezione base dei tempi di riga e la sezione base dei tempi di riga e di quadro sono in tutto identiche a quelle di un normale ricevitore TV in bianco e nero (fig. 8).

Si noti in più un raddrizzatore speciale per la tensione di focalizzazione del cinescopio tricromico (5000 ÷ 8000 V).

La tensione di accelerazione per il cinescopio è 25.000 V ed è ottenuta con uno o più tubi raddrizzatori. Quello che interessa qui sottolineare è questo: questa alta tensione non deve subire variazioni di valori, diversamente avremo 1) variazione della linearità di scansione, 2) variazione di luminosità; 3) variazione del colore; quest'ultima è la più importante.

Pertanto, per stabilizzare l'alta tensione il sistema più usato è quello di impiegare un tubo regolatore in parallelo, per cui

durante un'immagine nera il tubo regolatore assorbirà tutto il carico, durante invece un'immagine bianca il carico è costituito dal cinescopio e il regolatore farà ben poco.

Un'altra caratteristica del ricevitore a colori sono le tensioni di forma speciale prelevate dalle basi dei tempi di riga e di quadro e inviate nelle bobine di convergenza disposte sul collo del cinescopio.

Queste bobine di convergenza sono necessarie per questo motivo. Siccome lo schermo e la maschera del cinescopio tricromico non hanno una superficie perfettamente sferica, è impossibile che una volta ottenuta la convergenza dei tre fascetti elettronici al centro dello schermo, questa si mantenga anche ai bordi dello schermo. È compito quindi delle precedenti tensioni variare continuamente l'angolo di deflessione di ciascun fascetto elettronico in modo che la convergenza di tutti e tre si verifichi non solo al centro dello schermo ma anche nelle zone marginali. Ma di ciò ci occuperemo con più dettagli più avanti.

L. C.

MOUNTAIN VIEW (California) - Un'antenna parabolica sperimentale di plastica è stata realizzata negli Stati Uniti per l'applicazione nel campo delle comunicazioni speciali.

A parità di grandezza, l'antenna, costruita con polistirene cellulare, si presenta più leggera, precisa e robusta di quelle metalliche convenzionali e non risente affatto degli sbalzi di temperatura. Spesso i raggi solari deformano la struttura e diminuiscono l'efficienza delle antenne di metallo.

Pur essendo stata ideata per le comunicazioni con i veicoli spaziali, si prevede che la nuova antenna sarà impiegata anche nei radiotelescopi.

Una serie di prove in tal senso viene attualmente condotta dalla EICO, che ha ideato il nuovo tipo di antenna, attraverso la sua sezione per le regioni occidentali degli Stati Uniti a Mountain View.

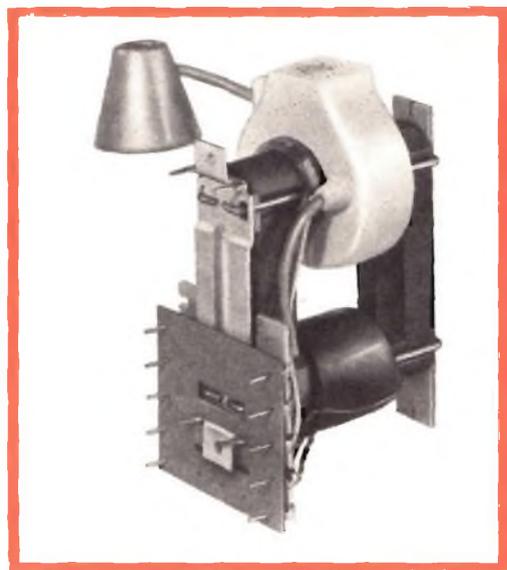
La fabbricazione dell'antenna ha inizio con il collaggio di diversi pannelli di polistirene cellulare, lo stesso materiale di cui si fa largamente uso come isolante nei frigoriferi e nei condizionatori d'aria. Una fresatrice, di tipo speciale, comandata da un elaboratore elettronico, taglia la plastica secondo la forma di lente biconvessa necessaria a ridurre la resistenza del vento.

Per rendere radioriflettente la superficie dell'antenna si ricorre all'applicazione di un sottile foglio d'alluminio, che viene a sua volta coperto con una mano di plastica, una pellicola di fibra di vetro e vernice bianca. Quest'ultima serve a sottrarre la delicata struttura ai rigori estremi del caldo e del freddo.

Il modello sperimentale misura metri 5,4 di diametro.

Tuttavia i progettisti affermano che si può realizzare un'antenna di 18 metri e del peso di 3 tonnellate, invece delle 15 di una normale antenna di metallo.

Per la sua relativa leggerezza, l'antenna può essere smontata ed impiantata in una località diversa abbastanza facilmente.



11

BASE DEI TEMPI DI RIGA TRANSISTORIZZATA

PARTE I*

Abbiamo visto in precedenza i circuiti fondamentali da impiegare per lo stadio finale della base dei tempi di riga; e ci siamo occupati anche della formazione delle tensioni sussidiarie necessarie al funzionamento del televisore (EAT, tensione per l'amplificatore video, e per le varie griglie del cinescopio). Concretizziamo le precedenti note con alcuni esempi pratici che serviranno a dare un'idea della configurazione circuitale richiesta dallo stadio di riga di un televisore completamente transistorizzato.

Abbiamo esaminati e studiati i principi che sono alla base di un progetto di uno stadio finale a transistori. Questi stessi principi ci serviranno per realizzare i circuiti che descriveremo e nei quali verranno impiegati rispettivamente il transistor AU103 e il diodo al silicio BY 118. I due stadi finali di riga descritti in questo articolo valgono per ricevitori di piccole dimensioni equipaggiati con cinescopi con angolo di deflessione di 90° e una EAT di 11 kV. Il rapporto del tempo di ritorno di questi circuiti è del 17,5%. Viene impiegato in entrambi i circuiti il nuovo cinescopio Philips da 11", A 28-13 W. Per questo nuovo cine-

scopio si è dovuto studiare e realizzare una nuova unità di deflessione (AT 1020). L'unità corrispondente per il controllo della linearità è il tipo AT 4036.

Il transistor di potenza al germanio AU 103, a lega e diffusione e il diodo di potenza al silicio BY 118 sono dispositivi a semiconduttori ideali per la realizzazione degli stadi finali di riga equipaggiati con il cinescopio e i componenti sopramenzionati. È stato inoltre studiato e realizzato per questi stadi un trasformatore di uscita con codice AT 2042. Nel progetto di questi circuiti si è tenuto conto delle tolleranze dei componenti e di alcune variazioni di funzionamento (come la perdita di sin-

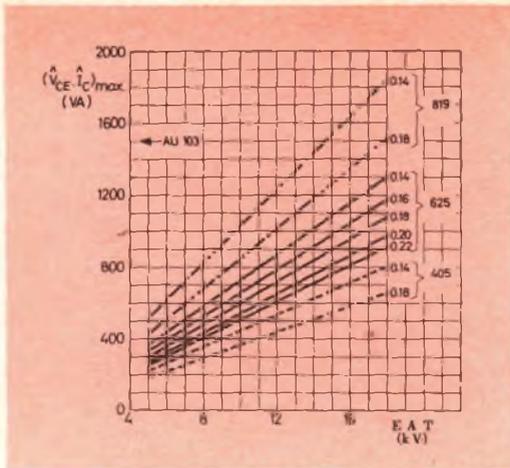


Fig. 1 - Potenza di commutazione richiesta da uno stadio finale di riga per il pilotaggio di un cinescopio con angolo di deflessione di 90° e diametro del tubo di 20 mm. Oltre che per lo standard normale europeo a 625 righe sono riportati i corrispondenti valori di potenza per gli standard a 819 e 405 righe.

cronismo e la variazione della corrente del fascetto del cinescopio) che possono verificarsi in pratica in uno stadio finale di riga. Si è considerato inoltre anche il caso di una eventuale scarica dell'EAT all'interno del cinescopio.

Possibilità del transistor AU 103 nei televisori di ridotte dimensioni

Il transistor di potenza al germanio AU 103 può « commutare » una potenza di 1500 volt-ampere ed è quindi in grado di soddisfare le esigenze di una grande

varietà di stadi finali di riga transistorizzati. In fig. 1 è riportato l'andamento della potenza di commutazione del transistor richiesta per stadi finali destinati a pilotare un cinescopio da 90° (diametro del collo = 20 mm) in funzione del valore dell'EAT; come parametro del circuito viene usato il tempo di ritorno (p).

I diagrammi di fig. 1 si riferiscono naturalmente alla sensibilità dell'unità di deflessione AT 1020. Questa unità di deflessione studiata per essere impiegata con un cinescopio (A 28-13 W) con diagonale dello schermo di 28 cm (11") richiede, per una completa scansione della superficie dello schermo (compresa l'« overscan ») e per un valore di EAT di 11 kV, un'energia magnetica di 0,45 mWs. I circuiti che descriveremo sono stati progettati per funzionare con lo standard europeo di 625 righe, rapporto del tempo di ritorno $p = 17,5\%$ e per un cinescopio tipo A 28-13 W funzionante con una EAT di 11 kV. La potenza di commutazione richiesta da questi circuiti è 610 VA come valore limite, e 400 VA per le condizioni di lavoro nominali. Si vede subito quindi come il transistor AU 103 sia in grado di soddisfare ampiamente tale richiesta.

Oscillatore di riga e stadio pilota

In fig. 2 riportiamo lo schema elettrico di principio dello stadio oscillatore e dello stadio pilota per la deflessione orizzontale. Nello stadio oscillatore è stato impiegato il transistor AC 125 che fornisce impulsi di opportuna forma allo stadio pilota equipaggiato con il transistor AC 128. L'oscillatore è del tipo ad onda sinusoidale e funziona in un circuito Hartley. Questo tipo di oscillatore presenta i seguenti vantaggi:

- a) elevata stabilità di frequenza;
- b) scarsa sensibilità alle interferenze.

L'emettitore del transistor oscillatore TS_1 è collegato direttamente alla base del transistor pilota TS_2 . Il resistore di emettitore R_3 è cortocircuitato dall'induttanza L_1 allo scopo di rendere « veloce » la commutazione del transistor pilota.

Il transistor pilota lavora rispetto al transistor finale in un « modo non-simul-

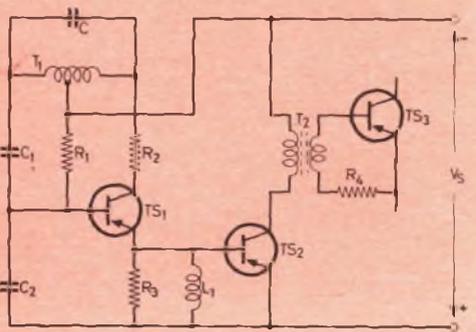


Fig. 2 - Schema elettrico degli stadi oscillatore e pilota del circuito di deflessione orizzontale.

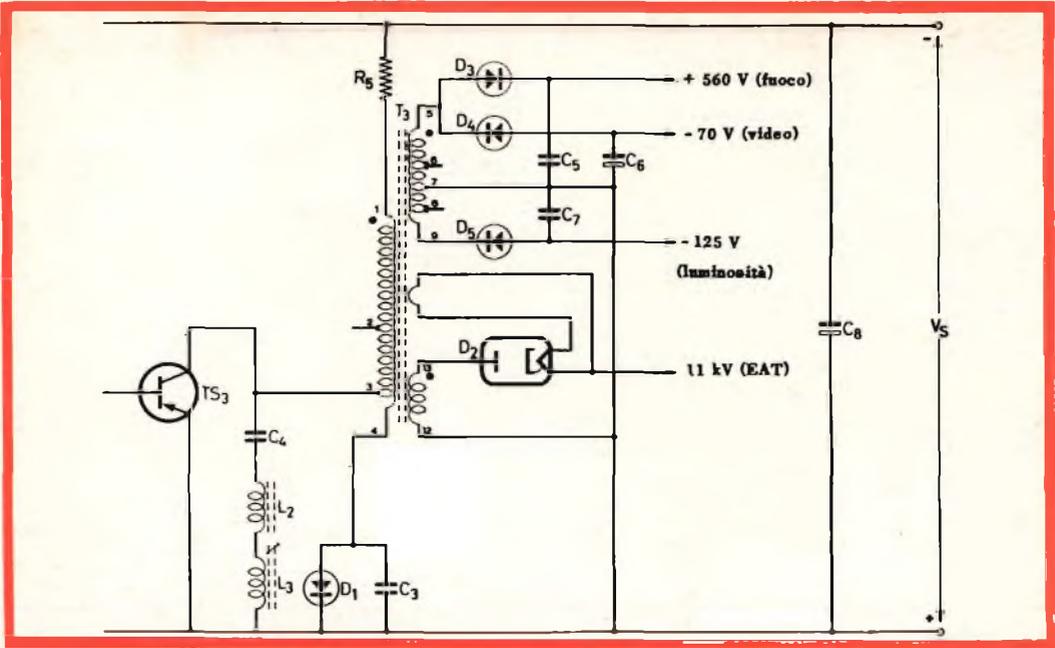


Fig. 3 - Schema elettrico dello stadio finale con circuito di ricupero in parallelo.

taneo». Come mezzo di accoppiamento fra questi due stadi viene usato un trasformatore. Le polarità degli avvolgimenti di questo trasformatore sono state scelte in modo che, quando il transistor pilota TS_2 si trova in conduzione venga applicato alla base del transistor TS_3 un impulso di tensione positiva. Questo impulso blocca il transistor di uscita e lo rende non conduttore per tutto il tempo in cui il transistor pilota rimane « saturato ». Quando, a sua volta, si blocca il transistor TS_2 , la tensione agli « estremi » del secondario del trasformatore pilota cambia polarità e il transistor finale inizia a condurre. Nel circuito di base del transistor finale viene inserito il resistore R_4 che serve ad evitare che le differenze nella tensione base-emettitore di questo transistor possano influenzare la corrente diretta della base.

Le forme d'onda delle tensioni e delle correnti degli stadi oscillatore e pilota sono riportati in fig. 5 (oscillogrammi dall'1 al 4). Più avanti forniamo i dati costruttivi del trasformatore pilota e della bobina dell'oscillatore.

STADIO FINALE CON RICUPERO IN PARALLELO

Lo stadio finale del circuito di deflessione orizzontale qui descritto impiega il transistor AU 103 e il diodo BY 118 in un circuito con ricupero dell'energia in parallelo (vedi N. 12 pag. 1684). Il circuito è alimentato da una sorgente di tensione stabilizzata del valore di 11 V.

I componenti più importanti di questo stadio sono:

- 1) l'unità di deflessione AT 1020
- 2) l'unità per il controllo della linearità AT 4036
- 3) il trasformatore di uscita AT 2042.

In fig. 3 è riportato lo schema elettrico dello stadio finale di riga. Per realizzare un buon adattamento tra le caratteristiche del transistor finale (TS_3) e il diodo recuperatore (D_1) si collega quest'ultimo ad un avvolgimento supplementare formato da una sola spira disposta sul trasformatore finale. L'unità di deflessione è collegata in parallelo al transistor finale. Il condensatore C_3 e le varie capacità parassite del

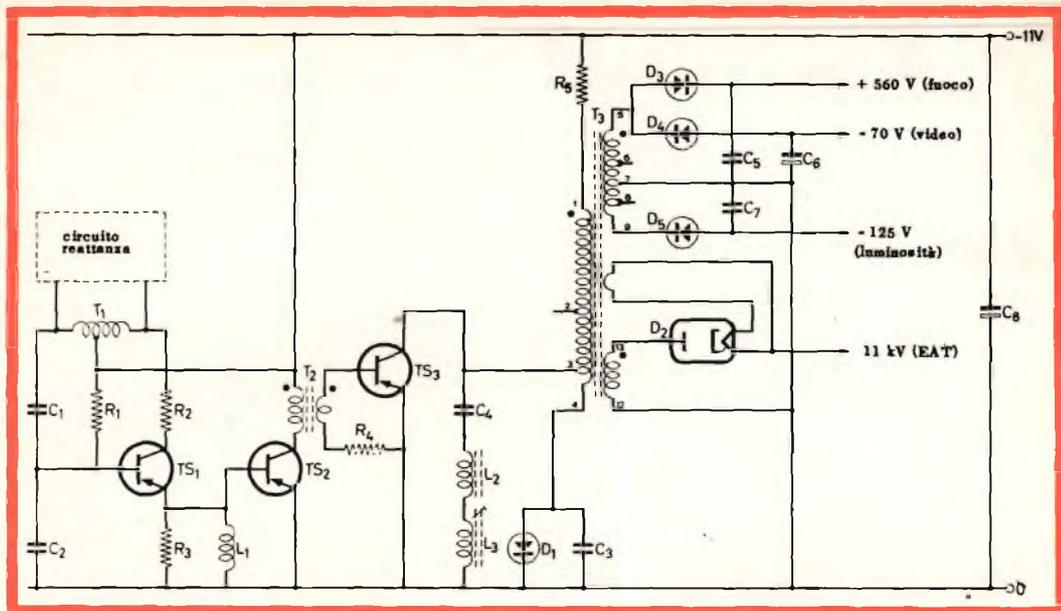


Fig. 4 - Schema elettrico completo della base dei tempi di riga con lo stadio finale con circuito di recupero in parallelo.

COMPONENTI

Resistori

- $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ 0,25 W, carbone $\pm 10\%$
 $R_2 = 390 \text{ }\Omega$ 0,25 W, carbone $\pm 10\%$
 $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ 0,25 W, carbone $\pm 10\%$
 $R_4 = 0,39 \text{ }\Omega$ 2 W, a filo $\pm 10\%$
 $R_5 = 0,56 \text{ }\Omega$ 2 W, a filo $\pm 10\%$

Condensatori

- $C_1 = 5,6 \text{ nF}$, polistirene 125 V, $\pm 10\%$
 $C_2 = 3,6 \text{ nF}$, polistirene 125 V, $\pm 10\%$
 $C_3 = 68 \text{ nF}$, poliestere 400 V, $\pm 10\%$
 $C_4 = 5,2 \text{ }\mu\text{F}$, poliestere 160 V, $\pm 10\%$ collegam.
 in parallelo di 5 condensatori C 296 AA/1M
 e di un condensatore C 296 AA/220K
 $C_5 = 15 \text{ nF}$, carta 700 V, $\pm 10\%$
 $C_6 = 10 \text{ }\mu\text{F}$, elettrolitico 200 V, $-10/+50\%$

- $C_7 = 33 \text{ nF}$, poliestere 160 V, $\pm 10\%$
 $C_8 = 1250 \text{ }\mu\text{F}$, elettrolitico 16 V, $-10/+50\%$

Induttori

- $L_1 = 2,2 \text{ mH}$, choke
 $L_2 = 85 \text{ }\mu\text{H}$, bobina unità di deflessione AT 1020
 $L_3 =$ unità di linearità AT 4036

Transistori:

- $TS_1 = AC 125$
 $TS_2 = AC 128$
 $TS_3 = AU 103$

Diodi:

- $D_1 = BY 118$
 $D_2 = DY 51$
 $D_3 = BYX 10$
 $D_4 = BYX 10$
 $D_5 = BYX 10$
 $D_6 = BYX 10$

Trasformatori *

- $T_1 =$ bobina oscillatore
 $T_2 =$ trasformatore pilota
 $T_3 =$ trasformatore di uscita

trasformatore di uscita formano insieme all'induttanza dell'unità di deflessione e del trasformatore finale un circuito risonante LC da cui dipende la durata del tempo di ritorno.

Il condensatore C_4 serve per la necessaria « correzione a S » della corrente di deflessione. Per impedire perdite eccessive cau-

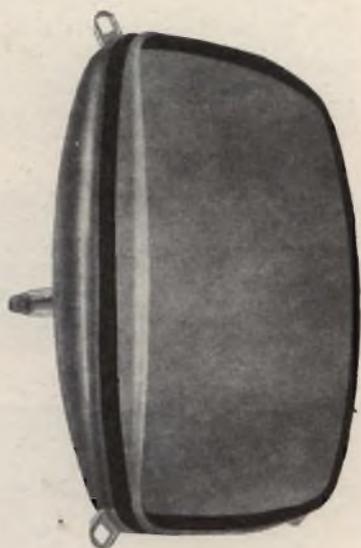
sate dalla corrente di deflessione, il condensatore C_4 attraverso il quale scorre questa corrente, dovrà essere del tipo con resistenza in serie di basso valore (a basse perdite).

* Nel prossimo numero daremo i dati di costruzione di questi componenti.

I TIPI DI CINESCOPI AUTOPROTETTI RAYTHEON-ELSI SONO STATI APPROVATI DAI PRINCIPALI ENTI MONDIALI DEL SETTORE TRA I QUALI L'UNDERWRITER LABORATORIES, IL CANADIAN STANDARDS, IL VERRAND DEUTSCHER ELEKTROTECHNIKER (VDE). OTTEMPERANO ALLE NORME SULLA SICUREZZA DEI TELEVISORI SECONDO LE PRESCRIZIONI CNR - CEI / AEI (112/11 EDIZ. VIII - 63 CAP. 3° SEZ. 12)

cinturato

12 16" 19" 23" 25"



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



Sequenza filmata della prova d'implosione: una sfera di acciaio (12" impatta sul centro della faccia del cinescopio cadendo con moto pendolare dall'altezza di 2 metri.

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

**★ Nessuna proiezione
di frammenti!**

RAYTHEON

RAYTHEON - ELSI S.P.A.

PALERMO

FILIALE ITALIA: Piazza Cavour 1 - MILANO

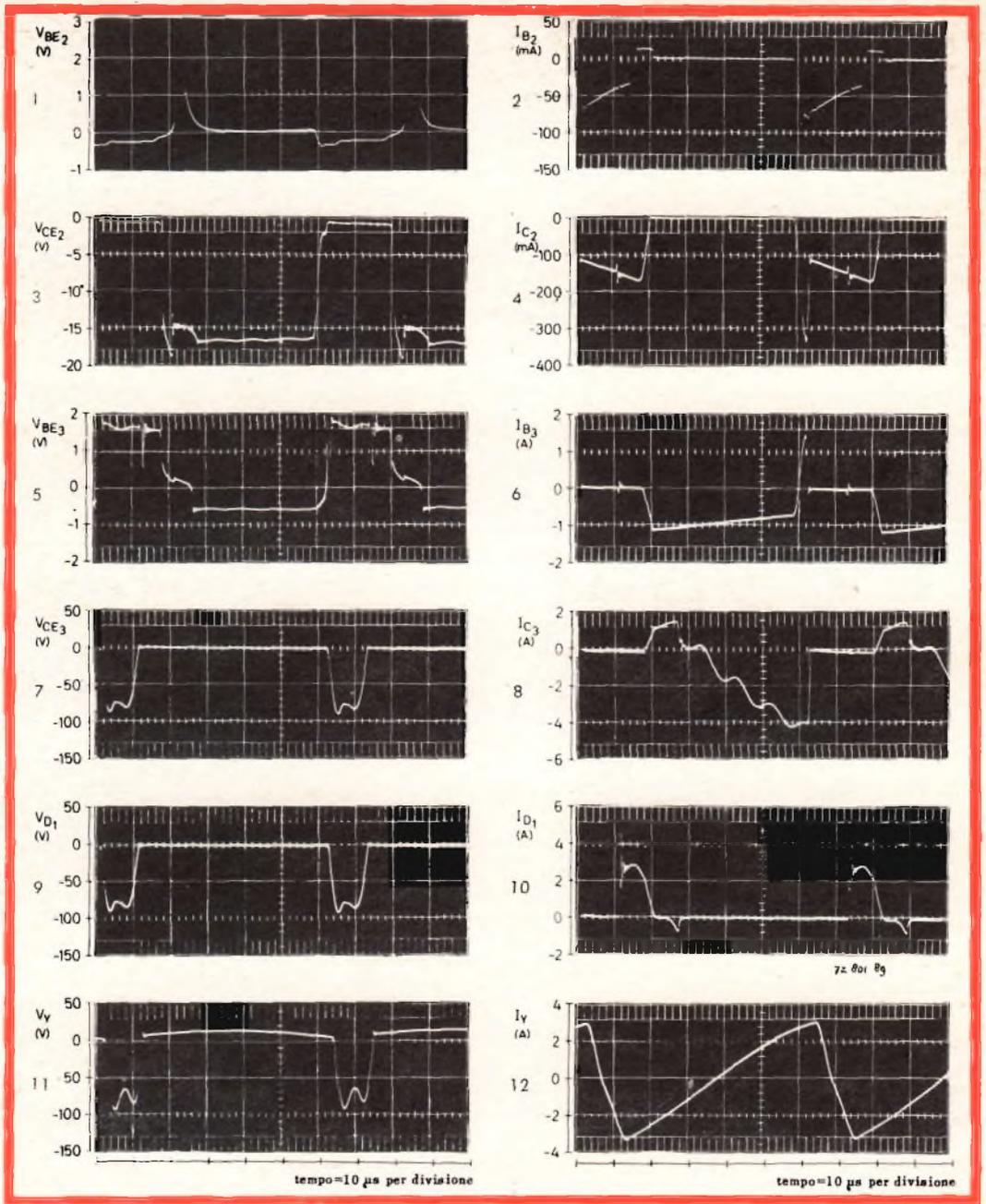


Fig. 5 - Oscillogrammi riferentisi alle formé d'onda delle tensioni e delle correnti del circuito di fig. 4.

Leggenda degli oscillogrammi sopra riportati

1. Tensione base-emittore del transistore pilota TS₂
2. Corrente di base del transistore TS₂

3. Tensione «collettore-emittore» dal transistore pilota TS₂
4. Corrente di collettore del transistore TS₂
5. Tensione base-emittore del transistore finale TS₃

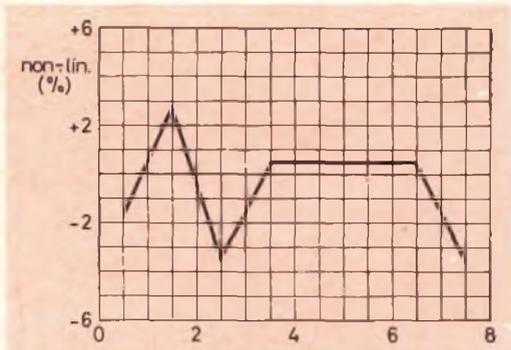


Fig. 6 - Linearità della scansione ottenuta nella base dei tempi di riga con stadio finale con ricupero in parallelo. Sulle ascisse è indicato il tempo secondo le unità di divisione del monoscopio.

6. Corrente di base del transistor finale TS₃
7. Tensione collettore-emettitore del transistor finale TS₃
8. Corrente di collettore del transistor finale TS₃
9. Tensione agli estremi del diodo D₁
10. Corrente attraverso il diodo D₁
11. Tensione agli estremi della bobina di deflessione e della bobina di linearità collegate in serie
12. Corrente attraverso la bobina di deflessione.

Trasformatore finale

Il trasformatore finale AT 2042 è stato progettato per essere impiegato negli stadi finali di riga con ricupero in parallelo, alimentato con tensione di 11 V, e negli stadi finali con ricupero serie-parallelo alimentati con tensione di 5 V come più avanti indicato.

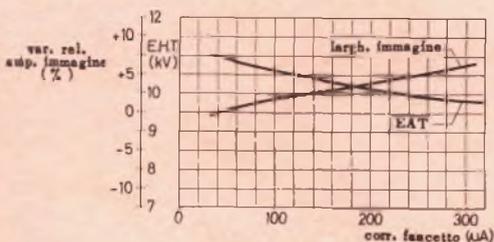


Fig. 7 - Variazione dell'EAT e dell'ampiezza dell'immagine in funzione della corrente del fascetto del cinescopio.

Per questo motivo, il primario di questo trasformatore è munito di una presa derivata su di un punto ben determinato dell'avvolgimento alla quale è collegato il diodo di ricupero. In questo stesso trasformatore si trovano inoltre gli avvolgimenti per l'EAT e per le altre tensioni necessarie al funzionamento del cinescopio A 28-13 W. In particolare gli avvolgimenti qui sotto elencati forniscono le seguenti tensioni (vedi anche la fig. 16 della prossima puntata).

Avvolgimento S₃:

fornisce l'EAT. Dopo il raddrizzamento operato dal diodo D₂ (DY 51) si ricava una tensione di + 11 kV.

Avvolgimento S₄:

fornisce la tensione di alimentazione del transistor dello stadio finale video del ricevitore e quella per il 1° anodo e per l'elettrodo acceleratore del cinescopio. In particolare, a) dal diodo D₄ (BYX 10) si ricava una tensione di -70 V per l'alimentazione del transistor finale video (raddrizzamento del **dente di sega** di scansione); b) dal diodo D₃ (BYX 10) si ricava una tensione di + 560 V da applicare agli elettrodi g₂ e g₃ del cinescopio (raddrizzamento dell'**impulso di ritorno**).

Avvolgimento S₅:

fornisce la tensione per il controllo della luminosità del cinescopio del diodo D₅ (BYX 10) si ricava una tensione di -125 V.

Avvolgimento S₆:

fornisce la tensione per l'accensione del filamento del diodo termoionico D₅ (DY 51). Dalle prese 6-7 e 7-8:

si ricavano impulsi di tensione simmetrica di 60 V da impiegare nel circuito per il controllo del guadagno (C.A.G. « gated ») e nel circuito per il controllo della frequenza di riga (C.A.F.).

L'accoppiamento tra l'avvolgimento per l'EAT (S₃) e l'avvolgimento primario (S₁) è stato studiato in modo da realizzare il migliore « accordo sulla terza armonica ».

TABELLA I - POTENZA ASSORBITA DAI VARI CIRCUITI

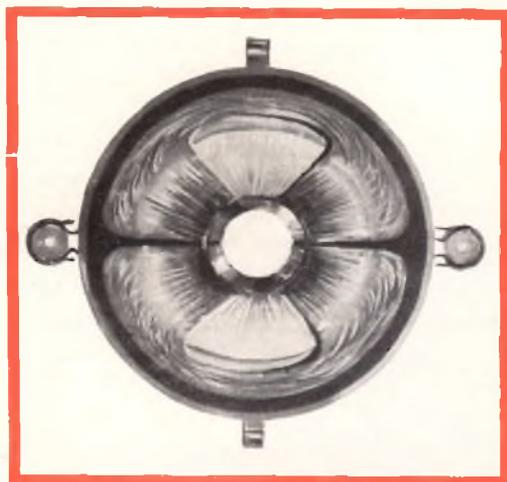
Tipo di circuito	Circuito con ricupero in parallelo	Circuito con ricupero in serie	
		senza carico sulla tensione rialzata	con carico di 400 mA sulla tensione rialzata
Tensione di alimentazione Tensione « rialzata »	11 V	5 V 11 V	5 V 10,2 V
Potenza assorbita: con corrente del fascetto di 20 μ A e senza carico dovuto all'alimentazione del transistor amplificatore video e all'alimentazione degli elettrodi g_2 e g_1 del cinescopio	4 W	5 W	12 W
con corrente del fascetto di 300 μ A e con carico di 0,7 W dovuto all'alimentazione del transistor amplificatore video e con carico di 0,25 W dovuto all'alimentazione degli elettrodi g_2 e g_1 del cinescopio	8,5 W	10 W	16 W
Stadio pilota	0,3 W	0,3 W	0,3 W
Stadio oscillatore	0,1 W	0,1 W	0,1 W

Scarica dell'EAT

È possibile che si verifichino scariche dell'EAT, a) tra gli elettrodi del cinescopio; b) tra gli elettrodi del diodo raddrizzatore; c) oppure che possano essere prodotte di proposito, nel laboratorio di servizio, per controllare la presenza dell'EAT. La produzione di queste scariche può dar luogo alla formazione, nel trasformatore di riga, di transistori di corrente di notevole intensità e di elevati picchi di tensione.

Se si trattasse di circuiti destinati a normali televisori con cinescopio da 110°, date le elevate potenze in gioco, si dovrebbero prevedere circuiti di reazione piuttosto complicati per impedire che il transistor finale venga danneggiato da siffatte scariche. Nel nostro caso, trattandosi di televisori di piccole dimensioni equipaggiati con cinescopi con angolo di deflessione di 90°, l'energia in gioco è minore. Oltre a ciò, nel nostro caso, il transistor AU 103 è chiamato a fornire una potenza molto inferiore alla massima che può erogare.

Pertanto, per proteggere il transistor finale TS₃ dai distruttivi effetti delle scariche dell'EAT sarà sufficiente un dispositivo limitatore di corrente costituito da un semplice resistore (R₅).



Unità di deflessione AT 1020 adatta per il cinescopio da 11" tipo A 28 - 13 W

ALTOPARLANTI

SERIE MUSICAL

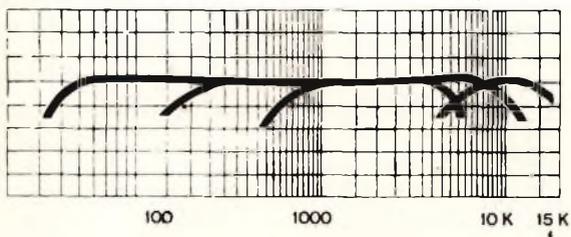
IREL

sigla dell'altoparlante IREL

una lettera indica la serie e individua così il tipo di curva di risposta;

uno o due numeri indicano in centimetri il diametro dell'altoparlante circolare oppure i diametri dell'altoparlante ellittico;

l'ultimo numero indica l'energia magnetica in mWs.

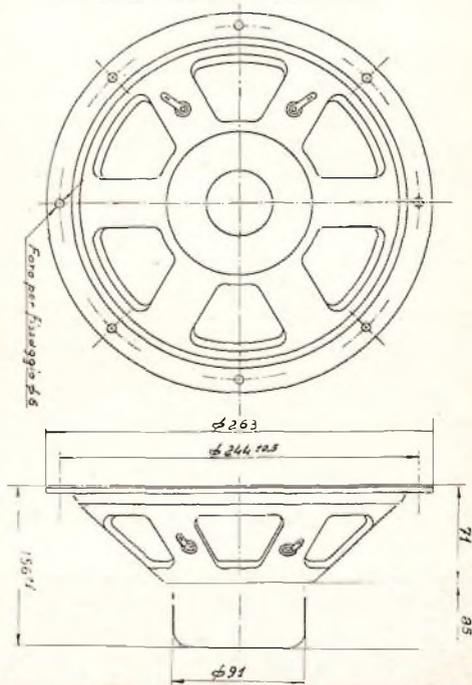


La serie Musical comprende altoparlanti per complessi « alta fedeltà », e precisamente:
Tweeter (MT) per la riproduzione delle frequenze alte;
Woofer (MW) per la riproduzione delle frequenze basse;
Extended Range (ME), gamma estesa.



ME/25/381

Potenza: 8 W
Impedenza: 8 ohm
Induzione: 12.800
Frequenza di risonanza: 80 HZ
Gamma utile: 60 ÷ 10.000



IREL

industrie radio elettriche liguri: via leopardi 27 - milano (italia)
telefoni: 897.660 - 898.361 - 867.058 - indirizzo telegrafico: IRE LUC

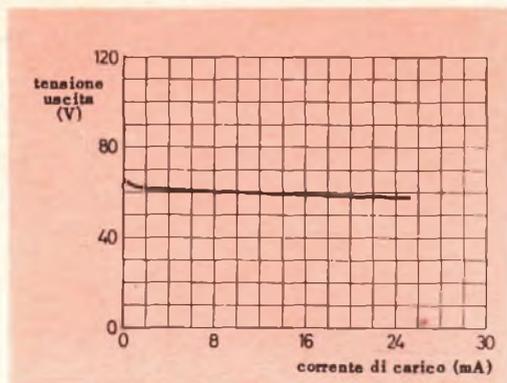


Fig. 8 - Tensione di uscita dell'alimentatore dell'amplificatore video in funzione della corrente di carico.

PRESTAZIONI DEL CIRCUITO

Il circuito elettrico completo dello stadio finale di riga è indicato in fig. 4. Le forme d'onda delle correnti e delle tensioni misurate sono indicate dagli oscillogrammi di fig. 5.

Consumo di potenza

Nella tabella I sono riportati i valori della potenza consumata nelle varie sezioni dello stadio finale di riga, in varie condizioni di funzionamento. Lo stadio è alimentato da una tensione stabilizzata con valore di 11 V.

Linearità

La linearità della scansione offerta da questo circuito di deflessione è stata misurata sullo schermo del cinescopio A 28-13 W e riportata graficamente in fig. 6. Il massimo valore di non-linearità è del 3,5%. Queste misure sono state effettuate secondo le prescrizioni della International Electronic Commission (I.E.C.).

Regolazione dell'EAT e variazione della ampiezza dell'immagine

In fig. 7 è riportato il valore dell'EAT in funzione del carico. Dal grafico si ricava che il valore dell'impedenza interna è 4,0 MΩ. In questa stessa figura viene riportata inoltre anche la variazione dell'ampiezza dell'immagine in funzione del carico (corrente del fascetto).

La larghezza dell'immagine aumenta del 4% quando la corrente del fascetto passa da 30 μA a 200 μA.

Alimentazione dell'amplificatore video

In fig. 8 è riportata la tensione di uscita dell'alimentatore video in funzione della corrente di carico. Dal grafico risulta che l'impedenza interna è di 200 Ω.

(Da « Application Information » - N. 243)

(continua)

Il trasformatore di uscita di riga AT 2042 e l'unità di deflessione AT 1020 sono reperibili presso tutte le sedi G.B.C. con numero di catalogo rispettivamente di M/979-6 e di M/886-6.

FIRENZE

V.le Belfiore, 8-10 r

Telef. 486.303



LIVORNO

Via della Madonna, 48

Telef. 31.017

LA DISTORSIONE negli amplificatori

Si descrivono i principali tipi di distorsione che possono verificarsi in amplificatori a valvole o a transistori. Ci si sofferma in particolare sulla distorsione di ampiezza che tanta importanza assume negli amplificatori audio i quali possono considerarsi di « alta qualità » nella misura in cui sono esenti da questa forma di distorsione.

La caratteristica essenziale che deve possedere un circuito amplificatore è di poter riprodurre nel suo circuito di uscita la stessa forma (ovviamente amplificata) che il segnale aveva nel suo circuito di ingresso. Così, se nel circuito d'ingresso inseriremo un segnale avente la forma di una sinusoide, nel circuito d'uscita dovremo ricavare questo segnale amplificato ma avente sempre forma sinusoidale; parimenti, se applicheremo all'ingresso una onda quadra dovremo ritrovare questa onda quadra (amplificata) anche nel circuito di uscita. Se ciò non si verifica, se cioè la forma d'onda del segnale nel circuito di uscita dell'amplificatore è diversa dalla forma d'onda che lo stesso segnale aveva nel circuito d'ingresso, diciamo che il dispositivo amplificatore (valvola o transistor) ha prodotto insieme all'amplificazione anche **la distorsione** del segnale. La distorsione può essere di tre tipi o di una combinazione di questi tipi. Cominciamo con la distorsione di frequenza.

Distorsione di frequenza

Questo tipo di distorsione si ha tutte le volte che il guadagno dello stadio amplificatore non è uguale per tutte le frequenze dei segnali che vengono applicati al suo ingresso. Per esempio, avrà una forte distorsione di frequenza quell'amplificatore audio che amplificherà 30 volte un segnale avente la frequenza di 1000 Hz e amplificherà invece solo 3 volte un altro segnale avente la frequenza di 15.000 Hz. Diremo quindi che il segnale avente la frequenza di 15.000 Hz subisce una perdita di amplificazione di 20 dB rispetto all'amplificazione del segnale con frequenza di 1000 Hz ($30/3=10$; $20 \log 10 = 20 \text{ dB}$). Molto probabilmente con un amplificatore come questo voi non potrete udire il suono dei cimbali, dei triangoli e di altri strumenti che producono note con frequenza elevata. Che cosa vuol dire la frase « risposta in frequenza » di un amplificatore? In genere si vogliono determinare con questa espressione i **limiti** superiore e inferiore di frequenza en-

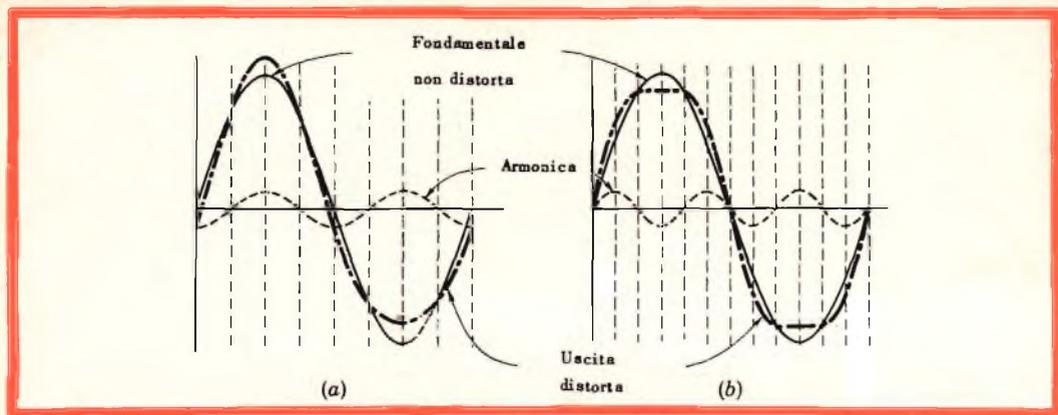


Fig. 1 - Effetto della distorsione di fase sulla forma d'onda del segnale: a) segnale d'ingresso; b) segnale di uscita.

tro i quali la distorsione del segnale è accettabile. Salvo diversamente specificato, questi limiti vengono fissati a quelle frequenze in corrispondenza delle quali il segnale ha una diminuzione di amplificazione di 3 dB (e cioè, i segnali a questi limiti hanno un valore di 0,707 V rispetto al valore di 1 V alle frequenze intermedie).

Questo genere di distorsione è dovuta alla **variazione del valore dell'impedenza del carico; variazione dovuta a componenti induttive o capacitive del carico stesso.**

Distorsione di fase o ritardo

In molti circuiti amplificatori la forma d'onda del segnale di uscita è sfasata di 180° rispetto alla forma d'onda del segnale applicato all'ingresso; l'amplificatore cioè, effettua uno « spostamento di fase » di 180° del segnale, e ciò non sarebbe un inconveniente. La distorsione di fase si ha solo quando l'entità dello spostamento di fase **varia** al variare della frequenza del segnale applicato all'ingresso e l'entità di questo spostamento varia quindi al variare della frequenza. Per esempio, negli amplificatori con accoppiamento RC vedremo che lo spostamento di fase della tensione del segnale di uscita varia dal **valore « ideale »** di 180° alle frequenze intermedie ad un **valore « ritardato »** (per es. di 130°) alle basse fre-

quenze, e ad un valore anticipato (per es. di 120°) alle frequenze elevate. Siccome, effettivamente, uno spostamento nella fase del segnale corrisponde anche ad una variazione nel tempo, ecco che questo tipo di distorsione viene chiamata **distorsione di ritardo** (delay distortion). Negli amplificatori video (televisione), la distorsione di ritardo negli oggetti di superficie larga (basse frequenze) produce il cosiddetto « smearing », in quelli invece molto piccoli, e cioè nel dettaglio (frequenze elevate) produce il noto « blurring ».

La fig. 1 dà una rappresentazione **visiva** dell'effetto della distorsione di fase sulla forma d'onda del segnale. Il segnale applicato all'ingresso dell'amplificatore è costituito da una frequenza fondamentale e dalla sua terza armonica in **fase**. Il segnale d'ingresso composto e le relative componenti sono rappresentate in fig. 1a. Per le forme d'onda del segnale all'uscita dell'amplificatore (fig. 1b) si suppone che la componente con frequenza fondamentale abbia mantenuto la stessa fase che aveva all'ingresso mentre la componente di terza armonica del segnale di uscita si suppone che abbia subito uno spostamento di fase di 180° . Ciò può benissimo verificarsi in un amplificatore a più stadi. Si osservino bene come le due forme d'onda del segnale composto di uscita siano fortemente cambiate in seguito allo sfasa-

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

MILANO - VIA MOSCOVA 40/7

ROMA - VIA F. REDI, 3

Telefono 86 92 02



CARATTERISTICHE

Gamma di frequenza VHF	48 - 80, 80 - 140, 140 - 260 MHz
Gamma di frequenza UHF	450 - 800 MHz
Impedenza d'ingresso	75 Ω sbilanciata 300 Ω bilanciata con balun esterno
Sensibilità	da 20 μ V a 10.000 μ V e con divisore esterno fino a 0,1 V
Precisione di frequenza	entro \pm 1,5%
Precisione sensibilità	entro \pm 3 dB in VHF entro \pm 6 dB in UHF
Banda Passante FI	da 250 kHz a 350 kHz circa
Transistori e diodi usati	5 - 2 G 140, 1 - AFZ 12, 2 - 1 N 82, 2 - 1 G 26, 1 - 0 A 159
Alimentazione	da una batteria a 4,5 V tipo normale
Durata media batteria	100 ore circa di funzionamento intermittente

MISURATORE DI CAMPO UHF VHF

Dimensioni	senza borsa 23x13x9 cm con borsa 22,5x15x10 cm
Peso	senza borsa kg 2,100 con borsa kg 2,900
Accessori	Borsa in cuoio Divisore ester. rapp. 1:10 Balun 75 - 300 Ω

mento di 180° della III componente armonica.

Distorsione di ampiezza

Se il guadagno di un amplificatore varia in base all'ampiezza del segnale applicato al suo ingresso, quell'amplificatore produce o « soffre » **distorsione di ampiezza**. Facciamo un esempio numerico e riferiamoci alla tabella I.

Si noti come, mentre il segnale d'ingresso vada crescendo via via, il segnale di uscita corrispondente e in particolare gli ultimi tre valori vadano decisamente « livellandosi » mentre il guadagno decresce.

Questo amplificatore, oltre i 3 V del segnale d'ingresso produce **distorsione di ampiezza**.

La fig. 2 indica una curva caratteristica mutua con la curvatura di proposito esagerata. Si osservi come tutti i segnali applicati in griglia (per es. E_{g1} , E_{g2}) che rimangono entro il tratto lineare della curva caratteristica dinamica (da **a** a **b**) vengono amplificati senza subire alcuna di-

TABELLA I

Livello segnale d'ingresso (V)	Livello segnale d'uscita (V)	Guadagno
1	10	10
2	20	10
3	30	10
4	34	8,5
5	35	7
6	36	6

storsione. Viceversa, i segnali la cui ampiezza **oltrepassa** il tratto lineare di detta caratteristica mutua (per es. E_{g3}) subiscono l'appiattimento dei loro picchi. Ora, siccome la distorsione di ampiezza è dovuta al funzionamento in un tratto non lineare della curva, essa viene anche chiamata **distorsione non-lineare**.

Quando si verifica la distorsione non-lineare o di ampiezza la forma d'onda del segnale di uscita non è più una sinusoidale. La forma complessa dell'onda risultante è formata dalla frequenza originale del segnale e dalle sue armoniche pari. Nei casi peggiori, quando si ha l'appiatti-

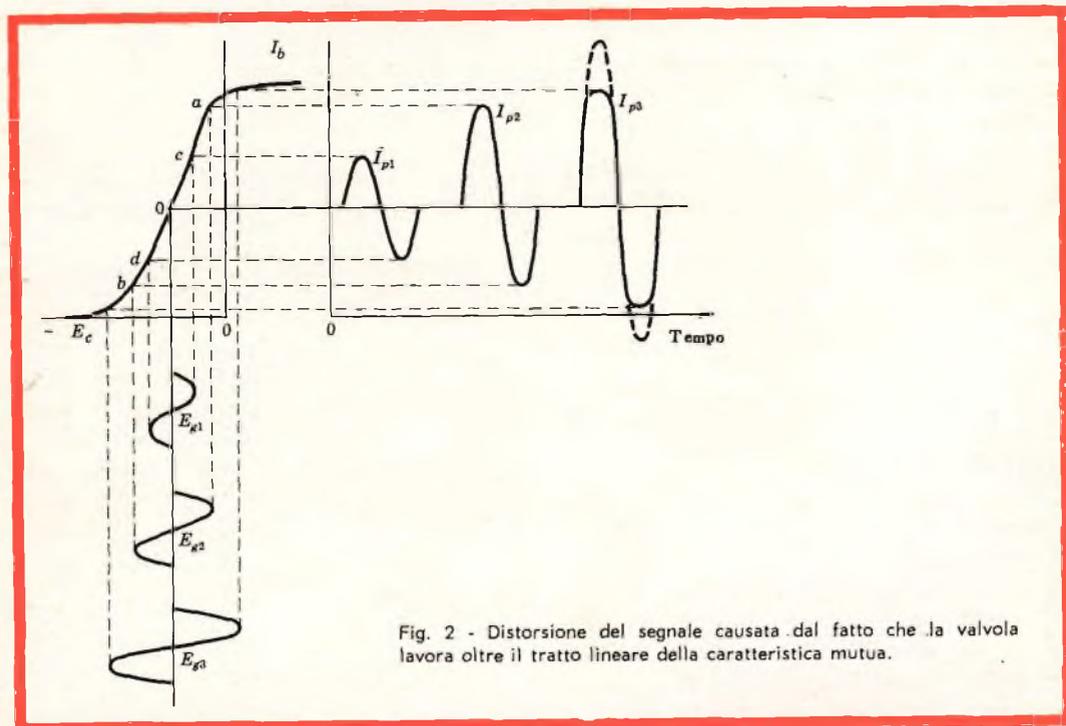


Fig. 2 - Distorsione del segnale causata dal fatto che la valvola lavora oltre il tratto lineare della caratteristica mutua.

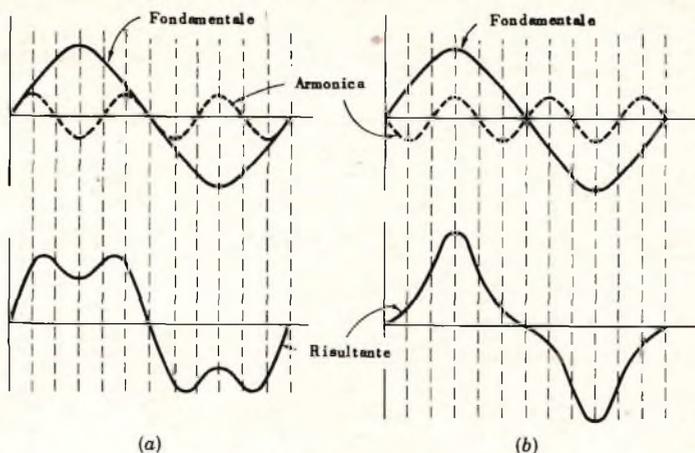


Fig. 3 - Contenuto di armoniche presente in onde aventi distorsione di ampiezza.

mento di entrambi i picchi, si producono anche armoniche dispari. L'esatto contenuto delle armoniche (la loro ampiezza e la loro frequenza) può essere computato per via matematica mediante le serie di Fourier. Ad ogni modo, mediante un'analisi grafica del fenomeno possiamo già vedere (fig. 3) come l'aggiunta delle armoniche possa « appiattire » o « appuntire » un'onda sinusoidale. Sommando algebricamente punto per punto le armoniche con la fondamentale possiamo renderci conto delle verità di quanto detto sopra. Siccome, in definitiva, la distorsione di ampiezza prodotta dal funzionamento del tubo nella zona non lineare della caratteristica, si traduce in una produzione di armoniche, ecco che questa forma di distorsione ha ancora un altro nome, e cioè **distorsione di armonica**.

Nei complessi per la riproduzione del suono con alta fedeltà, spesso si deve considerare anche un altro tipo di distorsione, la **distorsione per intermodulazione**. Questa in verità, non è un quarto tipo di distorsione ma piuttosto un'altra versione della distorsione non lineare e si verifica solo per il fatto che viene applicata contemporaneamente all'ingresso dell'amplificatore più di una frequenza.

Per spiegare meglio ciò, facciamo una piccola digressione e parliamo di suoni musicali.

Tutti gli strumenti musicali, quando e-

mettono una sola « nota », producono una frequenza fondamentale più le armoniche di questa frequenza. Queste armoniche non sono suoni spiacevoli; tutt'altro! Il loro « ordine » e la loro « intensità » conferisce al suono una sua caratteristica ed è proprio per le armoniche che riusciamo a distinguere una stessa nota prodotta da due strumenti diversi. Quando più strumenti suonano contemporaneamente, si producono ovviamente molte frequenze fondamentali, e quindi anche molte armoniche di queste frequenze. Anche in questo caso, se le combinazioni delle note di questi strumenti sono ben disposte (accordi musicali) si ha una sensazione piacevole, e ciò in realtà è il piacere offerto da un brano di musica. Se però la combinazione è errata (per esempio, inserendo una frequenza dispari) si ha la cosiddetta « stonatura » il cui sgradevole effetto è ben conosciuto.

Ritorniamo in campo elettronico. Un principio basilare di tutti gli amplificatori dice che, **se vengono applicate all'ingresso di un amplificatore non lineare due o più frequenze, all'uscita dell'amplificatore si avrà:**

- 1) le frequenze originali
- 2) le armoniche di tutte le frequenze originali
- 3) la componente in c.c.
- 4) le frequenze somma e differenza.

L'ultima caratteristica è quella che ci interessa. Bisogna qui dire che, in molti casi, il funzionamento di un amplificatore nel tratto non lineare della caratteristica è di proposito cercato; la modulazione, nei trasmettitori modulati di ampiezza (AM), la demodulazione nei ricevitori, la conversione di frequenza o mescolazione nei ricevitori supereterodina, tutte si basano su questo principio, non però negli amplificatori audio dove questo funzionamento produce frequenze non desiderate e discordanti. Facciamo un esempio: supponiamo che vengano applicate all'ingresso dell'amplificatore il segnale di una nota a 400 Hz (con le armoniche, 800, 1200, 1600 Hz) e, il segnale di una nota a 1800 Hz (con le rispettive

armoniche di 3600, 5400 e 7200 Hz). Supponiamo che quest'accordo produca una sensazione piacevole all'orecchio. Se l'amplificatore non è lineare, compariranno all'uscita tutte e due le frequenze fondamentali, insieme a tutte le rispettive armoniche. Ciò produrrà ancora una sensazione armoniosa anche se le nuove armoniche cambieranno la qualità del suono. Ma oltre a queste avremo all'uscita anche le **frequenze somma e differenza** e cioè 2200 e 1400. Questi due « prodotti » dell'intermodulazione (e cioè la nota a 400 Hz che modula quella a 1800 Hz) non « si combinano » armonicamente con nessuna delle frequenze originali e sono quindi discordanti.

L. C.

E di queste settimane la notizia, pubblicata su un giornale inglese, che la maggior parte dei bimbi abituati ad assistere agli spettacoli televisivi sviluppa la capacità di « leggere » appena incomincia a parlare, cioè a dire alle soglie del secondo anno di vita.

Così riferita, la notizia è certamente sorprendente; ma vediamo di approfondirla e di darle il suo giusto valore con l'aiuto degli psicologi. È un dato di fatto che i « meccanismi associativi » sono presenti nel bambino fin dai primissimi mesi di vita; ogni tipo di associazione acquisita dal neonato costituisce un esempio di quelle forme elementari di attività mentale che confluiscono (come gli istinti e le abitudini) nella cosiddetta « intelligenza senso-motoria », dalla quale si sviluppano successivamente le forme più evolute del comportamento intelligente.

La suddetta notizia è da interpretare come una chiara esemplificazione dei seguenti processi: attraverso ripetute esperienze (in questo caso quelle degli spettacoli televisivi) si forma nella mente del bimbo un legame associativo fra l'immagine della parola scritta che appare sullo schermo e il suono ad essa corrispondente; quindi con lo sviluppo della facoltà di parlare l'infante riesce a imitare il suono rievocato dall'immagine, « come se legasse » la parola. Si intende che questo risultato avrebbe utilità solamente nel caso che il bambino fosse in grado di riconoscere il « significato » della parola che ha imparato a ripetere. A questo proposito è bene rilevare che il mondo degli oggetti e degli eventi noti al bambino ha limiti piuttosto ristretti; soltanto in questi limiti è possibile al bambino attribuire un significato e denominare gli oggetti. Queste osservazioni aprirebbero il campo a considerazioni di grande interesse e attualità: la serie di stimolazioni alle quali il bambino è oggi sottoposto determina la presenza nella sua mente di una grande varietà di nozioni. Queste nozioni però devono essere sistemate, ossia riconosciute e anche riferite a determinati sistemi di valore (bello, meno bello, brutto; buono, meno buono, cattivo). Nell'ambiente meno stimolante delle generazioni passate, il numero delle nozioni ricevute non superava le capacità di assimilazione del bambino. Oggi il pericolo è che il bambino assorba meccanicamente e disordinatamente, senza avere il tempo per assimilare e integrare le nozioni che gli provengono dal mondo esterno.

ALIMENTATORI STABILIZZATI

Come alimentatore stabilizzato si intende un apparato che sia in grado di mantenere costante una delle due grandezze in uscita: tensione o corrente.

Si considerano nel seguito i circuiti fondamentali.

Alimentatore di corrente costante

Ricordando che il generatore ideale di corrente deve presentare una impedenza infinita guardandolo dai morsetti d'uscita si può pensare di realizzare un alimentatore stabilizzato mettendo in serie all'uscita una resistenza notevolmente superiore al carico, in modo che sia la prima a determinare la corrente circolante.

Inoltre affinché la tensione utilizzata rimanga costante è conveniente porre un tubo a gas subito dopo il filtro (fig. 1).

Un altro sistema usato per mantenere costante la corrente sfrutta la variazione della resistenza con la temperatura

Su esso si basano le « Amperiti » che sono costituite da un filo metallico contenuto in un bulbo riempito d'idrogeno, con

l'aumento della corrente cresce la resistenza del filo che posto in serie al carico riporta l'assorbimento nelle condizioni iniziali (fig. 2).

Alimentatore stabilizzato di tensione

Il tipo più semplice di stabilizzatore è costituito da un tubo a gas posto in parallelo al carico.

In questi tubi un incremento di corrente fa variare il grado di ionizzazione del gas e abbassa la resistenza interna, ma il prodotto $R \cdot I$ non varia, pertanto si ha ai capi del tubo e quindi del carico una tensione praticamente costante (fig. 3).

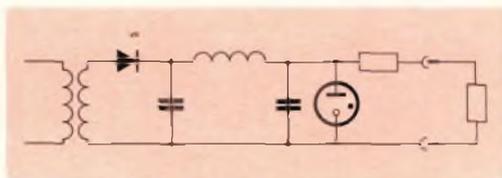


Fig. 1 - Alimentatore stabilizzato che utilizza dopo il filtro un tubo a gas per rendere costante la tensione utilizzata.

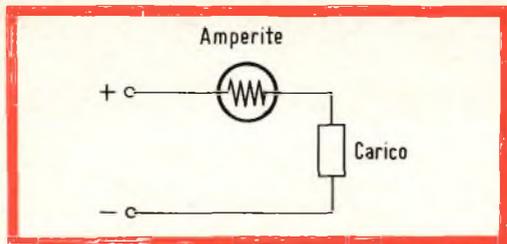


Fig. 2 - Utilizzazione delle « amperiti » per la stabilizzazione delle correnti.

Un'altro schema di regolazione comporta l'introduzione di una resistenza variabile in serie al carico, ottenendo in definitiva un partitore di tensione.

La regolazione si ottiene variando tale resistenza in modo controllato affinché la tensione sul carico rimanga costante (figura 4).

Un tubo a vuoto può essere considerato una resistenza variabile, infatti, la sua resistenza interna varia enormemente con la polarizzazione di griglia.

Pure su di un transistor si può fare avvenire una caduta di tensione che cambia con le cariche iniettate nella base.

La parte regolatrice di un tale alimentatore consta essenzialmente di tre parti: l'elemento variabile in serie, un rivelatore di errore, un amplificatore in corrente continua.

Si vedrà nel seguito come possono essere combinate queste funzioni ed inoltre come possa funzionare il circuito duale in cui invece dell'elemento in serie ne viene posto uno in parallelo.

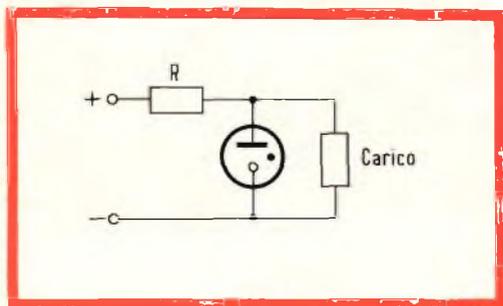


Fig. 3 - Circuito di un semplice stabilizzatore di tensione.

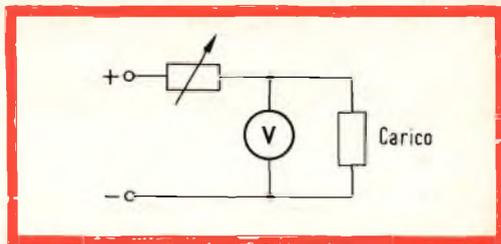


Fig. 4 - Regolatore di tensione attuato per mezzo di un partitore.

Regolatori con tubi elettronici

Nel circuito di fig. 6 si ha uno schema di principio di un regolatore con tubo elettronico in serie.

La polarizzazione sulla griglia è data dalla differenza fra le due tensioni $E_1 - E_2$, la prima è la tensione dell'utilizzatore, la seconda è una frazione della caduta che si ottiene da una batteria ausiliaria.

La resistenza R_1 ha solo il compito di limitare la corrente di griglia nelle varie condizioni di carico.

Regolando tale differenza si fa in modo che il carico assorba una certa corrente sotto la tensione che gli compete (fig. 6).

Quando aumenta la tensione in uscita dal raddrizzatore la tensione E_1 tende ad aumentare, per cui di conseguenza cresce la polarizzazione negativa di griglia, con aumento della resistenza interna del tubo in serie.

La maggior caduta di tensione su di esso fa sì che riportino sul carico le condizioni originali.

Si può anche sostituire la batteria con un tubo a gas che offre la necessaria tensione di riferimento.

Per l'alimentazione di esso si può prelevare direttamente la tensione dopo il filtro, mettendo in serie al tubo una resistenza abbastanza elevata che fa da partitore e da limitatore (fig. 5).

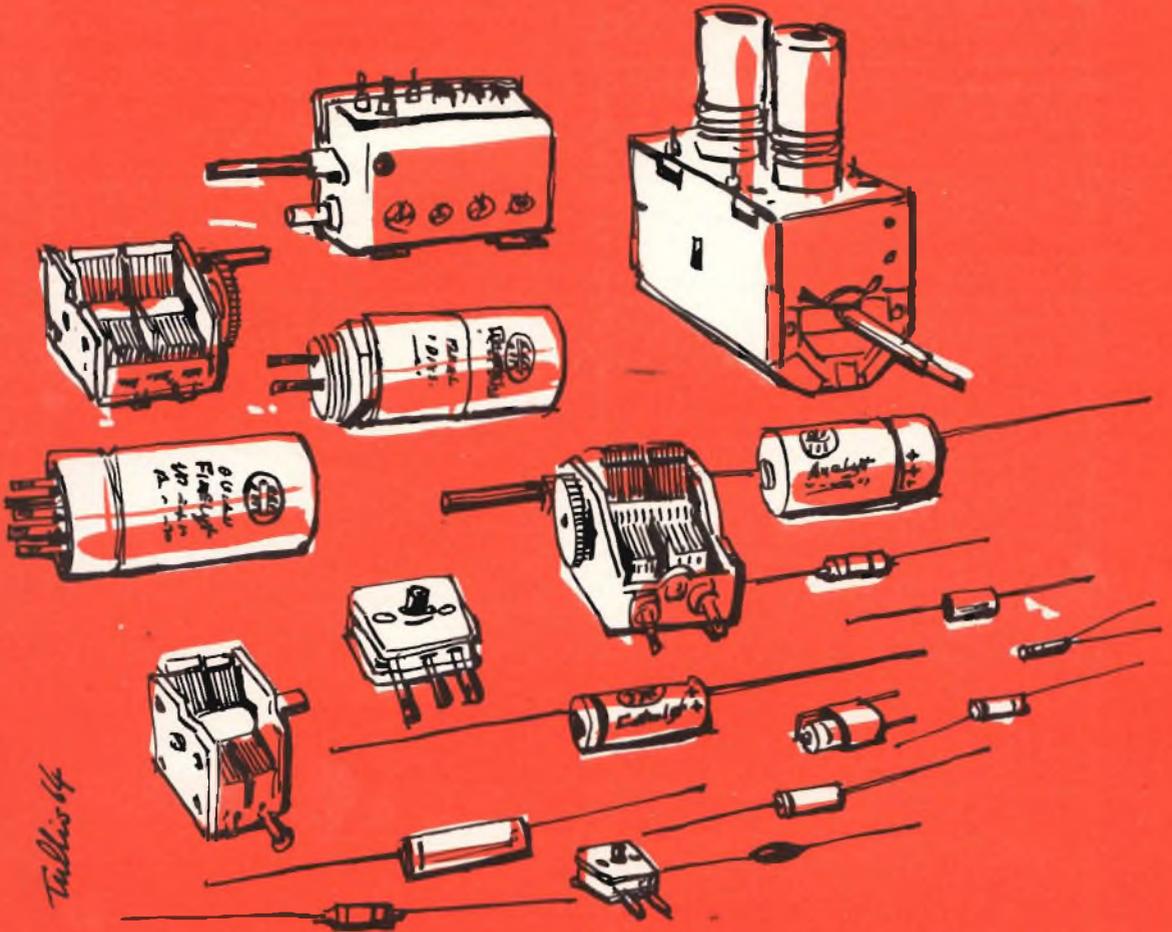
Il miglior risultato si ottiene però introducendo un amplificatore di tensione continua che valga anche come organo di comparazione fra la tensione di riferimento e quella prelevata dall'uscita (fig. 7).

cf

C.S.F. COMPONENTI ITALIA

DUCATI ELETTROTECNICA

componenti per radio e televisione



DUCATI ELETTROTECNICA S.p.A.

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

La prima è però prelevata sull'uscita per regolare l'inerzia del sistema alle brusche variazioni, mentre la seconda è presa da un opportuno partitore con una sola parte variabile al centro.

La funzione di queste resistenze in parallelo sull'uscita è anche quella di scaricare i condensatori di filtro quando il carico viene rimosso, e di impedirne successivi elevamenti di tensione.

L'aggiustamento su R_4 è fatto in modo di tenere la griglia di V_2 negativa in modo da limitare la corrente che attraversa sia il pentodo che R_1 posta fra griglia e catodo di V_1 .

Si ha così una leggera caduta su tale resistenza e la conseguente scarsa polarizzazione di V_1 permette una forte conducibilità di questo tubo.

Nel caso di un aumento di tensione del raddrizzatore la griglia del pentodo diventa più positiva e nel tubo passa una maggiore corrente.

Questa passando per R_1 aumenta la caduta su di essa e sposta la griglia del triodo verso il negativo. Cresce così la resistenza interna di tale tubo con conseguente diminuzione della tensione sul catodo e quindi sul carico.

Vi sono poi altri miglioramenti che verranno in seguito analizzati insieme al circuito che li utilizza.

Stabilizzatori con tubi elettronici

Hanno lo scopo di rimuovere le fluttuazioni che si verificano nella rete di alimentazione togliendo dall'uscita del raddriz-

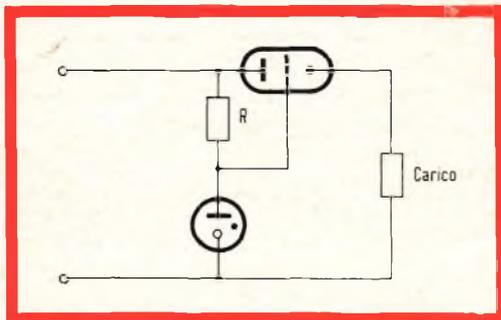


Fig. 5 - Circuito simile a quello di fig. 6 ma con tubo a gas al posto della batteria.

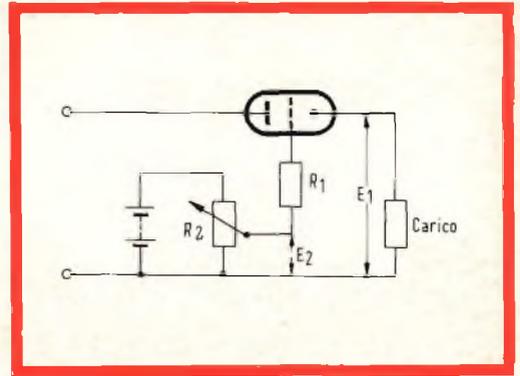


Fig. 6 - Schema di principio di un regolatore con tubo elettronico in serie.

zatore le componenti alternate sovrapposte alla tensione continua (fig. 8).

Attraverso il condensatore C arrivano sulla griglia del tubo i transitori di tensione.

Nel caso in cui si tenda ad innalzare la tensione in uscita si ha uno spostamento della polarizzazione di griglia nel senso di aumentare la conducibilità del tubo.

L'assorbimento maggiore porta a neutralizzare l'aumento di tensione sul tubo e quindi sul carico che è posto in parallelo.

Alimentatori transistorizzati

La transistorizzazione dei circuiti elettronici ha portato allo scambio quantitativo delle grandezze richieste da un alimentatore, nel senso che vengono utilizzate notevoli correnti sotto basse tensioni.

È pertanto necessario modificare pure

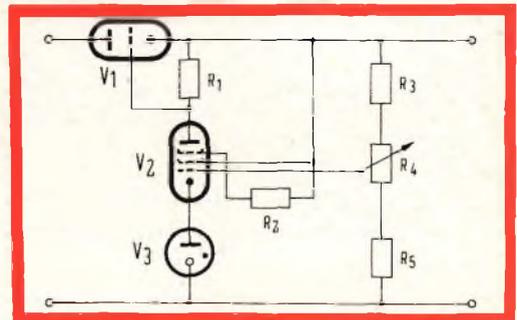


Fig. 7 - Schema di un regolatore completo di amplificatore di tensione continua.

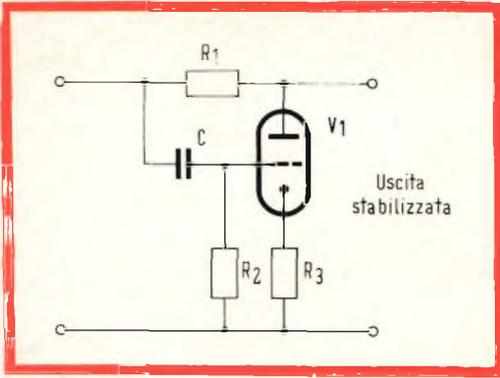


Fig. 8 - Schema elettrico di uno stabilizzatore a tubo elettronico.

gli alimentatori usando al posto della valvola in serie all'uscita un transistor di potenza che porti correnti dell'ordine dell'Ampère.

Se passiamo in rassegna i circuiti precedenti che utilizzano tubi, vediamo che nessuna variazione è conveniente per gli alimentatori a corrente costante perchè i dispositivi a semiconduttore che danno tensioni fisse ne forniscono con valori troppo bassi.

Pertanto la resistenza che deve determinare la corrente circolante risulterebbe troppo piccola per una buona stabilizzazione.

È invece conveniente l'uso dei diodi Zener come stabilizzatori di tensione posti in parallelo al carico (fig. 9).

Essi funzionano come tosatori nel senso che tagliano la tensione eccedente il va-

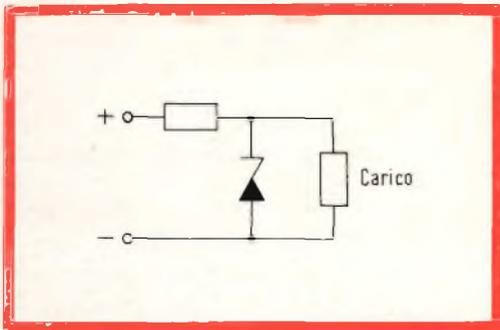


Fig. 9 - Schema di principio di un alimentatore stabilizzato a diodo Zener.

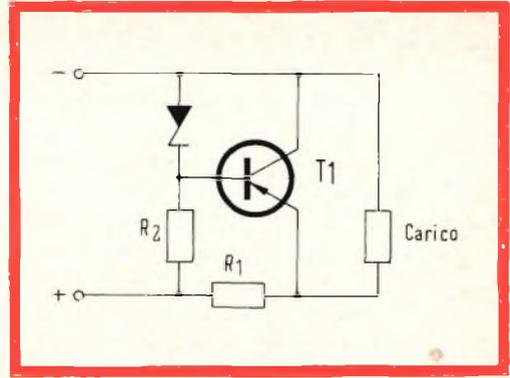


Fig. 10 - Schema elettrico di un alimentatore stabilizzato.

lore di rottura nella caratteristica inversa. Poichè tale caratteristica è molto ripida un lieve incremento di tensione porta ad un notevole aumento della corrente che passa nel diodo.

Questa può diventare anche alcune volte quella assorbita dal carico, pertanto occorre fare attenzione a non superare la potenza dissipabile nel diodo.

A tale scopo viene posta una resistenza limitatrice prima del parallelo diodo-carico.

Tuttavia per ovviare in modo totale all'inconveniente si può utilizzare un transistor di potenza per il drenaggio di elevate correnti.

La tensione V_{cb} di T_1 è mantenuta costante dal diodo Zener D, la cui corrente è limitata da R_2 (fig. 10).

Nel caso di un aumento di tensione crescono le cadute su R_2 e su R_1 in modo da rendere la base più negativa.

Si ha in tal modo una forte conducibilità del transistor, ciò riporta ai valori precedenti la tensione collettore-emettitore, che è poi la tensione sul carico.

Alimentatori con transistori in serie

Il tipo più comune di alimentatore è quello che ha il dispositivo che funziona da resistenza variabile, in serie al carico; esso proviene direttamente dalla transistorizzazione del circuito di fig. 7.

Quando la tensione cresce il punto A

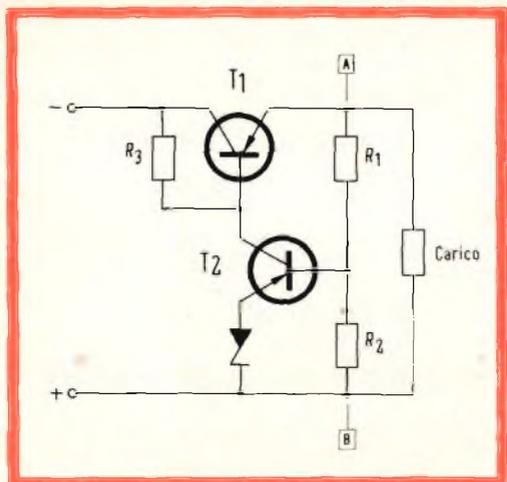


Fig. 11 - Circuito fondamentale di un alimentatore stabilizzato con transistori in serie.

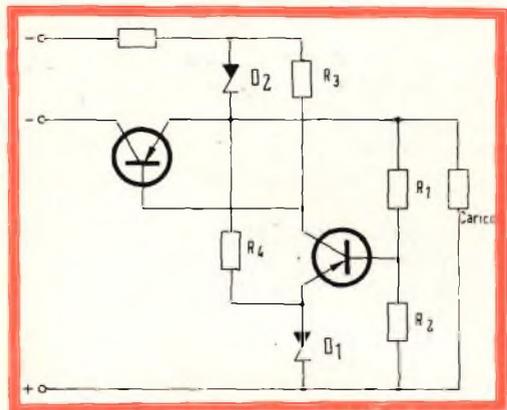


Fig. 12 - Alimentatore stabilizzato a transistori con due generatori separati.

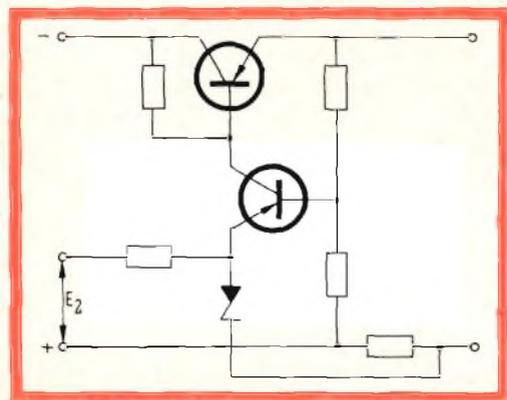


Fig. 13 - Alimentatore stabilizzato impiegante una controreazione positiva.

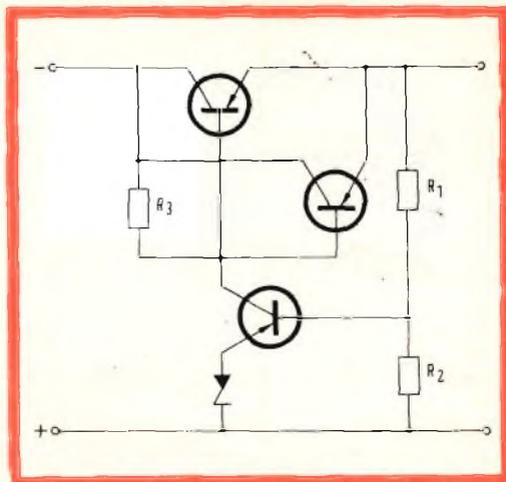


Fig. 14 - Alimentatore stabilizzato con due transistori in parallelo.

diventa più negativo quindi nel rapporto di ripartizione fra le due resistenze R_1 e R_2 pure la base del transistor T_2 diventa più negativa rispetto all'emettitore la cui tensione è fissata dal diodo Zener e, in definitiva, si ha un aumento della corrente di collettore (fig. 11).

La tensione sulla base del transistor T_1 diminuisce e ne fa crescere la resistenza.

In tal modo abbiamo una riduzione della corrente di T_1 ed aumentando di conseguenza la caduta su esso riporta la tensione sul carico ai valori precedenti.

In questo circuito fondamentale si possono introdurre diversi miglioramenti, che permettono un funzionamento, che si avvicina a quello ideale.

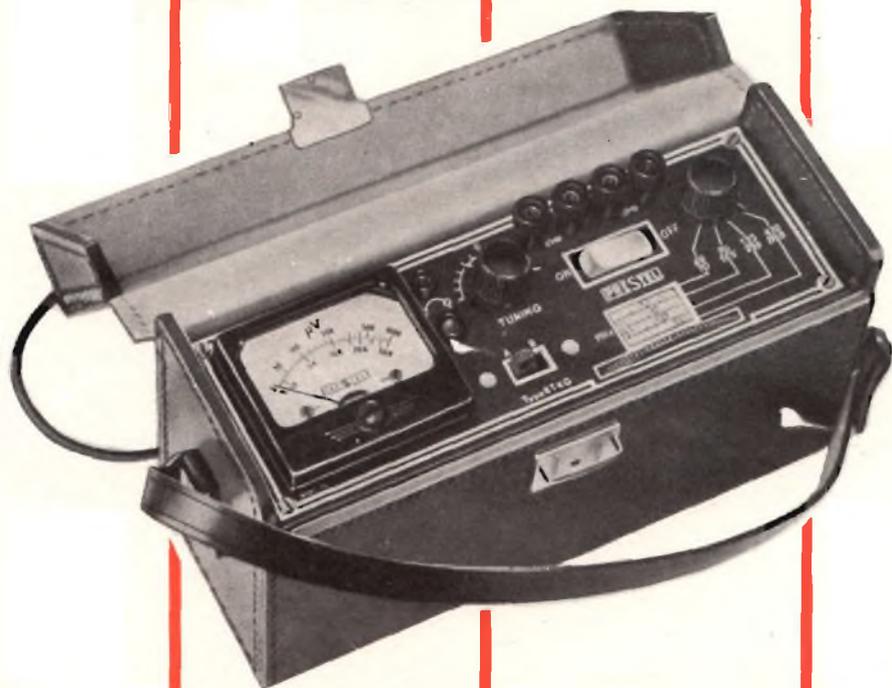
Un alimentatore di tensione deve avere una resistenza interna minima, al limite nulla; ora, quando aumenta la corrente in uscita cresce parimenti la caduta V_{be} fra base ed emettitore nel transistor serie e quella sul raddrizzatore e sul filtro, cioè guardando dai morsetti di uscita si vede una resistenza non trascurabile.

Sarebbe pertanto opportuno mantenere la tensione all'estremo superiore di R_3 il più costante possibile e ciò si ottiene portando tale punto a valori più negativi; in pratica basta aggiungere in serie al gene-

PRESTEL

il misuratore di campo

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



caratteristiche generali

Interamente a transistori - 6 transistori - 4 diodi - Alimentazione incorporata con pila 4,5 V - Autonomia 100 h circa - 1 Gamma UHF (470/860 Mc) - 3 Gamme VHF (40/230 Mc) - 2 Sensibilità (100 μ V f.s. e 50.000 μ V f.s.) - Massima sensibilità 20 μ V - Sintonia rapida e fine indipendenti - Auricolare controllo auditivo - Piccolo, leggero, maneggevole - Facilità e semplicità di manovra - Cofanetto interamente metallico - Elegante e robusta custodia in cuoio - Dimensioni mm. 205 x 75 x 120 - Peso kg 1.100

lo strumento indispensabile per il tecnico e l'installatore tv

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

ratore principale, un altro di piccola potenza che viene stabilizzato con un diodo Zener D2 (fig. 12).

Inoltre per essere sicuri che il primo diodo Zener D1, lavori sempre nel tratto di rottura della caratteristica inversa indipendentemente dalla corrente di emettitore di T_2 si preleva la tensione direttamente dall'uscita mediante resistenza R_4 .

Si può perfino arrivare ad avere un'altra sorgente supplementare, E_2 costituita da un raddrizzatore per lo più a ponte che alimenta esclusivamente il dispositivo che dà la tensione di riferimento; questo può essere costituito o da un diodo Zener o anche da un tubo a gas, il cui funzionamento è alquanto indipendente dalla temperatura.

In qualche raro caso è stato pure introdotta una resistenza R_r in serie al diodo Zener D1 questa che è del valore di una frazione di ohm dà una controreazione positiva proporzionale alla corrente di carico in modo che la resistenza di uscita può essere zero o anche negativa (fig. 13).

Per aumentare la corrente disponibile si possono impiegare transistori di potenza connessi a « emitter follower » con il carico sull'emettitore aumentando l'amplificazione di corrente senza variare il fun-

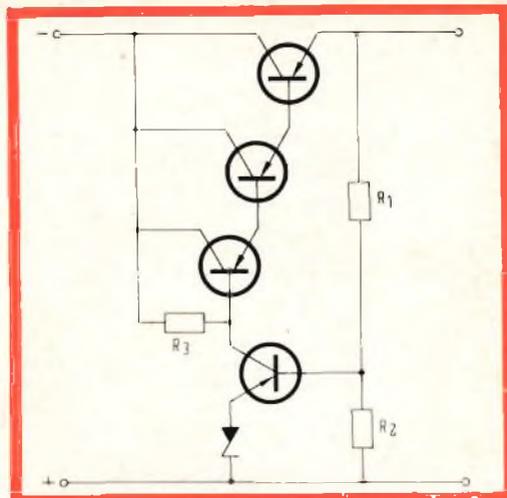


Fig. 15 - Alimentatore stabilizzato con i transistori collegati a « emitter follower ».

zionamento del transistor comparatore (fig. 15).

Si può anche arrivare alla sistemazione di due transistori in parallelo, caso però sempre meno frequente data la odierna disponibilità di semiconduttori che portano correnti elevate e dissipano forti potenze (fig. 14).

Ing. Giavazzi

Dal 1933 ad oggi si è registrata una perdita annuale media di 6 vite umane, in seguito alle esplosioni di bombe a bordo di aerei civili americani. Ora la agenzia Federale Aeronautica sta provando due sistemi elettronici per scoprire le bombe, prima che esse possano produrre un qualsiasi danno.

Un metodo comprende la rivelazione di minime quantità di quei vapori che sono emessi da tutti gli esplosivi. L'altro metodo adopera un indicatore di coincidenza nucleare, che rivela i traccianti radioattivi, ad esempio il cobalto 60, che dovrebbero essere introdotti nei detonatori a percussione delle bombe.

Dravniek, consigliere delle scienze dell'Istituto delle ricerche di Chicago, che possiede un tirocinio come chimico fisico, afferma che gli studi sulla realizzabilità di tale dispositivo sono basati su un sistema di rivelazione « basato sui processi fisico-chimici, sulla rivelazione elettronica e sull'elaborazione delle informazioni ».

Un rapporto sugli studi riguardanti i detonatori a percussione sarà pronto fra circa un mese, stando a quanto afferma William C. Richardson, appartenente ai servizi per lo sviluppo dei programmi della FAA. La presente fase degli studi si occupa degli isotopi radioattivi che sono introdotti nei detonatori. Anche se l'inserzione degli isotopi funzionasse tecnicamente, essa dovrebbe affrontare dei formidabili problemi economici e logistici. Tutti i fabbricanti di detonatori interni ed esteri dovrebbero accordarsi per inserire tracce di materiale radioattivo nei loro prodotti. Un altro problema è il possibile danno ai dipendenti dei fabbricanti, provocato dalla esposizione alle radiazioni.

LA RETTA DI CARICO

Si descrive la tecnica di tracciamento della retta di carico per uno stadio amplificatore R.C. Si enumerano tutti i dati che si possono ricavare da una simile analisi grafica in relazione al progetto di uno stadio amplificatore R.C. Si mettono in evidenza le variazioni di fase dei segnali d'ingresso e di uscita ed infine si danno alcune semplici formule per il calcolo del guadagno in corrente e in tensione di uno stadio amplificatore R.C. a transistori.

Il funzionamento di uno stadio amplificatore a transistori quando viene applicato ad esso un segnale da amplificare può essere studiato molto efficacemente per via grafica. Questo studio è identico a quello adottato per le valvole.

La nostra analisi si riferirà al transistor NPN al germanio 2 N 35, le cui curve caratteristiche di collettore sono state riportate in fig. 8. Questo transistor verrà impiegato nel circuito di fig. 8a con i seguenti valori:

$$\begin{aligned}V_{BB} &= 3 \text{ V} \\V_{CC} &= 24 \text{ V} \\R_B &= 75 \text{ k}\Omega \text{ (ciascuna)} \\R_C &= 6 \text{ k}\Omega \\r_i &= 2 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

Retta di carico

La prima cosa da fare nello studio grafico di un circuito amplificatore è quella di tracciare la retta di carico in corrente continua. Sappiamo che $V_{CE} = V_{CC} -$

$I_C \cdot R_C$. Siccome V_{CC} e R_C sono valori fissi, questa non è altro che una equazione di primo grado che può essere rappresentata graficamente sugli stessi assi delle curve caratteristiche del collettore, mediante una retta. Questa è appunto la famosa retta di carico in corrente continua. Tutti i possibili punti di lavoro del transistor devono trovarsi su questa retta e sono individuati dall'intersezione di questa retta con una curva caratteristica di collettore tracciata per un determinato valore della corrente di base.

Per aggiungere la retta di carico alle curve caratteristiche bastano solo due punti e questi vengono trovati in questa maniera.

1) Quando la corrente di collettore (I_C) è zero, la tensione tra emettitore e collettore (V_{CE}) è uguale alla tensione della batteria di alimentazione (V_{CC}). Ciò ci dà il primo punto della retta; questo punto si trova sull'asse delle tensioni applica-

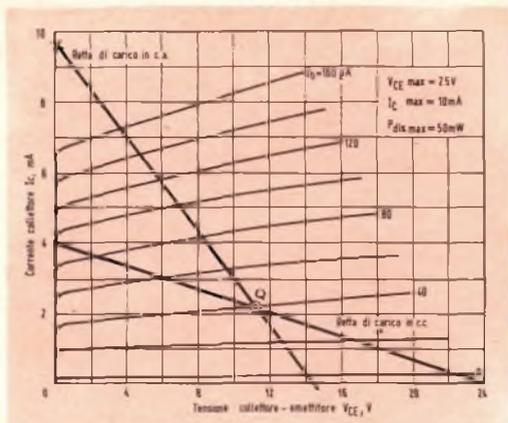


Fig. 8 - Tracciamento della retta di carico per uno stadio amplificatore RC.

te al collettore e cioè $V_{CE} = V_{CC}$. Nel nostro caso siccome $V_{CC} = 24$ V, avremo:
1° punto = $V_{CE} = 24$ V.

2) Quando la tensione sul collettore è zero, la corrente di collettore (I_C) sarà $I_C = V_{CC}/R_C$ oppure sarà $I_C \cdot R_C = V_{CC}$ che è la stessa cosa. E questo è il secondo punto della retta di carico; tale punto si trova ovviamente sull'asse delle correnti di collettore in corrispondenza del valore di corrente V_{CC}/R_C . Nel nostro caso avremo $24/6.000 = 4$ mA.

3) Uniamo questi due punti e avremo la retta di carico in c.c.

Ora possiamo trovare il **punto di lavoro del** transistor. Come abbiamo detto in precedenza, esso dovrà trovarsi lungo questa retta in corrispondenza di un dato valore della corrente di polarizzazione della base. Quest'ultima se si trascura la resistenza della giunzione base-emettitore, può essere ricavata da V_{BB} e R_B . La resistenza della giunzione è trascurabile rispetto a 75 k Ω (R_B), e pertanto questa semplificazione introduce un errore del tutto trascurabile. Pertanto, la corrente della base, in base alla legge di ohm, sarà:

$$I_B = \frac{V_{BB}}{R_B} = \frac{3}{75.000} = 40 \mu\text{A}$$

Si consideri il punto in cui la retta di carico taglia la curva caratteristica del

collettore ottenuta con una corrente di base di $40 \mu\text{A}$. Questo è il punto di lavoro (Q) con $V_{CE} = 11$ V e $I_C = 2,2$ mA.

La resistenza di carico in presenza di segnale (resistenza di carico in c.a.) è la resistenza complessiva data da R_C , R_B e r_i , tutte in parallelo. Ovviamente, questo valore sarà inferiore alla resistenza più piccola e cioè inferiore a 2 k Ω . Il calcolo ci dice che è effettivamente 1470Ω . Si tracci adesso questa retta di carico attraverso il punto di lavoro Q, con una pendenza corrispondente al nuovo valore della resistenza di carico in c.c. di 1470Ω .

Un punto di questa retta è dato dal punto Q ($V_{CE} = 11$ V, $I_C = 2,2$ mA). Il **secondo punto** si ottiene calcolando a quale valore della corrente di collettore la tensione sul collettore diventa zero. Siccome la tensione di riposo è 11 V, l'**aumento** nella corrente di collettore si potrà trovare mediante

$$\Delta I_C = \frac{\Delta V_{CE}}{R_L} = \frac{11}{1470} = 7,8 \text{ mA}$$

la corrente totale di collettore sarà quindi:

$$\Delta I_C + \text{valore di riposo di } I_C = 7,8 + 2,2 = 9,68 \text{ mA}$$

Si fissi questo punto ($I_C = 9,68$ mA e $V_{CE} = 0$ V) sulle curve caratteristiche di fig. 8. Si tracci la retta di carico partendo da questo punto, passando attraverso il punto di lavoro fino ad incontrare l'asse X (V_{CE}). Questa retta di carico in c.a. può essere usata per calcolare la tensione di uscita, la potenza di uscita e i valori di distorsione allo stesso modo che si fa con le valvole elettroniche.

Relazione di fase - transistori NPN

Consideriamo il circuito di fig. 8a; la base è positiva rispetto all'emettitore. Questa tensione, fissa la corrente di polarizzazione di base, che con i precedenti valori, era di $40 \mu\text{A}$. Supponiamo ora di applicare all'ingresso un segnale di una onda sinusoidale. Durante la semionda positiva di questo segnale, la tensione di base in c.c. diventa più positiva e quindi la corrente di base aumenterà rispetto al

valore statico (c.c.) di 40 μA . Viceversa; durante la semionda negativa, la tensione del segnale si oppone alla tensione statica di polarizzazione e la corrente di base diminuirà. Supponiamo che l'ampiezza del segnale alternato inserito nel circuito di ingresso sia tale da produrre in corrispondenza del picco positivo e negativo un aumento o una diminuzione della corrente di base di 40 μA rispetto al valore statico di corrente del punto di lavoro, e cioè rispetto alla corrente in assenza del segnale. La corrente di base andrà quindi da un massimo di 80 μA ad un minimo di zero.

Queste condizioni sono riportate in figura 9. La tensione del segnale e la componente in c.a. della corrente di base sono **in fase**; infatti, quando aumenta il segnale, aumenta anche la corrente di base. Se noi osserviamo questa variazione della corrente della base sulla famiglia di curve caratteristiche di fig. 8, possiamo facilmente osservare che quando la corrente della base diventa 80 μA anche la corrente di collettore aumenta e assume il valore di 4,15 mA; viceversa, quando la corrente di base scende a zero, anche la corrente di collettore diminuisce assumendo il valore di 0,25 mA.

Queste variazioni si possono vedere in fig. 9. Si osservi subito come la corrente di collettore **vari in fase** con la corrente di base e con la tensione del segnale applicato alla base.

Osserviamo ora invece l'andamento della tensione al collettore. La presenza della resistenza di carico fa sì che la variazione della corrente di collettore si traduca in una variazione della tensione al collettore. E precisamente, quando la corrente di collettore aumenta, aumenta la caduta di tensione agli estremi del resistore di carico e di conseguenza, rimanendo inalterata la tensione di alimentazione, la tensione sul collettore **diminuirà**. Questo comportamento è confermato dall'analisi della retta di carico tracciata sulle curve caratteristiche di fig. 8. In corrispondenza del valore massimo istantaneo di corrente di collettore di 4,15 mA, la tensione sul collettore scende a 8,1 V; mentre quando la corrente del collettore scende al va-

lore minimo di 0,25 mA, la tensione sul collettore assume il valore massimo di 13,9 V. La variazione della tensione sul collettore è opposta quindi alla variazione della corrente di collettore. In altre parole possiamo dire che, la componente di tensione alternata del collettore è sfasata di 180° rispetto alla componente di corrente alternata dello stesso collettore. Siccome poi la variazione della tensione sul collettore corrisponde, in ultima analisi, alla tensione di uscita, paragonando quest'ultima tensione con la tensione del segnale applicata all'ingresso, possiamo affermare che in un circuito con emettitore comune, tra segnale d'ingresso e segnale di uscita si ha una rotazione di fase di 180°. (Queste stesse condizioni di fase tra segnale d'ingresso e segnale di uscita si hanno anche in un convenzionale stadio amplificatore a valvola).

Guadagno

Il guadagno in corrente di questo transistorore (fig. 8) si può valutare facendo il rapporto tra la componente alternata della corrente di collettore (uscita) e la componente alternata della corrente della base (ingresso) e cioè:

$$A_i = \frac{I_c}{I_b}$$

Questo guadagno in corrente dinamico (A_i) non deve essere confuso con il guadagno definito in precedenza dal simbolo β . Il fattore β venne allora ottenuto man-

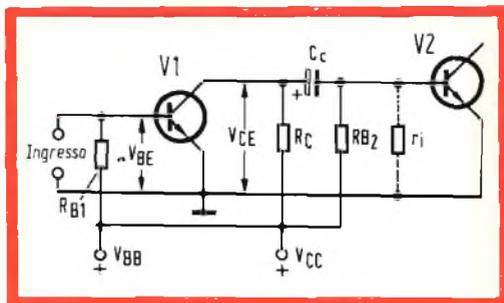


Fig. 8 a - Schema elettrico di uno stadio amplificatore RC dove le tensioni di polarizzazione di base sono ottenute mediante batteria.

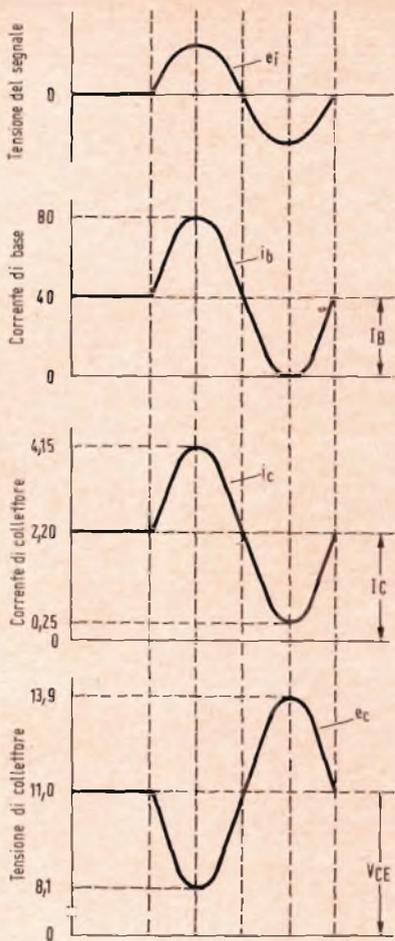


Fig. 9 - Relazione di fase fra le correnti e le tensioni d'ingresso e le rispettive correnti e tensioni di uscita in un amplificatore RC.

tenendo, durante la misura, la tensione V_{CE} costante; ciò si ottenne togliendo il carico ($R_{carico} = 0$).

Il fattore β deve quindi considerarsi come il guadagno caratteristico del **solo** transistor.

Per il calcolo del guadagno dinamico (guadagno del transistor con carico) i valori delle correnti possono essere espressi in valori da picco a picco, in valori di picco oppure in valori efficaci.

L'importante è che **tutte** le correnti vengano misurate sempre con lo stesso valore. Per il circuito e il transistor di

fig. 8a è più conveniente usare i valori picco-picco.

Con riferimento alla fig. 8 si vede come una variazione di corrente di base di $80 \mu A$ produca una corrispondente variazione di $3,90 \text{ mA}$ ($4,15 - 0,25$) nella corrente di collettore.

Il guadagno in corrente sarà:

$$A_i = \frac{I_c}{I_b} = \frac{3,90}{80 \times 10^{-3}} = 48,8$$

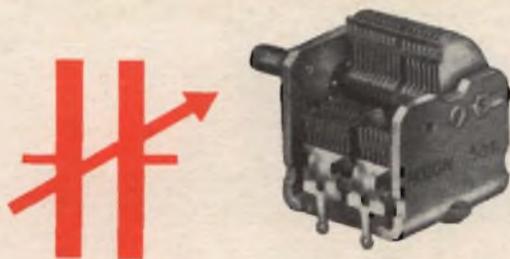
Se noi vogliamo usare questo amplificatore come amplificatore di tensione, saremo più interessati a conoscere il **guadagno in tensione** che questo stadio amplificatore ci può dare. Ora ciò si può facilmente calcolare in modo analogo al calcolo del guadagno in corrente, facendo il rapporto tra la tensione di uscita e la tensione di ingresso e cioè:

$$A_e = \frac{E_u}{E_i}$$

La tensione di uscita si può ricavare direttamente dalla costruzione grafica di fig. 8. Infatti, la variazione di corrente di base di $80 \mu A$ produce una variazione di tensione sul collettore da $13,9$ a $8,1 \text{ V}$ corrispondente ad una tensione picco-picco di $5,8 \text{ V}$ ($13,9 - 8,1$). Questo stesso valore di tensione di uscita poteva essere ottenuto moltiplicando la corrente di collettore per il valore del resistore di carico.

Studiamo ora invece il circuito d'ingresso di fig. 8a. Il resistore R_{B1} è posto in serie alla tensione di polarizzazione V_{BB} , e siccome ha un valore elevato ($75 \text{ k}\Omega$) in paragone alla resistenza d'ingresso del transistor ($r_i = 2 \text{ k}\Omega$) esso diventa l'elemento che determina effettivamente la corrente di polarizzazione (punto di lavoro) di $40 \mu A$.

Questo resistore R_{B1} e la resistenza di ingresso del resistore vengono ad essere posti effettivamente in parallelo alla tensione del segnale applicata all'ingresso. Di questo resistore quindi non si tiene conto nel calcolo del valore della tensione applicata all'ingresso. Pertanto, la tensione d'ingresso necessaria per produrre una



FACON

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

FACON



variazione della corrente di base di $80 \mu\text{A}$ nella resistenza d'ingresso di $2 \text{ k}\Omega$, sarà:

$$V_{\text{ingresso}} = 80 \times 10^{-6} \times 2000 = 0,16 \text{ V}_{\text{picco-picco}}$$

Ora che conosciamo i valori della tensione d'ingresso e di uscita (in valori picco-picco) potremo calcolare il guadagno in tensione che sarà dato da:

$$A_e = \frac{E_u}{E_i} = \frac{5,8}{0,16} = 36,2$$

Se noi ripercorriamo il ragionamento fatto, noteremo come in ogni caso, le tensioni di ingresso e di uscita risultano dal prodotto delle correnti con i rispettivi valori di resistenza. Il rapporto tra queste tensioni equivale in realtà al rapporto tra correnti e al rapporto tra le resistenze dove tali correnti circolano. Ora, siccome il rapporto tra le correnti (d'uscita e di ingresso) l'abbiamo già definito come gua-

dagno in corrente, ecco che il guadagno in tensione può essere computato più facilmente in questo modo:

$$A_e = \frac{I_c \times R_c}{I_b \times r_i}$$

Siccome $I_c/I_b = A_i$ avremo:

$$A_e = A_i \frac{R_c}{r_i}$$

e cioè:

$$A_e = 48,8 \times \frac{1470}{2000} = 35,9$$

Prossimamente descriveremo i sistemi più semplici per ottenere la tensione di polarizzazione di base in un circuito con emettitore comune.

L. C.

Un misuratore di radioisotopi, collegato ad un calcolatore a microcircuiti, sarà usato a bordo della nave spaziale Apollo per dare agli astronauti una delle informazioni più importanti. Esso indicherà quanto carburante essi hanno ancora a disposizione.

L'assenza della gravità nello spazio permette al carburante di aderire alle pareti del serbatoio; perciò le convenzionali tecniche di misura, basate sul livello di carburante, non sono adatte. Saranno invece adoperate 200 sorgenti radioattive di Cobalto 60, incorporate in un lato della copertura in fibre di vetro, che circonda il serbatoio del carburante. Un rivelatore di scintillazioni, sistemato sul lato opposto della copertura, misura l'intensità delle radiazioni, la quale aumenta man mano che il carburante viene consumato e che il serbatoio si vuota.

Il rivelatore converte i raggi gamma — che giungono dal cobalto radioattivo — in impulsi luminosi, e li dirige verso la base di un tubo fotoelettrico che, a sua volta, genera una serie di impulsi elettrici, i quali sono indirizzati ad un piccolo calcolatore. Il calcolatore, progettato dalla Giannini Controls Corp., la quale ha messo a punto il sistema di misura, comprende circa 2000 microcircuiti logici a diodi e transistori, costruiti dalla Signetics Corp. Le uscite dagli amplificatori tampone, posti sul serbatoio del propellente, alimentano il calcolatore. I livelli di combustibile sono indicati in forma numerica su dei tubi Nixie, dopo essere stati convertiti dal codice binario a quello decimale. Essi vengono anche teletrasmessi a terra.

Questo sistema è facile da installare. Esso si inserisce sul serbatoio del propellente, riducendo lo spazio richiesto fra il serbatoio ed il sistema di misura, ed elimina la necessità di inserire sonde o altri elementi sensibili direttamente nel carburante.

La Giannini sta costruendo questo sistema di misura in seguito ad un contratto stipulato con la divisione sui Sistemi Spaziali ed Informativi della North American Aviation Inc.

IL NASTRO MAGNETICO

Si descrive in questo articolo, dopo aver spiegato a grandi linee il principio di funzionamento delle testine di registrazione e i vari tipi di testine usate nei magnetofoni moderni, la costituzione vera e propria del nastro magnetico, e quindi l'influenza della velocità di svolgimento del nastro in relazione alla qualità della registrazione.

Il nastro magnetico è costituito da due materiali differenti:

a) **Il supporto plastico** sul quale viene posta la magnetite.

La maggior durata di registrazione possibile per bobine dello stesso diametro, evitando così il cambio della bobina nel caso di una registrazione molto lunga, induce i costruttori a fabbricare dei nastri di spessore sempre più sottile, lasciando lo spessore dello strato magnetico sensibilmente costante (fig. 1).

b) **Lo strato magnetico** ha un rivestimento dello spessore di circa 12 micron. Esso contiene milioni di particelle d'ossido di ferro per ogni millimetro quadrato; l'ossido di ferro è impiegato al posto di piccole particelle di ferro per evitare il corto circuito magnetico di tutti i magneti (ciascuno di questi può avere una magnetizzazione molto differente da quello vicino). Le dimensioni dei nastri sono state normalizzate.

Altezza

Per la registrazione dei suoni, si è stabilito che l'altezza del nastro magnetico fosse di 6,25 mm, 19 mm, 25,35 mm e 50,8 mm.

Spessore

a) **Nastro standard.**

Praticamente riservato ad applicazioni professionali è sconsigliabile per i magnetofoni a 4 piste a causa della rigidità del

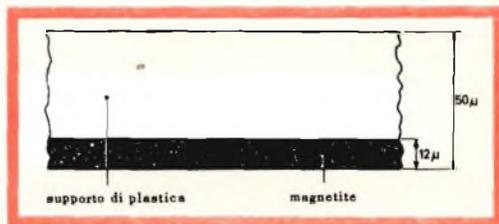


Fig. 1 - Esempio di nastro standard.

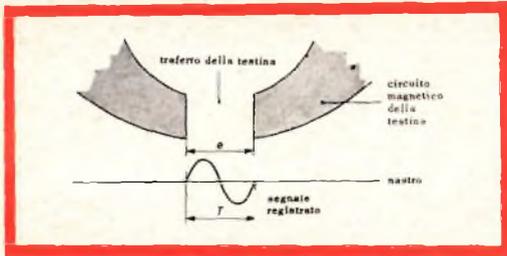


Fig. 2 - Periodo del segnale uguale al trafero.

suo supporto. Lo spessore totale del nastro è di 50 micron.

b) Nastro « long-play » o sottile.

Questo nastro più sottile del nastro standard ha uno spessore totale di 38 micron. Di conseguenza è consigliabile utilizzare tale nastro su tutti i magnetofoni a 4 piste (esso aderisce correttamente sulle piste delle testine 1-4 sotto la pressione del pattino pressore).

c) Nastro « double play » o extra sottile.

La riduzione dello spessore del supporto porta a uno spessore totale di 28 micron. Questo nastro è particolarmente indicato per effettuare delle registrazioni di conferenze, di concerti di lunga durata perchè si evita di cambiare le bobine e di perdere così delle parole o dei brani di musica.

Tuttavia è sconsigliabile per le registrazioni di alta fedeltà per l'eventualità, sempre possibile, di allungamento del supporto dovuto alla sua sottigliezza.

Un progresso molto recente in materia

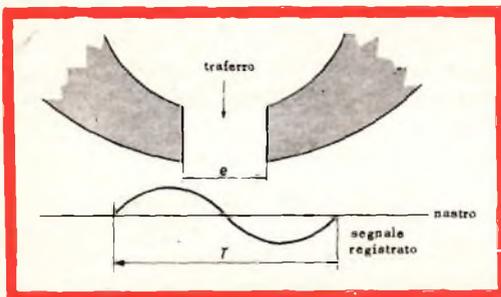


Fig. 3 - Periodo del segnale maggiore del trafero

di nastri magnetici risiede nella lucidatura della superficie di magnetite, infatti essa permette una migliore aderenza del nastro sulla testina. Questa perfetta aderenza è molto importante, in quanto la minore pressione del nastro sulla testina abbassa molto rapidamente il livello delle frequenze alte durante la riproduzione.

Influenza della velocità di svolgimento del nastro

Se non esistesse il problema dell'economia, si farebbe girare il nastro, per esempio, a una velocità di 76 cm/s. In queste condizioni si avrebbe una buona dinamica, e la banda di frequenze in registrazione, nel caso si tratti di musica, non porterebbe alcun problema tecnico. Il consumo eccessivo di nastro magnetico risultante dall'impiego della velocità di 76 cm/s ha portato i costruttori ad adottare delle velocità minori.

38 cm/s: Velocità esclusivamente riservata alla registrazione sonora in studio.

19 cm/s: Velocità maggiormente utilizzata per le registrazioni sonore di alta fedeltà attuate con magnetofoni professionali.

9,5 cm/s: Velocità sufficiente per una buona registrazione musicale.

4,75 cm/s: Velocità riservata alla registrazione di conferenze, e discorsi, essa viene usata sui magnetofoni portatili e sui magnetofoni da ufficio.

2,54 cm/s: Velocità esclusivamente riservata alla registrazione della parola.

Relazione fra la velocità di svolgimento e la banda passante

Consideriamo, per esempio, la registrazione su un nastro magnetico di una corrente proveniente da un suono avente una frequenza di 15000 Hz.

Secondo la velocità di svolgimento, si potrà utilizzare più o meno nastro.

Alla velocità di 19 cm/s si utilizzerà per registrare un periodo di $19 \text{ cm} / 15000 = 12,6$ micron di nastro magnetico.

ERO UN MANOVALE...

Ero un uomo scontento: non guadagnavo abbastanza, il lavoro era faticoso e mi dava scarse soddisfazioni. Volevo in qualche modo cambiare la mia vita, ma non sapevo come.

Temevo di dover sempre andare avanti così, di dovermi rassegnare...

quando un giorno mi capitò di leggere un annuncio della SCUOLA RADIO ELETTRA che parlava dei famosi **Corsi per Corrispondenza**.

Richiesi subito l'**opuscolo gratuito**, e seppi così che grazie al "Nuovo Metodo Programmato" sarei potuto diventare anch'io un tecnico specializzato in

ELETTRONICA, RADIO STEREO, TV, Elettrotecnica.



richiedete subito
l'opuscolo
gratuito
a colori


Scuola Radio Elettra
Torino Via Stellone 5/108

...OGGI SONO UN TECNICO SPECIALIZZATO

Decisi di provare!

È stato facile per me diventare un tecnico!

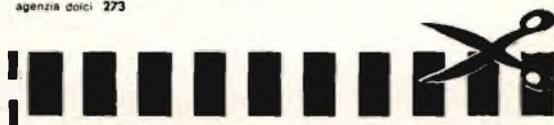
Con pochissima spesa, studiando a casa mia nei momenti liberi, in meno di un anno ho fatto di me un altro uomo. (E con gli **stupendi materiali inviati gratuitamente** dalla SCUOLA RADIO ELETTRA ho attrezzato un completo laboratorio).

Ho meravigliato i miei parenti e i miei amici!

Oggi esercito una professione moderna ed interessante; guadagno molto, ho davanti a me un avvenire sicuro.



agenzia dolci 773



francatura a carico
del destinatario da
addebiitare sul conto
addebito 175 presso
LUISS P.I.A. Roma
A.D. del Dr. P. Romo
P.T. di Torino, 28116
10148 del 23-3-1955

**Scuola
Radio
Elettra
Torino AD**
VIA STELLONE 5/108

**COMPILATE RITAGLIATE IMBUCATE
spedire senza busta e senza francobollo**

Speditemi gratis il vostro opuscolo

(contrassegna te così gli opuscoli desiderati)

- RADIO - ELETTRONICA - TRANSISTORI - TV
- ELETTRONICA

MITTENTE

nome _____
cognome _____
via _____
città _____ prov. _____



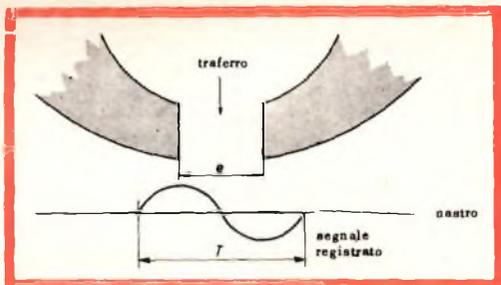


Fig. 4 - Periodo del segnale uguale al doppio del traferro.

Alla velocità di 9,5 cm/s, si utilizzerà 9,5 cm/15000 = 6,3 micron di nastro.

Alla velocità di 4,75 cm/s, si utilizzerà 4,75 cm/15000 = 3,1 micron di nastro.

Un periodo comprende due alternanze, una positiva e l'altra negativa, l'esperienza porta alle seguenti conclusioni:

a) non si avrà alcun segnale dalla testina se il circuito magnetico si trova influenzato contemporaneamente da un segnale positivo e uno negativo di uguale intensità. Questo è il caso di un nastro magnetico in cui la lunghezza del nastro registrato in un periodo corrisponde alla larghezza del traferro del circuito magnetico della testina di registrazione (fig. 2).

b) La testina darà un segnale se il traferro è minore della lunghezza del nastro registrato in un periodo (fig. 3).

c) Nel caso in cui la lunghezza del nastro registrato in un periodo sia uguale al doppio della larghezza del traferro, il circuito magnetico verrà interessato da una influenza magnetica massima. Di conseguenza, il segnale raccolto alle prese della bobina del circuito magnetico sarà massimo (fig. 4).

Se il traferro del circuito magnetico considerato sopra è uguale a 7 micron, si

può concludere, riferendosi alle regole sopra enunciate:

— alla velocità di 19 cm/s e 15000 Hz, la lunghezza di 12,6 micron di nastro registrato è maggiore della lunghezza del traferro.

Questa velocità è adatta per registrare frequenze di 15000 Hz.

La velocità di 9,5 cm/s e di 4,75 cm/s sono improprie, perchè le lunghezze di 6,3 micron o 3,1 micron sono inferiori a quelle del traferro.

Riassumendo, si chiami **T** la lunghezza del nastro registrato in un periodo del segnale ed **e** la lunghezza del traferro:

se **T** è maggiore di **e** (caso delle frequenze basse) si ha una tensione risultante media;

se **T** è uguale a 2 **e**, la tensione risultante è massima ed infine

se **T** è uguale ad **e**, la tensione risultante è nulla.

La testina resta utilizzabile con l'aiuto di appropriate correzioni, fino a un valore pari a $T = 6 e/5$.

Si effettuerà un calcolo simile con il traferro di 3 micron esistente nelle testine a 4 piastre; la prova verrà fatta con la possibilità di registrare e di riascoltare un suono della frequenza di 15000 Hz alla velocità di 9,5 cm/s.

I costruttori incontrano due difficoltà, una di carattere tecnologico in quanto traferri minori di 3 micron sono molto difficili da realizzare e l'altro di carattere elettrico in quanto la riduzione del traferro corrisponde a una diminuzione della superficie magnetizzata del nastro rispetto al traferro. Inoltre con un traferro minore di 3 micron, la perdita di dinamica diventa molto sensibile: solo il miglioramento dei nastri può essere d'aiuto per superare questi inconvenienti.

(Da « Les magnetophones modernes »)

F. T.

La RCA ha deciso di rischiare: ha fermato la produzione dei diodi Varactor ritenendo di essere in grado di produrre presto transistori per microonde a un prezzo inferiore.

Sebbene l'interesse per i Varactors sia molto aumentato negli ultimi anni, la RCA si aspetta per essi un rapido declino per i prossimi due anni in conseguenza della riduzione dei prezzi dei transistori concorrenti.

UN PICCOLO LASER A GAS

Si descrive a grandi linee il principio di costruzione e di funzionamento di un piccolo laser a gas. Esso è costruito in un cilindro di quarzo di 12 cm di lunghezza e di 3,5 cm di diametro riempito di una miscela di elio e neon. L'irradiazione del laser, avente una lunghezza d'onda di 1,153 μ e della potenza di qualche decina di mW, è resa visibile per mezzo di un vidicon all'ossido di piombo, sensibile all'infrarosso.

L'irradiazione elettromagnetica fornita da un trasmettitore radio non modulato presenta praticamente le caratteristiche di un'onda sinusoidale unica continua. Essa è dunque coerente e monocromatica.

Al contrario, l'irradiazione emessa da una delle sorgenti luminose, per esempio una lampada a vapori di sodio, è costituita (anche se si considera un solo raggio spettrale) da numerose onde che gli atomi emettono nelle fasi arbitrarie. Essa è dunque incoerente e ciascun raggio ha una larghezza della banda spettrale abbastanza grande. Da qualche anno si dispone di un genere di sorgente luminosa che, come un trasmettitore radio, fornisce un'irradiazione monocromatica. Si tratta del « laser », il cui nome è semplicemente un'abbreviazione di « Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation » e cioè amplificazione della luce per emissione stimolata da ra-

diazione; si parla anche di « Maser ottico » dove la M è la prima lettera di « Microwave » (microonde).

Queste proprietà dovute alla realizzazione speciale (concentrazione molto netta della potenza emessa) fanno di questa sorgente luminosa un oggetto scientifico particolarmente interessante e avente grandi prospettive per la sua utilizzazione pratica. Per questa ragione in numerosi laboratori procedono i lavori di ricerca sui laser e la loro messa a punto; queste ricerche hanno dato recentemente dei risultati che ora spiegheremo brevemente. Tratteremo in modo particolare dei laser a gas e non dei laser a sostanza solida.

L'emissione forzata, sulla quale è basato il laser, è dovuta al fatto che un atomo effettua un « salto » accompagnato da irradiazione, con maggiore energia, a partire da uno stato eccitato verso uno stato a minore livello energetico, allorchè si trova in un campo di irradiazione della stessa

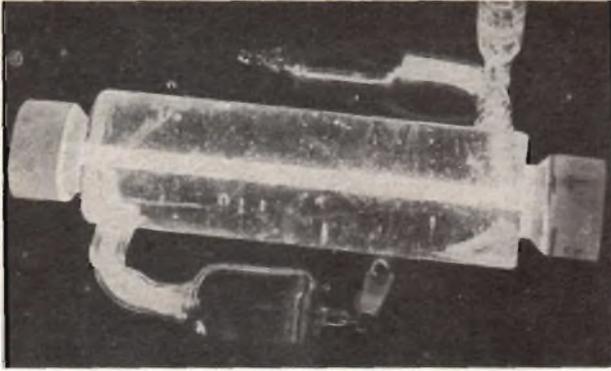


Fig. 1 - Il piccolo laser a gas, nella sua esecuzione sperimentale.

lunghezza d'onda; inoltre il « salto » dell'atomo si effettua nel momento in cui la irradiazione emessa è in fase con l'irradiazione forzata. A causa di questo fatto, quest'ultima viene intensificata. L'intensificazione che si può ottenere in un gas è generalmente debole, per esempio una piccola percentuale per ogni metro di lunghezza del tragitto effettuato nel gas. Si può quindi ottenere, in una colonna di gas di lunghezza ridotta, una maggiore intensificazione, disponendo alle estremità degli specchi piani paralleli e facendo in modo che la distanza fra gli specchi sia rigorosamente uguale a un numero intero di semi lunghezze d'onda di irradiazione; questo può allora attraversare più volte il gas, e si ottiene un accoppiamento a reazione nella fase richiesta e l'intensificazione risultante può

diventare così grande che si può produrre una autoeccitazione della irradiazione.

Non si dispone più allora di un amplificatore di luce, ma di un oscillatore per onde luminose, dunque di una sorgente luminosa che può emettere una irradiazione in modo continuo.

Il processo d'emissione forzata non si produce se non quando un numero sufficiente d'atomi si trovano eccitati. Questo si ottiene con un meccanismo d'eccitazione, generalmente abbastanza complicato, comprendente anche la sorgente d'energia (pompa ottica). Nel laser a gas da noi considerato, si utilizza come fluido gassoso una miscela di neon e di elio. Gli atomi di neon danno una emissione forzata della lunghezza d'onda di $1,153 \mu$, che è prossima all'infrarosso. Anche quando sono eccitati con l'aiuto di un campo elettrico,

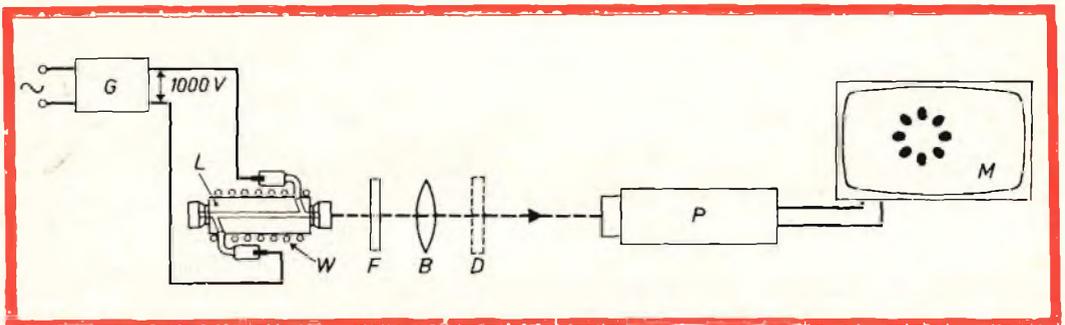


Fig. 2 - Dispositivo completo: L, tubo laser con sorgente d'alimentazione G (apparecchio di tensione anodica). L'irradiazione del laser esce da una delle fessure terminali ed è focalizzata dalla lente B sul fotocatodo di un vidicon all'ossido di piombo P sensibile all'infrarosso. Il filtro F sopprime l'irradiazione visibile della scarica nel gas non proveniente dall'effetto laser. D è un polarizzatore rotante che serve a determinare lo stato di polarizzazione del fascetto luminoso emesso. M, monitor sul quale appare la distribuzione spaziale dell'irradiazione del laser all'infrarosso. W, filo riscaldatore.

gli atomi di elio possono esercitare un effetto di « pompaggio ». Per questo fatto, nel caso di una proporzione di miscela appropriata e di una scelta esatta di tutti gli altri parametri, la miscela Ne + He può funzionare come un laser, quando la si dispone fra gli specchi, come è detto sopra, e si genera una scarica nel gas.

Nel caso delle prove, per ottenere una intensificazione sufficiente, si è lavorato su delle colonne di gas da 50 a 100 cm di lunghezza. Si sono trovati risultati molto interessanti usando delle colonne più corte, in quanto si ottengono così dei montaggi più maneggevoli, che permettono di soddisfare più facilmente le condizioni imposte dal parallelismo dei due specchi terminali e di ridurre la sensibilità alle vibrazioni meccaniche. Si è arrivati a realizzare un laser formato da una colonna di gas di 10 cm di lunghezza solamente; questo risultato è stato dovuto all'impiego di uno stretto canale per la scarica nel gas e a una esecuzione particolare degli specchi, in modo che le perdite per riflessione siano inferiori all'1 % e i difetti di specularità e di parallelismo vengano ridotti a circa $0,03 \mu$. Il tubo è rappresentato in fig. 1; esso è costituito da un blocco cilindrico compatto di quarzo di 12 cm di lunghezza, in cui le superfici terminali sono a facce piane almeno di circa $0,1 \mu$ con un foro di 3 mm di diametro. Sulle superfici terminali sono applicati due blocchi di quarzo, egualmente piani, ricoperti di strati riflettenti i raggi infrarossi (coefficiente di riflessione 99 %) e che assicurano una chiusura ermetica.

L'elevato spessore del blocco di quarzo (35 mm) è necessario per dare al sistema la stabilità meccanica richiesta e assicurare, allo stesso tempo, una buona distribuzione della temperatura.

La scarica elettrica nella miscela gassosa di cui è pieno il tubo (85 % di elio + 15 % di neon, pressione 3 torr.) si ottiene con l'aiuto di una corrente continua ottenuta per mezzo di elettrodi situati in due blocchi laterali comunicanti con dei canali trasversali che arrivano sul blocco di quarzo. La lunghezza della colonna di gas attivo nei canali trasversali è di 10 cm.

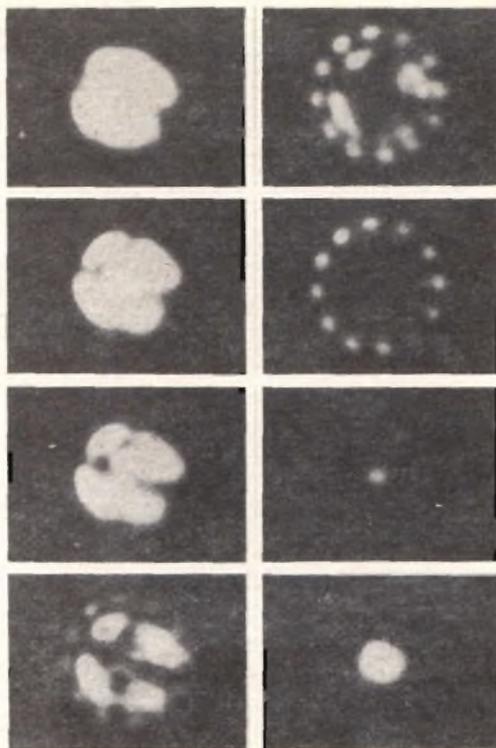


Fig. 3 - Serie di immagini ricavate da un film a 16 mm riprese sullo schermo di un televisore. L'intervallo di tempo compreso fra due immagini successive è di tre secondi.

La costruzione è particolarmente semplice e la generazione dell'effetto laser non richiede delle regolazioni difficili. La regolazione esatta dello scartamento dei piani degli specchi (che si può considerare come la messa in risonanza della cavità risonante elettromagnetica formata da un tubo di laser) si effettua con l'aiuto di un filo di riscaldamento avvolto attorno al tubo, che permette di ottenere una dilatazione regolabile. La potenza irradiata in modo continuo è di qualche decimo di milliwatt. La fig. 2 rappresenta il montaggio completo. L'alimentazione del laser è molto semplice: è sufficiente una sorgente di corrente continua della potenza di circa 10 W con una tensione di 1000 V, di conseguenza l'apparecchiatura è facilmente trasportabile. Si è resa visibile l'irradiazione infrarossa laser per mezzo di un im-

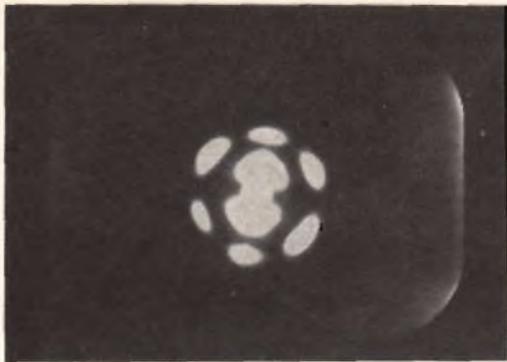


Fig. 4 - Esempio di distribuzione dell'irradiazione del laser.

pianto di televisione equipaggiato di un vidicon all'ossido di piombo (Plumbicon), messo a punto in laboratorio e il cui strato fotoconduttore è sensibile all'infrarosso. Questo strato viene posto nel piano focale di una lente disposta sull'asse del laser.

Sullo schermo del monitor si ottiene al-

lora una immagine simile, per esempio, a quella della fig. 4.

Le tacche luminose che appaiono formando un reticolo regolare, sono dovute ai piccoli fascetti luminosi che escono, su tre piccoli angoli, dal tubo laser e che corrispondono probabilmente a diverse onde stazionarie. I fascetti luminosi differiscono fra loro per la loro direzione di polarizzazione. Su questo particolare ci è impossibile dare una interpretazione dettagliata, in quanto la materia diventerebbe troppo specifica.

Il fatto che il fenomeno dipende strettamente dalla lunghezza del tubo laser, appare in modo più evidente quando si osserva, per un certo periodo di tempo, la immagine sullo schermo durante il riscaldamento o il raffreddamento del tubo: si vede allora l'immagine cambiare progressivamente di forma di conseguenza alla origine e alla scomparsa dei diversi modi di vibrazione. Questo fenomeno è stato filmato su una pellicola e in fig. 3 riportiamo un certo numero di immagini.

F. T.

(Da « Revue Technique »)

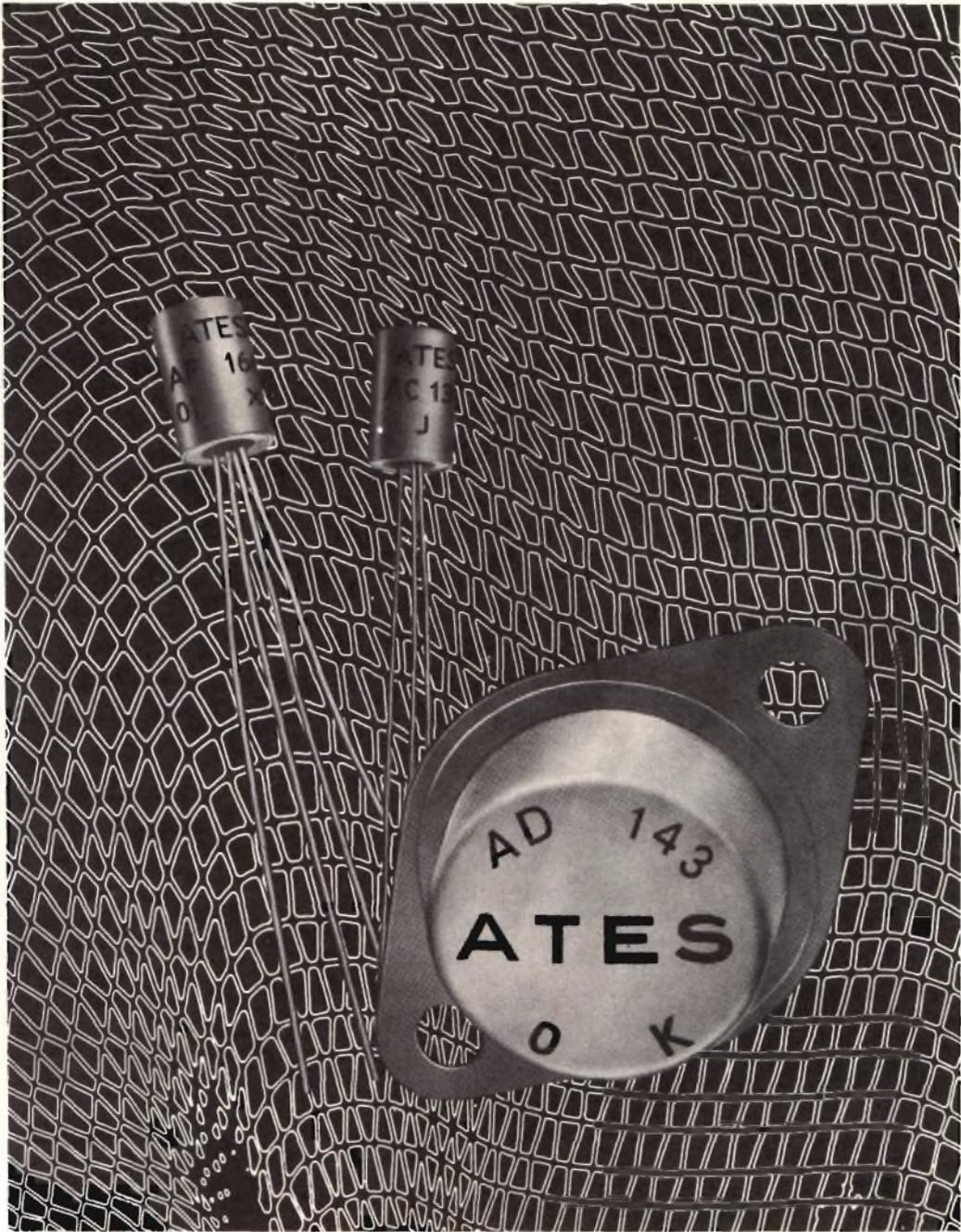
L'Esercito deve prendere una decisione in merito ad un aereo armato da preparare entro il 1970, il quale comprenderà i più avanzati sistemi integrati di volo. La scelta dev'essere fatta fra l'aereo a decollo verticale con ali rotanti o ali fisse.

Almeno tre appaltatori saranno scelti nei primi mesi del 1966 per studiare il programma definitivo. Uno o più contratti, per la costruzione di prototipi, dovrebbero essere stipulati verso la metà dell'anno.

L'Esercito si trova davanti a due possibili scelte sul sistema di volo. Esso può scegliere fra il sistema integrato di volo IHAS (Integrated Helicopter Avionics System), per il quale la Marina sta per stipulare un contratto per il suo perfezionamento con la Teledyne Systems Corp., una consociata della Teledyne Inc. Oppure, come soluzione provvisoria, essa può adottare il sistema BAIS (Basic Advanced Integration System), completamente sviluppato dalla Marina.

Con il sistema IHAS un aereo può eseguire missioni di guerra con volo strumentale, può adoperare il sistema per evitare i radar terrestri, l'attrezzatura per il mantenimento della posizione, che tiene costante la distanza reciproca degli aerei, le apparecchiature di navigazione automatica, basate sul principio Doppler.

La Marina è alle prese con un simile dilemma per il suo elicottero da attacco e trasporto CH-53-A Marine. La consegna di questo apparecchio è prevista verso la metà del 1966, molto prima che si possa avere il sistema IHAS perfezionato. La Marina pensa perciò di adoperare per ora provvisoriamente il sistema BAIS.



IL PROGRESSO E' DI OGNI GIORNO

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

ATEs

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

VIA SICURA CON



BOLZANO

P.zza Cristo Re, 7 Tel. 35580

FERRARA

Via IV Novembre, 19 Tel. 39270

MESTRE (Venezia)

Via Torino, 1 Tel. 9575 41

PADOVA

Via Alberto da Padova Tel. 57015

PORDENONE

P.zza Duca D'Aosta Tel. 2827

ROVIGO

Via Umberto I, 24 Tel. 22256

TRIESTE

Salita dei Montanelli, 1

UDINE

Via Marangoni, 87-89 Tel. 55974

VERONA

Vicolo Cieco del Parigino, 13 Tel. 32364

VICENZA

Contra mure Porta nuova, 8 Tel. 32364

organizzazione  per le tre venezie

commutatori elettronici automatici

Itre dispositivi qui descritti sono destinati particolarmente alla commutazione alternativa di due circuiti di accensione o di segnalazione per vetrine di negozi, per alberi di Natale, ecc.

Lo schema di fig. 1 fa uso di un relé elettromagnetico e di due lampade al neon N1 ed N2. Il relé è del tipo polarizzato ed ha due avvolgimenti RLa ed RLb. Quando i contatti di questo relé si trovano nella posizione indicata sullo schema e l'invertitore I è in posizione a, la tensione di rete raggiunge il circuito di utilizzazione C1. La stessa tensione è però raddrizzata dal diodo D1 e carica il condensatore C3. Una volta che la tensione di carica ha raggiunto il potenziale di accensione della lampada al neon N1, il condensatore si scarica, sia attraverso la lampada che attraverso la sezione RLa, ciò che provoca la chiusura del relé e la tensione di rete viene ora inviata sul circuito di C4 e del raddrizzatore D2.

A questo punto è il condensatore C4 che si carica fino al potenziale d'accensione di N2, il quale, scaricandosi a sua volta attraverso N2 ed RLb, riporta il relé nella sua posizione di partenza e il ciclo ricomincia.

I condensatori C3 e C4 sono del tipo elettrolitico e la loro capacità non è critica, ma devono essere scelti per una

tensione di lavoro non inferiore a 130 V. Le lampadine al neon possono essere del tipo « mignon » con attacco a vite. I diodi D1 e D2, al germanio o al silicio, devono poter fornire una corrente di 50 mA e sopportare una tensione inversa dell'ordine di 400 V. Il potenziometro R2, da 5 M Ω , serve a regolare la cadenza di commutazione fra 2-3 secondi e 2 minuti primi.

In fig. 3 è riportato lo schema di un altro commutatore in cui il filamento del doppio diodo 6H6 (oppure 6AL5) è posto

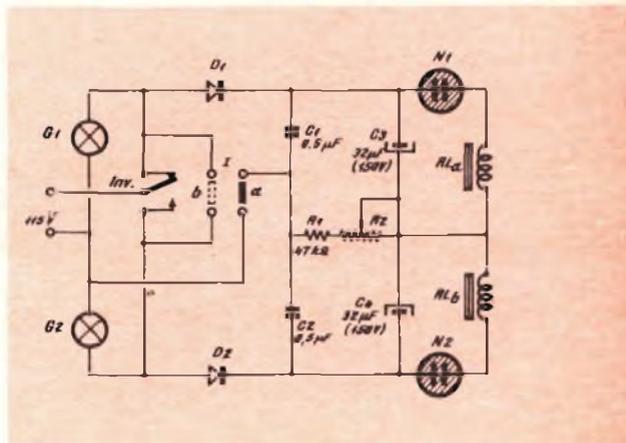


Fig. 1 - Commutatore automatico composto da un relé polarizzato e da due lampade al neon. Il potenziometro R2 è da 5 M Ω .

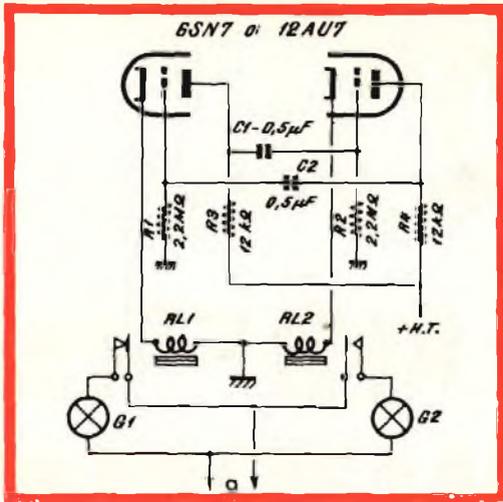


Fig. 2 - Commutatore a multivibratore; a = utilizzatore.

sotto corrente, quando il relé si trova in posizione **a**, insieme alla lampada G1. Dopo un certo tempo, una volta che il filamento del doppio diodo è sufficientemente caldo la corrente raddrizzata del circuito dei catodi raggiunge il valore adatto ad eccitare il relé il cui contatto, passando in posizione **b**, invia la corrente nel circuito di utilizzazione G2 ed interrompe la corrente nel filamento del diodo. L'inerzia termica del filamento fa sì che la corrente che attraversa RL non venga bruscamente interrotta. Questa diminuisce infatti lentamente, finché il relé si apre e ritorna

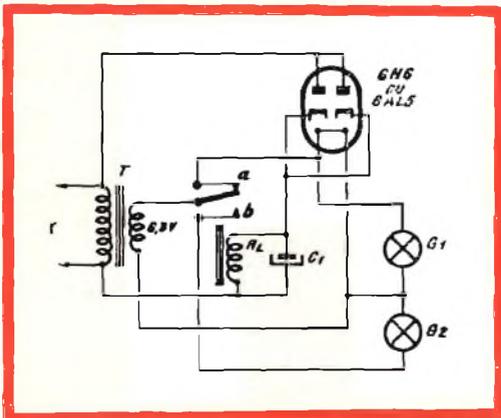


Fig. 3 - Commutatore basato sull'inerzia termica del filamento del doppio triodo 6H6; r = rete.

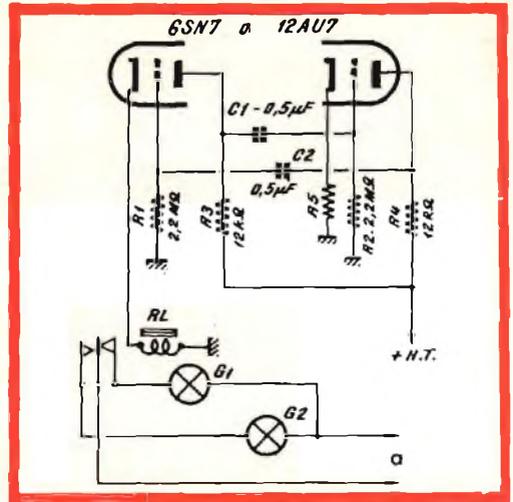


Fig. 4 - Modifica dello schema di fig. 2 con l'impiego di un relé ad inversione; a = utilizzatore.

alla posizione **a**, dopo di che ha inizio un nuovo ciclo. Il relé RL deve essere adatto a funzionare con una corrente di 10 - 15 mA.

Nella fig. 2 è rappresentato lo schema di un commutatore automatico basato sull'uso del multivibratore. Nel circuito di ciascun catodo del doppio triodo è intercalato un relé, la cui corrente di lavoro è di 10 mA. Con questa disposizione i triodi sono alternativamente conduttori, perciò i relé RL1 ed RL2 funzionano a turno, in sincronismo con il momento di conducibilità del triodo rispettivo.

Se i valori dei componenti sono identici a quelli indicati nello schema, la frequenza delle commutazioni è di circa 3 secondi. Modificando i valori di R1 - C2 e di R2 - C1, si ottiene una variazione della frequenza, ma è necessario rispettare l'eguaglianza $R1 = R2$ e $C1 = C2$, se si vuole che i due cicli abbiano la stessa durata.

Volendo sostituire i due relé di fig. 3, con un solo relé ad inversione, si adatterà lo schema di fig. 4, dove la resistenza R5 è regolabile onde poterla portare al valore d'impedenza dell'avvolgimento del relé.

(Da « Radio Constructeur et Depanneur »)

I. Andreini

“EP 300”

LA VEDETTA TELECOMANDATA

Riproduciamo questo articolo di André Berthot, certi che interesserà molti fra i nostri lettori che si interessano di giochi telecomandati. Vi sono proposte soluzioni di una semplicità tale da consentire il raggiungimento del pieno successo anche ai meno introdotti nella tecnica dei telecomandi.

La soluzione adottata dall'autore si basa sull'uso di segnali ad onda quadra variabili in frequenza e in larghezza. Sono stati perciò studiati due tipi di rivelatori:

1) Un rivelatore che non dia alcuna tensione d'uscita, se la frequenza degli im-

pulsi ad onda quadra corrisponde ad F_0 , ma capace di fornire una tensione a corrente continua positiva proporzionale all'aumento della frequenza, ed una tensione negativa proporzionale alla diminuzione della frequenza.

2) Un rivelatore unicamente sensibile alle variazioni della larghezza degli impulsi e basato sullo stesso principio del precedente; vale a dire inadatto a fornire tensioni continue, se i segnali ad onda quadra sono simmetrici (eguale larghezza delle due semionde), ma capace di fornire una tensione continua positiva pro-

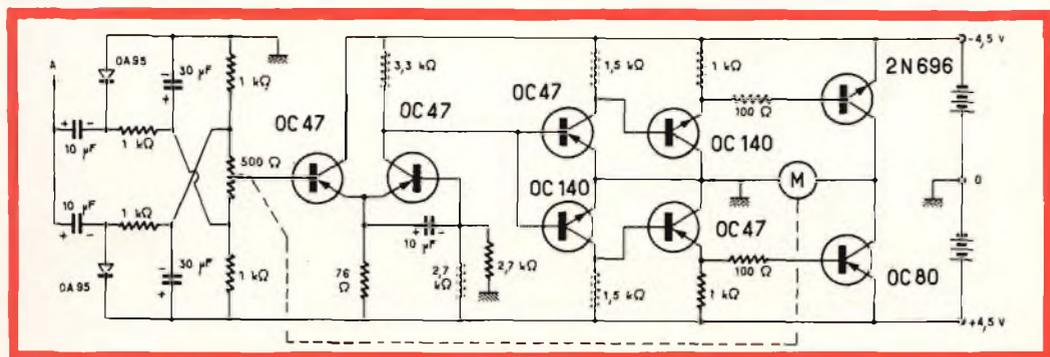


Fig. 1 - Schema elettrico del circuito per fornire la direzione al modellino.

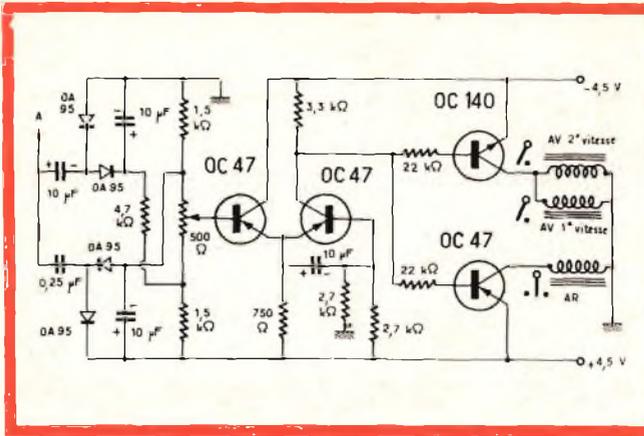


Fig. 2 - Schema elettrico del circuito per l'avanzamento atto a fornire due velocità in marcia avanti e una velocità in marcia indietro.

porzionale alla asimmetria, in un senso, ed una tensione continua negativa proporzionale alla asimmetria, nel senso opposto.

Consideriamo ora lo schema di fig. 1. In esso è rappresentato un amplificatore capace di amplificare indifferentemente sia tensioni positive che tensioni negative. Appliciamo all'entrata un rivelatore sensibile alle variazioni di frequenza e, all'uscita, un motore abbinato ad un riduttore di velocità, quest'ultimo calettato sull'asse di un potenziometro. La tensione fra massa e il cursore del potenziometro è zero, quando il cursore si trova esattamente al centro della corsa.

Anche il generatore di onde quadre (trasmettitore) ha un potenziometro di

regolazione della frequenza del generatore stesso, la cui posizione centrale corrisponde a F_0 . Supponiamo che il cursore del potenziometro, mosso dal riduttore del motore, si trovi al centro; all'entrata dell'amplificatore non vi sarà dunque nè alcuna tensione rivelata, nè tensione di controreazione e il motore resterà fermo.

Ma, se facciamo subire al potenziometro del trasmettitore una rotazione di 30° rispetto al centro, ne conseguirà una variazione della frequenza (in aumento, per esempio). Dal rivelatore avremo una tensione continua che, amplificata, metterà in movimento il motore e questo, tramite il riduttore di velocità, sposterà il cursore del potenziometro. Quando la tensione del potenziometro asservito, colle-

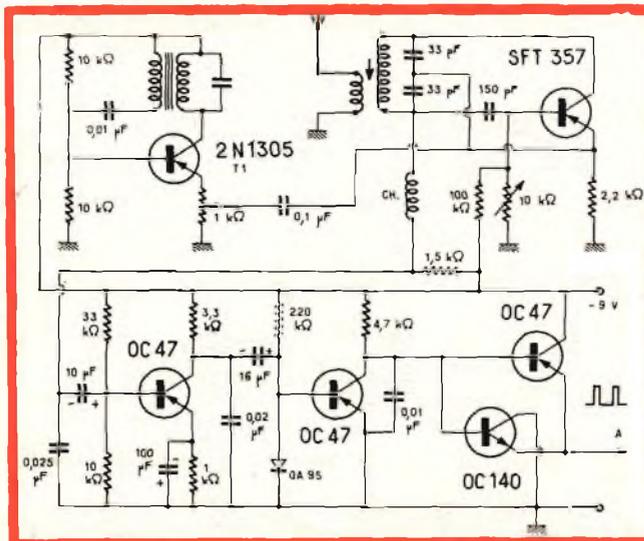


Fig. 3 - Schema elettrico del ricevitore.

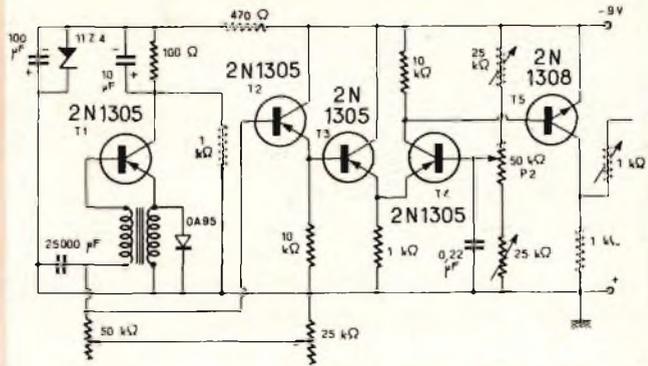


Fig. 4 - Schema elettrico del modulatore.

gato all'uscita dell'amplificatore, avrà raggiunto lo stesso valore, ma di segno contrario di quella fornita dal rivelatore, il motore si arresterà.

Supposto che la tensione ai capi del potenziometro comandato dal motore-riduttore sia proporzionale allo spostamento angolare del cursore ed eguale allo spostamento angolare del potenziometro trasmettitore, avremo realizzato un telecomando molto flessibile, con un numero di posizioni praticamente infinito.

Il ricevitore

Il ricevitore è costituito da un circuito a superreazione, abbinato ad un generatore esterno di onde quadre, il cui segna-

le a bassa frequenza è di 200 kHz circa. (fig. 3). La regolazione del generatore è assai semplice: dopo di averlo messo sotto tensione, si manovra il potenziometro P2 fino ad ottenere una corrente di 500 μ A sul collettore di T2 (SFT 357). Quindi si regola P1 per la migliore flessibilità e dolcezza di funzionamento, sopprimendo l'accordo se necessario.

Il segnale rivelato viene prelevato ai capi della resistenza da 1,5 k Ω . È un segnale molto debole, con i fronti spianati per la presenza del condensatore da 0,025 μ F. Il segnale viene perciò amplificato e messo in forma dai transistori T3 e T4 (OC 47), mentre T5 (OC 140) e T6 (OC 47) funzionano come taglio di cresta ed uscita a bassa impedenza.

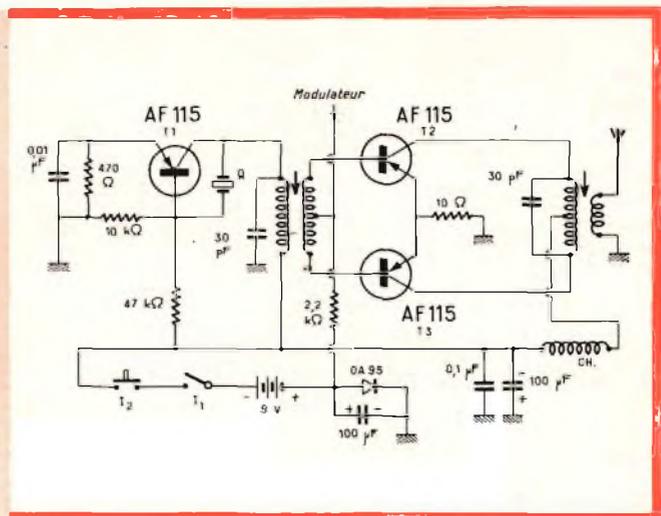


Fig. 5 - Schema elettrico del trasmettitore.

Il modulatore

Il modulatore consta di un generatore di segnali a denti di sega (Blocking), che un circuito comparatore T3 e T4, a polarizzazione variabile, rende di forma rettangolare e a differenti livelli di ampiezza (fig. 4). La frequenza può essere fatta variare fra 1.500 e 2.500 Hz e così pure la larghezza degli impulsi, per un rapporto di 1 a 10 circa. Amplificato dal transistor T5, il segnale viene quindi trasmesso alle due basi dello stadio finale.

Il trasmettitore.

Nel circuito del trasmettitore si distinguono le due parti essenziali formate dall'oscillatore pilota a quarzo, funzionante sulla sua fondamentale di 27,12 MHz, e

dallo stadio amplificatore finale, costituito da due transistori in push-pull, capaci di una potenza di cresta a radio frequenza di 100 mV (fig. 5). A riposo i due transistori T2 e T3 sono bloccati dalla tensione positiva fornita dal diodo OA95 (tensione di circa 0,3 V). Lo stadio d'uscita è sbloccato soltanto dagli impulsi negativi del modulatore, con il risultato di una modulazione al 100%. Il pulsante 12 è stato previsto nel caso che si voglia interrompere l'emissione mediante un comando ausiliario.

L'autore non fornisce dati sugli avvolgimenti, nella logica considerazione che chi si accinge all'esecuzione di un telecomando, possenga i necessari presupposti di preparazione e di attrezzature.

(Da « Electronique Professionnelle ») I. Andreini

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI

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

(cont. dal N. 8-1965)

SPIEGAZIONE DELLE SIGLE DEI COSTRUTTORI

SYL = Sylvania Semiconductor	PHIL = Philco	BEN = Bendix Semicon Division	NECJ = Nippon Electric
ETC = Electronic Transistor Corp.	HITJ = Hitachi Ltd	NTLB = Newmarket Transistor	SIHG = Siemens and Halske
TIIB = Texas Instruments Ltd.	WEC = Western Electric Co.	BRUB = Brush Crystal	ATEI = (ATES) Aziende Tecniche Elettroniche Del Sud
RCA = Radio Corp. of America	NONE = Non identificato	CSF = (COSEM) Cie Generale des Semi-Conducteurs	TIIF = Texas Instruments France
TOSJ = Tokyo Shibaura Electric	GIC = General Instrument	TSAJ = Tokyo Sanyo Electric Co.	MATJ = Matsushita Electronics Corp.
NPC = Nucleonic Products Co.	PHIN = Philips Gloeilampenfabrieken	TFKG = Telefunken	KOKJ = Kobe Kogyo Corp.
THI = Texas Instruments	MOTA = Motorola Semiconductor	CDLF = Compagnie des Lampes	GESY = General Electric Semicon Products
	SPR = Sprague Electric		
	SONY = Sony Corp.		

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

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

25

TIPO	MAX. DISS. COIL. in aria libera a 25°C (mW)	Frequenza di Taglio lab (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mW)	VALORI LIMITE 25°C				I _{co} Max. con V _{ce} max. a 25°C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25°C							Cob (pf)	STRUTTURA	COSTRUTTORE		
				BV _{ceo} (V)	BV _{ceo} / BV _{cre} (V)	BV _{ero} (V)	I _c (mA)		POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE								
									V _{ce} / V _{ce} (V)	I _c / ΔI _b (mA)	h _{ie} (ohm)	h _{oe} (ohm)	h _{ie} (ohm)	h _{re} (×10 ⁻⁴)						
															h _{fe} (V)				h _{fc} (V)	h _{fe} (V)
2N2271	250	.01Δ	#J	20	15§	10	500	500	1.50	350	75†						140	A	SYL	
2N226	250	.40	.300J	30			150	25	.600	1000	60†	b3.0	7.5					A	ETC	
2N227	250	.40	Pair of	2N226	with	hFE	matched	to	within	20	percent.								ETC	
2N224	250	.51	.300J	25			150	25	.600	1000	90†	b2.0	7.5					A	ETC	
2N225	250	.51	Pair of	2N224	with	hFE	matched	to	within	20	percent.								ETC	
2N223	250	.60	.20*J	18			150	20	4.50	2.00	110	b.10	15	2.5				A	ETC	
2N1416	250	.60	Pair of	2N223	with	hFE	matched	to	within	20	percent.								ETC	
2G383	250	1.0§Δ	.26#J	70	30		12	1000	100	1.00	500	40†Δ						A	TIIB	
2G384	250	1.0§Δ	.26#J	50	25		12	1000	100	1.00	500	55†Δ						A	TIIB	
2G385	250	1.0§Δ	.26#J	50	25		12	1000	100	1.00	500	100†Δ						A	TIIB	
2G386	250	1.0§Δ	.26#J	40	20		12	1000	100	1.00	500	55†Δ						A	TIIB	
2G387	250	1.0§Δ	.26#J	40	20		12	1000	100	1.00	500	100†Δ						A	TIIB	
2N398B	250	1.00	.30#A	105	105§	75	200	6.00	.25	5.00	20†Δ							ΔΔ	RCA	
2SB189	250	1.00	.200J	25			12	250		1.0	.100	75†						A	TOSJ	
SPT367	250	1.0§Δ	.30#S	16	10	1A	10	6.00	1.00	75								100	†	NJC
2N1372	250	1.50	.30#S	25	25§	15	200	7.00	1.00	500	27†Δ	b.60	30	4.0				ΔΔ	TI	
2N1373	250	1.50	.30#S	45	45§	25	200	7.00	1.00	500	27†Δ	b.60	30	4.0				ΔΔ	TI	
2N1383	250	1.50	.30#S	25	25§	15	200	14	1.00	500	27†Δ	b.60	30	4.0				ΔΔ	TI	
2N1273	250	2.00	.30#S	15	15§	10	200	14	1.00	500	27†Δ							ΔΔ	TI	
2N1274	250	2.00	.30#S	25	25§	10	200	14	1.00	500	27†Δ							ΔΔ	TI	
2N1370	250	2.00	.30#S	25	25§	10	200	14	1.00	500	45†Δ							ΔΔ	TI	
2N1371	250	2.00	.30#S	45	45§	10	200	14	1.00	500	45†Δ							ΔΔ	TI	
2N1374	250	2.00	.30#S	25	25§	15	200	7.00	1.00	500	45†Δ	b.50	30	5.0				ΔΔ	TI	
2N1375	250	2.00	.30#S	45	45§	25	200	7.00	1.00	500	45†Δ	b.50	30	5.0				ΔΔ	TI	
2N1376	250	2.00	.30#S	25	25§	15	200	7.00	1.00	500	67†Δ	b.50	30	5.0				ΔΔ	TI	
2N1377	250	2.00	.30#S	45	45§	25	200	7.00	1.00	500	67†Δ	b.50	30	5.0				ΔΔ	TI	
2N1380	250	2.00	.30#S	12	12§	7.0	200	14	1.00	500	27†Δ	b.50	30	5.0				ΔΔ	TI	
2N1381	250	2.00	.30#S	25	25§	15	200	14	1.00	500	27†Δ	b.50	30	5.0				ΔΔ	TI	
2N1382	250	2.00	.30#S	25	25§	15	200	14	1.00	500	45†Δ							ΔΔ	TI	
2N1378	250	3.00	.30#S	12	12§	7.0	200	7.00	1.00	500	85†Δ	b.40	35	6.0				ΔΔ	TI	
2N1379	250	3.00	.30#S	25	25§	15	200	7.00	1.00	500	85†Δ	b.40	35	6.0				ΔΔ	TI	
2G381	250	5.00§	.26#J	20			3.0	400	50	1.0	300	150†						35	A	TIIB
2G382	250	5.00§	.26#J	20			3.0	400	50	1.0	300	150						35	A	TIIB
2N598	250	5.6§Δ	.30#J	35	350	30	25	1.00	2000	50†Δ								20	Δ	PHIL
2N1997	250	6.00	.30#J	45			45	500	25	1.00	1000	70†						10	ΔΔ	TI
2SA41	250	6.00		35			20	40	50	6.00	1.0	45	23	1350	2.9			10	A	HITJ
2SA42	250	6.00		45			20	40	50	6.00	1.0	45	21	1350	2.7			10	A	HITJ
2N1174	250	7.00	.30#J	35			35	200	100	1.00	.500	85	b.17	56	8.3			15	Δ	WEC
2N1174	250	7.00		35	20		35	200	100	1.00	10	50†Δ						25	Δ	NONE
2N597	250	8.00	.30#J	45	400	45	500	25	1.00	1000	70							20	ΔΔ	ETC
2N598	250	8.00§	.30#J	35	400	30	500	25	1.00	1000	125							15	ΔΔ	ETC
2N1478	250	8.00	.30#J	30	20		20	500	5.00	1.00	1000	70†						15	ΔΔ	ETC
2N2375	250	9.00	.33	35	350	35	500	100	.12	2.00	75	66	1400	5.4				14	A	ETC
2N2376	250	9.00	#	Matched	pair	of	2N2375													ETC
2N599	250	10.0§	.30#S	30	20		20	500	25	1.00	2000	75†Δ						20	Δ	GIC
2N1998	250	10.0	.30#J	35			30	500	25	1.00	2000	95†						10	ΔΔ	TI
2N2374	250	15.0	.33	35	350	35	500	100	12	2.00	140	90	3000	8.7				14	A	ETC
2N599	250	16.0§	.30#J	30	200	20	500	25	1.00	1000	175							15	ΔΔ	ETC
2N1999	250	17.0	.30#J	30			20	500	25	1.00	2000	150†						10	ΔΔ	TI
AF118	250	1750	.250J	50			30	5.0	6.00	10	200								AD	PHIN
2N1495	250	24.0§	.30#S	40	40#	4.0	500	7.00	.500	2000	60†							4.0	ME	MOTA
2N2096	250	400§	.30#S	25			4.0	500	120	1.50	4000	40†						15	D	SPR
2N2097	250	400§	.30#S	40			4.0	500	120	1.00	2000	70†						15	D	SPR
2N2099	250	400§	.30#S	25			4.0	500	120	1.50	4000	40†						15	D	SPR
2N2100	250	400§	.30#S	40			4.0	500	120	1.00	2000	70†						15	D	SPR
2N1562	250	450§	.30#J	25	25	2.0	250	100	100	500	9.0db							7.0	ME	MOTA
2N1561	250	500§	.30#J	25	25	3.0	250	100	100	500	10db							7.0	ME	MOTA
2N537	250	600§	.30#J	30			1.0	100	30000	10	10	24	b.12	5.7				3.0	D	WEC
2SA373	250	640		25	12	.50	150	15	10	5.0	40†							3.2	EM	HITJ
2N2512	260	175§	.250J	70	700	.50	50	5.00	6.00	100	200†								AD	PHIN
2N2786	260	225§Δ	.25#S	35	20	.50	150	100	2.0	1000	33†Δ							50	PD	PHIN
2SB377	270		#J	32	30§		150	10	6.00	.50	34								Δ	SONY
2SB381	270		#J	32	30§		300	10	1.00	200	42†	b.50	27	3.5					A	SONY
2SB382	270		#J	32	30§		300	10	1.00	200	84†	b.50	27	5.0					A	SONY
2SB383	270		#J	32	30§		600	10	1.00	200	84†								A	SONY
2N2786A	280	225§Δ	.23#S	35	20	.50	150	100	2.00	1000	33†Δ							50	PD	PHIN
2N2706	280	2.50§	.30#	32	32	10	200	10	0.0	50	115†	155	3.9K	11.				4	AD	PHIN
2N1142	300	.25#J		30			.70	100	100	100	10†Δ	b100	7.5					4	D	MOTA
2SB421	300			80	80	1.0	600	50	1.00	150	70†								D	TOSJ

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz) **26**

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C P _c (mW)	Frequenza di Taglio lab (MHz)	Resistenza termica in aria libera (°C/mm)	VALORI LIMITE 25°C				I _{ceo} Max. con V _{ce} max. a 25°C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25°C						Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
				BV _{ceo} (V)	BV _{ces} (V)	BV _{ces} (V)	I _c (mA)		POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE					
									V _{ce} (V)	I _e (mA)	h _{ie} (ohm)	h _{oe} (ohm)	h _{ie} (ohm)	h _{re} (ohm)			
B1022	300		.40#	15	15	300	25	5.0	10	20							BEN
2N672	300	.20	.25	25	25	2A	75										ETC
2N674	300	.40Δ	.20#J	75	70	2A	100Δ	1.50	1A0	40†#Δ							GIC
2N670	300	.65	.20#J	40	40	2A	75Δ	1.50	1A0	100†							ETC
NKT251	300	1.00	.20#J	18	18		500	5.0	1.50	200Δ	50†Δ						NLTB
NKT253	300	1.00	.20#J	18	18		500	5.0	1.50	200Δ	25†Δ						NLTB
NKT261	300	1.00	.20#J	18	18		500	5.0	1.50	200Δ	50†Δ						NLTB
NKT263	300	1.00	.20#J	18	18		500	5.0	1.50	200Δ	25†Δ						NLTB
2N1124	300	1.30	.20#J	40		40	250	75	6.0	10	125	b2.0	4.0	5.5			ETC
CC122	300	1.30Δ	.22#J	32	32	12	500	40	6.0Δ	100Δ	180				170	A	PHIN
2N1125	300	1.50	.20#J	40	40	40	250	75	1.00	500Δ	125						ETC
NKT208	300	1.50	.20#J	30	30	30Δ	10	500	4.5	500	70†	1.0	65	7.0	45	A	NLTB
NKT221	300	1.50	.20#J	30	30	30Δ	10	500	4.5	500	70†	1.0	65	7.0	45	A	NLTB
NKT228	300	1.50	.20#J	30	30	30Δ	10	500	4.5	500	70†	1.0	65	7.0	45	A	NLTB
NKT231	300	1.50	.20#J	15	15	15Δ	10	500	4.5	1.0	110	b1.0	65	7.0	40	A	NLTB
NKT232	300	1.50	.20#J	15	15	15Δ	10	500	25	1.5	150	150†	65	7.0	40	A	NLTB
CC123	300	1.50Δ	.22#J	50	50	15	500	20	6.00	100	160				170	A	PHIN
2N2000	300	2.00	.25#J	50	50	20	1A	100	5.00	500	175†				350	ΔΔ	TII
GT5151	300	2.50	.25	40	10	15	25	25	5.00	1000	40†Δ				25	ΔΔ	GIC
2N2001	300	6.00	.25#J	30	20	1A	100	100	5.00	500	60†Δ				350	ΔΔ	TII
GT5153	300	10.0	.25	25	6.0	15	25	25	5.00	1000	80†Δ				25	ΔΔ	GIC
2N2648	300	20.0	.25	35	25	30	200	100	6.00	1.00	200	100	5000		22	A	GIC
2G110	300	200#	.20#J	36	15	2.5	50	10	3.0	50	15				3.5	ME	TII
2N705	300	300	.25#	15	3.5	50	100	100	3.00	100	40†				5.0	ME†	TII
2N710	300	300	.25#J	15	2.0	50	100	100	5.00	100	40†				5.0	ME	TII
2N711	300	300	.25	12	12	1.0	50	3.0	5.00	100	30†				5.0	ME	PHIN
2N2381	300	300Δ	.25#J	30	15	4.0	500	7.00	5.00	200Δ	40†				6.0	EM	MOTA
2N2382	300	300Δ	.25#J	45	20	4.0	500	7.00	5.00	200Δ	40†				6.0	EM	MOTA
TI440	300	300	.25#J	15	3.5	50	3.00	3.00	3.00	100	25†Δ				5.0	MEΔ	TII
2N1143	300	480	.10#J	25	5.0	100	100	100	10	100	49	b 40	3.6	20	1.5	D	TII
2N1195	300	550#	.25#J	30	20	1.0	50	50	10	100	40	b8.0	5.0	13	2.3	D	WEC
2N1142	300	600	.10#J	30	7.0	100	100	100	10	100	49	b 40	3.6	20	1.4	D	TII
2N1141	300	750	.10#J	35	1.0	100	100	100	10	100	49	b 40	3.6	20	1.2	ME	TII
2N2095	300	1000#	.08#J	30	15	1.0	300	150							6.5	D	SPR
2N2098	300	1000#	.08#J	30	15	1.0	300	150							6.5	D	SPR
ASY12-1	330*		.40#J	32	18	10	600		6.00	600	30†						BRUB
ASY12-2	330*		.40#J	32	18	10	600		6.00	600	40†						BRUB
ASY13-1	330*		.40#J	60	30	10	600		6.00	600	30†						BRUB
ASY13-2	330*		.40#J	60	30	10	600		6.00	600	40†						BRUB
2N249	350		#	25		200	25	1.0	1.0	100	50						ETC
2SB67	350	1.00		55		12	150	10	6.00	1.0	45	21	1350	2.1	45	A	HITJ
2SB67A	350	1.00		60		30	150	10	6.00	1.0	45	21	1350	2.1	45	A	HITJ
SFT124	350	1.00	.17#J	24		12	500	20	1.00	250	30†			220			CSF
SFT143	350	1.00	.17#J	45	20	25	500	20	1.00	250	30†			220	60	A	CSF
SFT144	350	1.80	.17#J	45	20	25	500	20	1.00	250	60†			380	60	A	CSF
SFT125	350	2.00	.17#J	24		12	500	20	1.00	250	70†			500			CSF
SFT125P	350	2.00	.17#J	30	15	15	500	25	1.00	250	70†			500			CSF
2SA359	350	250		20		20	15	6.00	5.00	30					3.5	ME	TSAJ
2N1693	350	450#	.30#J	25	25	2.0	250	100	10	500	9.0db				7.0	ME	MOTA
2N1692	350	500#	.30#J	25	25	3.0	250	100	10	50	10db				7.0	ME	MOTA
2N2962	350	700#Δ	.03#S	40	18	1.5	300	5.00	150	100	6.0#				100	D	SPR
2N2963	350	700#Δ	.03#S	40	18	1.0	300	5.00	150	100	6.0#				100	D	SPR
2N2964	350	700#Δ	.03#S	30	15	1.0	300	5.00	150	100	6.0#				100	D	SPR
2N2965	350	700#Δ	.03#S	30	15	1.0	300	5.00	150	100	6.0#				100	D	SPR
AC117	400		.075#J	30		10	500	6.0	50	85†							TFKG
AC124	400		.075#J	45		10	500	6.0	50	85†							TFKG
ACY24	400		.075#J	70		30	300	60	10	50	60						TFKG
2N1038	400	.225#Δ	.19#S	40	30	20	300	125	5.00	1000	20†Δ				100	A	TII
2N1039	400	.225#Δ	.19#S	60	40	20	300	125	5.00	1000	20†Δ				100	A	TII
2N1039	400	.225#Δ	.19#J	60	40	20	300	125	5.00	1000	20†Δ						BEN
2N1040	400	.225#Δ	.19#S	80	50	20	300	125	5.00	1000	20†Δ				100	A	TII
2N1041	400	.225#Δ	.19#S	100	60	20	300	125	5.00	1000	20†Δ				100	A	TII
2N1041	400	.225#Δ	.19#J	100	60	20	300	125	5.00	1000	20†Δ						BEN
2N2564	400	.25#Δ	.19#S	40	30	20	350	125	1.00	3000	20†Δ				100	A	TII
2N2565	400	.25#Δ	.19#S	60	40	20	350	125	1.00	3000	20†Δ				100	A	TII
2N2566	400	.25#Δ	.19#S	80	50	20	350	125	1.00	3000	20†Δ				100	A	TII
2N2567	400	.25#Δ	.19#S	100	60	20	350	125	1.00	3000	20†Δ				100	A	TII
44T1	400	1.20	#J	45		5.0	300	16	1.00	150	54				35		CDLF
520T1	400	2.00	.13	20	20	6.0	500	16	1.0	150	32Δ						CDLF

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

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

27

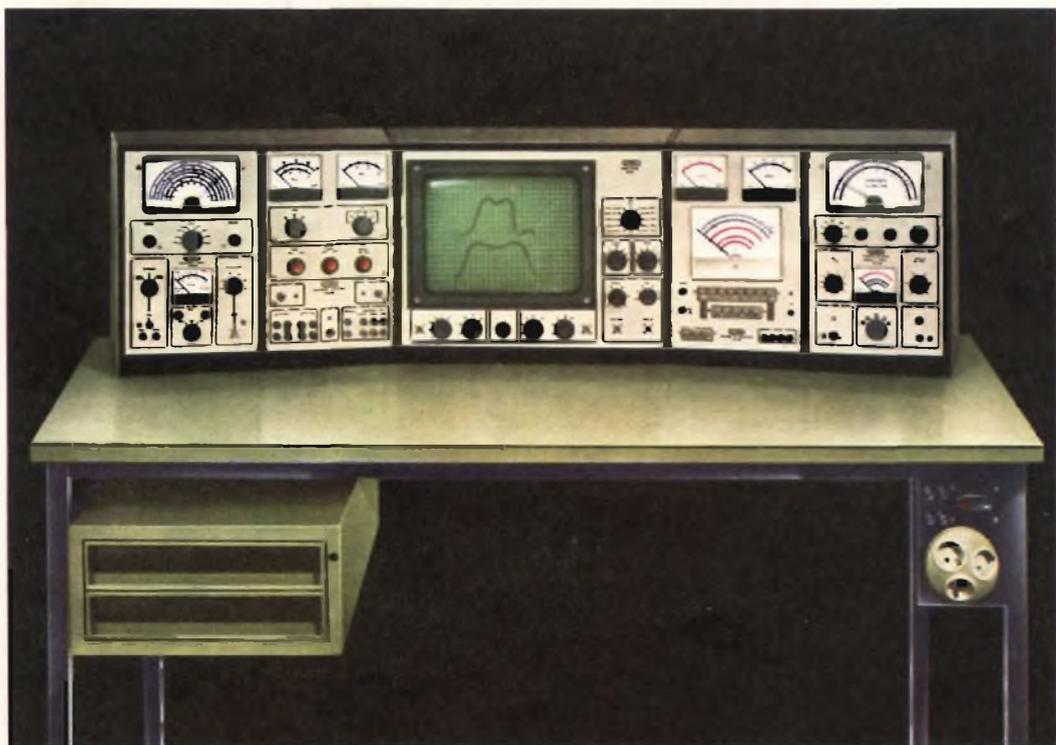
TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglia lab (MHz)	Resistenza termica in aria libera (°C/mw) MASSIMA TEMPERATURA	VALORI LIMITE 25°C				Icso Max. con Vce max. a 25°C (mA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25°C							Cob (pf)	STRUTTURA	COSTRUZIONE		
				BVcbo (V)	BVcbo - BVces (V)	BVcbo (V)	Ic (mA)		POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE								
									Vce (V)	Ic (mA)	hfe (1-hre)	hoe (ohm)	hie (ohm)	hre (X10 ⁴)						
															∅-Vcr				∅-Ic ∆-Ib	∅-hre
52T1	400	2.00	.13	20	20	6.0	500	16	1.0	150	60∆					A	CDFL			
TIX317	400	15∆	.19#J	100	40	1.5	3A	200∅	1.5∅	1A∅	60†∆					DA	TII			
TIX318	400	15∆	.19#J	130	50	1.5	3A	200∅	1.5∅	1A∅	60†∆					DA	TII			
2N1494	400	400∅	.19#S	20	20∅	4.0	500	100	1.5∅	400∅	30†					5.0	ME	MOTA		
SFT234A	450		.13#J	80	60	20	1A	125∅	.50∅	50∅	30†∆						A	CSF		
SFT232	450	.30	.13#J	40	30	20	100∅	75.0	.50∅	1000∅	40†						A	CSF		
SFT233	450	.30	.13#J	60	40	20	1A	75.0	.50∅	1000∅	40†						A	CSF		
SFT234	450	.30	.13#J	80	50	20	1A	75.0	.50∅	1000∅	40†						A	CSF		
ASY76	500	.36∆	.25∅J	40	32	10	300	100	0.0	300	26†∆						A∆	PHIN		
ASY77	500	.36∆	.25∅J	60	60	10	300	100	0.0	300	26†∆						A∆	PHIN		
2SB105	500	.50	.10∅J	30	10	500	100	2.0∅	200∅	70†							A	NECJ		
2SB108	500	.50	.10∅J	40	10	500	100	2.0∅	200∅	70†							A	NECJ		
2SB108A	500	.50	.10∅J	60	10	500	100	2.0∅	200∅	70†							A	NECJ		
2SB108B	500	.50	.10∅J	80	10	500	100	2.0∅	200∅	70†							A	NECJ		
2SB201	500	.50	.10∅J	32	12	140			1.0	.15∅	150†						A	TOSJ		
ASY80	500	.85∆	.25∅J	40	32	20	300	100	0.0	300	51†∆						A∆	PHIN		
AC125	500	1.3∆	.30∅J	32	32	10	100	200	5.0	2.0	65†∆						A†	PHIN		
AC126	500	1.7∆	.30∅J	32	32	10	100	200	5.0	2.0	100†∆		80	1700	6.5		A†	PHIN		
SFT325	500	2.00∅	.13	24	16	12	500	30	1.0∅	250∅	70†			1.2K			A	NPC		
2N1496	500	2.40∅	.15#S	40	25	4.0	500	70∅	.50∅	200∅	60†						4.0	ME	MOTA	
SFT130	550	1.00	.11#J	24	12	500	20	1.0∅	250∅	30†				220			A	CSF		
SFT145	550	1.00	.11#J	45	20	25	500	20	1.0∅	250∅	30†			220			60	A	CSF	
OC79	550	1.20	.09∅J	26	26∅		200	10	6.0	50	42						A	PHIN		
AC128	550	1.50∅	.30#J	32	32	10	1A		0.0	50	55†∆						100	A	PHIN	
OC74	550	1.50	.09∅J	20	20∅		300	10	6.0	5.0	75						A	PHIN		
SFT146	550	1.80	.11#J	45	20	25	500	20	1.0∅	250∅	60†			380			60	A	CSF	
OC80	550	2.00	.∅J	32	32∅		20	600	10	6.0	50	85					A∆	PHIN		
SFT131	550	2.00	.11#J	24	12	500	20	1.0∅	250∅	70†				500			A	CSF		
SFT131P	550	2.00	.11#J	30	15	15	500	25	1.0∅	250∅	70†			500			A	CSF		
AFY10	560*	250∅	.25#J	30	15	1.0	70	18∅	10∅	10∅	60						1.2	MB∅	SIHG	
AFY11	560*	300∅	.25#J	30	15	1.0	70	18∅	10∅	10∅	60						1.2	MB∅	SIHG	
2SB271	600			25						100∅	80†						A	TSAJ		
2SB272	600			25						100∅	200†						A	TSAJ		
2SB273	600			25						100∅	150†						A	TSAJ		
AC135	600	1.50	.31#J	20	20	2.5	200	65	5.0∅	2.0∅	90						A	ATEI		
AC136	600	1.50	.31#J	30	25	12	200	30	5.0∅	2.0∅	90						A	ATEI		
2N2929	750		#J	25	10	.75	100	.005	10∅	10∅	10†∆			150∅			2.5	∅	MOTA	
NKT351	750		.09#J	30	30∅	5.0	2A	100∅	1.5	1000	15†∆						A	NTLB		
NKT352	750		.09#J	15	15∅	5.0	2A	100∅	1.5	1000	20†∆						A	NTLB		
NKT361	750		.09#J	30	30∅	5.0	2A	100∅	1.5	1000	15†∆						A	NTLB		
NKT362	750		.05#J	15	15∅∅	5.0	2A	100∅	1.5	1000	20†∆						A	NTLB		
NKT301	750	1.00	.09#S	60	40	15	2A	1000	0.0	2000	30†∆						A	NTLB		
NKT302	750	1.00	.09#S	60	40	15	2A	1000	0.0	50	50†∆						A	NTLB		
NKT303	750	1.00	.09#S	30	20	15	2A	1000	0.0	2000	30†∆						A	NTLB		
NKT304	750	1.00	.09#S	30	20	15	2A	1000	0.0	50	50†∆						A	NTLB		
AC139	750	1.80∆	.29#J	32	32	3.0	500	200	1.0∅	400∅	40†						40	A	ATEI	
V6/2RJ	750	3.00	.40∅J	6.0			30		4.5	1.0	30							A	NTLB	
2N1123	750∅	5.00	.10#J	45	40∅	45	400	25	1.0∅	100∅	70†						15	A∆	NONE	
2N600	750∅	5.6∆	.10#J	35	35∅	30		25	1.0∅	200∅	50†∆						20∅	A	GIC	
2N1142A	750∅	400∅	.10#J	30		.70	100		10∅	10∅	15†						1.5	ME	TII	
2N1143A	750∅	400∅	.10#J	30		.50	100		10∅	10∅	15†						1.5	ME	TII	
2N1141A	750∅	500∅	.10#J	35		1.0	100		10∅	10∅	15†						1.5	ME	TII	
ACY16	800		.50#J	45	30	10	100	30	1.0∅	300∅	60†							A	TFKG	
AFY19	800	225∆	.25#J	32	32	.50	150	1000	12	80	40†∆			18			12	DA	PHIN	
ASY48	900*	1.20∅	.30#J	64	45	16	300	18	.50∅	100∅	50†							A	SIHG	
AC121	900*	1.50∅	.30#J	20	20	10	300	25	.50∅	100∅	100†							A	SIHG	
AC152	900*	1.50∅	.30#J	32	24	10	300	25	.50∅	100∅	80†							A	SIHG	
ASY70	900*	1.50∅	.30#J	32	30	16	300	18	.50∅	100∅	80†							A	SIHG	
AC162	900*	1.70∅	.30#J	32	24	10	200	25	5.0	2.0	110†			80	2000	8.0		A†	SIHG	
AC163	900*	2.30∅	.30#J	32	24	10	200	25	5.0	2.0	160†			90	2800	10		A†	SIHG	
AC153K	1000*	1.50∅	#J	32	32∅	10	1000	200	0.0	300∅	90†							A	SIHG	
AC153	1100*	1.50∅	.30#J	32	32∅	10	1000	200	0.0	300∅	90†							A	SIHG	
ACY33	1100*	1.50∅	.30#J	32	32∅	10	1000	50	0.0	300∅	90†							A	SIHG	
2SB372	1500∅		.04#	25	25∅	10	1A	50∅	1.5∅	200∅	70†							A	TSAJ	
2SB373	1500∅		.04#	25	25∅	10	1A	50∅	1.5∅	200∅	150†							A	TSAJ	
2SB374	1500∅		.04#	60	60∅	10	1A	50∅	1.5∅	200∅	150†							A	TSAJ	
2SA374	1500∅	300∅	#J	34		.50	300	12∅	2.0	150	100							13	AD	MATJ

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI NPN AL GERMANIO

diaposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz) 28

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C (mW)	Frequenza di Taglio f _{αb} (MHz)	Resistenza termica in aria libera in °C/mW	VALORI LIMITE 25°C				I _{CEO} Max. con V _{CE} max. a 25°C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25°C								C _{ob} (pf)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
				BV _{CEO} (V)	Δ-BV _{CEs} β-BV _{CEr} (V)	BV _{BR0} (V)	I _c (mA)		POLARIZZAZIONE				EMETTITORE COMUNE						
									V _{CE} (V)	I _e (mA)	h _{FE} (min)	h _{FE} (max)	h _{oe} (ohm)	h _{ie} (ohm)	h _{re} (×10 ⁻⁴)	h _{re} (×10 ⁻⁴)			
2N1010	20	2.00	1.5°A	10	10	10	2.0	10	3.50	.30	35						4.0	A0	RCA
2N170	25	2.50	.91°S	6.0			20	3.0	5.0	1.0	20							G	ETC
2N166	25	5.00	*	6.0			20	5.0	6.0	1.0	32							G	ETC
2SC75	30	10.0	∅J	15			5.0	8.0	6.0	1.0	24			38				G	SONY
2SC76	30	10.0	∅J	15			5.0	8.0	6.0	1.0	24			38				G	SONY
2SC77	30	10.0	∅J	15			5.0	8.0	6.0	1.0	24			38				G	SONY
2SC175	30	10.0	∅J	15			5.0	8.0	6.0	1.0	24			38				G	SONY
2SC176	30	10.0	∅J	15			5.0	8.0	6.0	1.0	24			38				G	SONY
2SC177	30	10.0	∅J	15			5.0	8.0	6.0	1.0	24			38				G	SONY
2SC73	30	20.0	∅J	15			5.0	8.0	6.0	1.0	41			35				G	SONY
2SC78	30	20.0	∅J	15			5.0	2.0	6.0	1.0	49	.20		33	2.0			G	SONY
2SC173	30	20.0	∅J	15			5.0	8.0	6.0	1.0	41			35				G	SONY
2SC178	30	20.0	∅J	15			5.0	2.0	6.0	1.0	49	.20		33	2.0			G	SONY
2N124	50	.30	1.40#	10		5.0	8.0	2.0	5.0	1.00	18							G	ETC
2N507	50	.60	#	40			100	15	.50	1.0	25Δ							G	SVL
2N567	50	.60	#	40			100	15	1.0	1.0	40							G	ETC
2N103	50	.75	∅	35			10	50	4.5	1.0	4.0							G	ETC
2N97	50	1.00	∅	30			10	2.0	4.5	1.0	13							GA	ETC
2N98	50	2.50	∅	40			10	2.0	4.5	1.0	40							G	ETC
2N194	50	3.00	1.00∅J	18#			100	25	6.00	1.00	8.0							A	SVL
2N194A	50	3.00	1.00∅J	18#			100	50	6.00	1.00	8.0							A	SVL
2N211	50	3.00	1.00∅J	10			50	20	6.00	1.00								A	SVL
2N216	50	3.00	1.00∅J	18#			50	50	6.00	1.00	7.5							A	SVL
2N515	50	3.00	1.00∅J	18			10	50	6.00	1.00	7.5							A	SVL
2N516	50	3.00	1.00∅J	18#			10	50	6.00	1.00	7.5							A	SVL
2N517	50	3.00	1.00∅J	18			10	50	6.00	1.00	7.5							A	SVL
2N99	50	3.50	∅	40			10	2.0	4.5	1.0	40							GA	ETC
2N105B	50	4.00Δ	.40#J	18#			50	50	6.00	1.00	17							A	SVL
2N125	50	5.00	.70∅J	10		5.0	8.0	2.0	5.0	1.00	36	b.23		62	3.0			A	ETC
2N126	50	5.00	.70∅J	10		5.0	8.0	2.0	5.0	1.0	20	b		90	14			A	ETC
2SC60	50	5.00Δ	1.7#J	20	20∅		10	20	6.00	1.00	50							A	TSAJ
2SC11	55	6.00	∅J	18			12	24	6.0	1.0								A	TOSJ
2N78A	60		1.0#S	20	20	5.0	20	3.00	1.00	1.00	40†Δ	b		1.4	62			G	GESY
2N145	65		.70∅J	20			5.0	3.0	9.0	1.00								G	ETC
2N146	65		.70∅J	20			5.0	3.0	9.0	1.00								G	ETC
2N147	65		.70∅J	20			5.0	3.0	9.0	1.00								G	ETC
2N172	65		.70∅J	16			5.0	3.0	9.0	1.00								G	ETC
2N253	65			12	5.0			3.0										G	ETC
2N254	65			12	5.0			3.0										G	ETC
2SC13	65		∅J	18			12	40	1.00	24∅	50†							A	TOSJ
2SC14	65		∅J	18			12	40	1.00	24∅	100†							A	TOSJ
2SD162	65		#J	20		2.5	30	12∅	9.00	1.50	60†							A	KOKJ
2N165	65	5.00	.91#J	15	15		20	5.0	1.00	.02Δ	72†							G	ETC
2N292	65	5.00	.91#S	15	15		20	5.0	1.00	1.00	25†	67		1.0	2.4			G	GESY
2N448	65	5.00	.91#S	15	15		20	5.0	1.00	1.00	25†	67		1.0	2.4			G	GESY
2N1198	65	5.00Δ	#J		25		75			8.00	17†							G	ETC
2N164A	65	8.00	.91#J	15	15		20	5.0	1.00	.02Δ	40†							G	ETC
2N168A	65	8.00	.91#S	15	15		20	5.0	5.00	1.0	40			50	24			G	ETC
2N169	65	8.00	.91#A	15	15		20	5.0	5.00	1.00	72†			100	2.4			G	GESY
2N293	65	8.00	.91#S	15	15		20	5.0	1.00	1.00	25†	67		.50	2.4			G	GESY
2N449	65	8.00	#J		15		20	5.0	1.00	1.00	72†							G	GESY
2N1086	65	8.00	.91#J	9.0	9.0		20	3.00	5.00	1.00	40							G	GESY
2N1086A	65	8.00	.91#J	9.0	9.0		20	3.00	5.00	1.00	40							G	GESY
2N1087	65	8.00	.91#J	9.0	9.0		20	3.00	5.00	1.00	40							G	GESY
2N1121	65	8.00	#J		15		20	5.0		1.00	34†							G	ETC
2N78	65	9.00	.91#S	15	15	5.0	20	3.0	5.0	1.0	58	b.20		55	2.0	6.0		G	ETC
2N78A	65	9.00	.91#S	20	20	5.0	20	3.00	5.0	1.0	58	b.20		55	2.0	3.0	††	G	GESY
2N167	65	9.00	.91#S	30	30	5.0	75	1.50	5.0	1.0	65	b.20		55	1.5	2.5	Δ	G	GESY
2N169A	65	9.00	.80#J	25	25	5.0	25	5.00	5.00	1.00	50	b.20		55	20	2.4		G	GESY
2N167A	70	11#Δ	.86#S	30	30	5.0		1.50	1.00	8.00	17†Δ							G	GESY
2N1510	75		.80#J	75	70#	8.0	20	5.0	1.0	1.00	30†							G	GESY
2N167A	75	9.00	.80#S	30	30	5.0	25	1.50	1.0	8.00	30†	b.20		55	1.5	6.0	Δ	G	GESY
2N1217	75	9.00	.80#S	20	20	5.0	25	1.50	1.00	2.00	60†							G	GESY
2N1694	75	9.00	.80#J	20	20	10	25	1.50	1.00	2.00	25†							G	GESY
2N502B	75	620*Δ	#J	30			100	5.0			20Δ							G	SPR
2SD44	80		∅J	25		12	50	140	6.0	1.0	85	30	2500	5.0	24			A	TOSJ
2N556	100		.60#J	25		15	200		.300	10Δ	50†							A	ETC
2N557	100		.60#J	20		10	200	10	.300	10Δ	30†							A	ETC
2N558	100		.60#J	15		15	200	10	.300	10Δ	75†							A	ETC

ELETTRONICA DIDATTICA



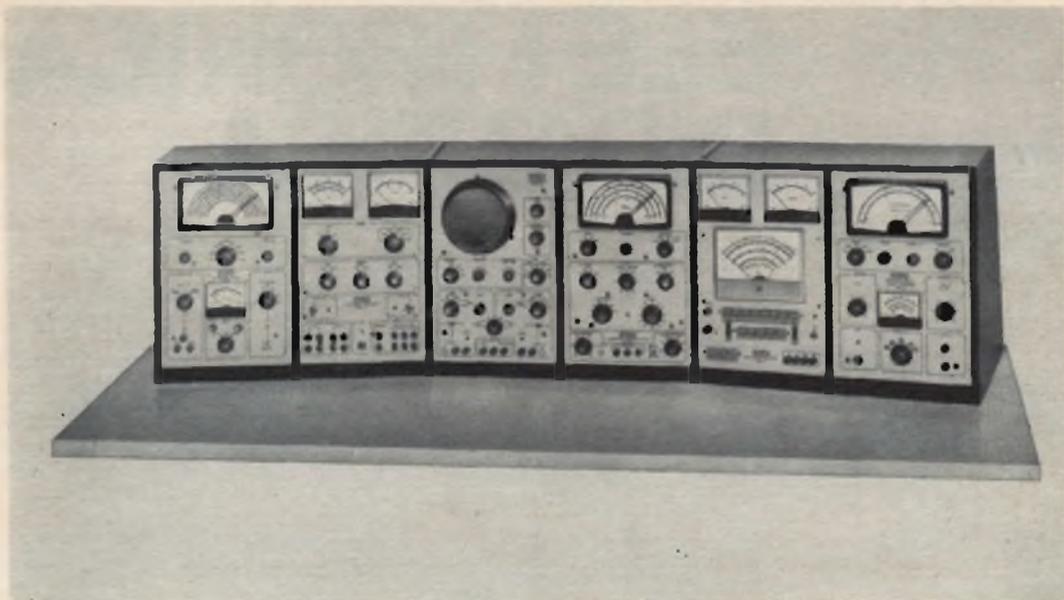
LABORATORI ELETTRONICI

La Lael ha realizzato un interessante corredo per l'insegnamento dell'Elettronica e della Radiotecnica denominato « ELETTRONICA DIDATTICA », costituito da banchi di misura, lavagne magnetiche, telai universali di montaggio e da un testo teorico pratico di esercitazioni radioelettroniche.

La formula suggerita è l'insegnamento dell'Elettronica in quattro fasi distinte e graduali: dapprima l'insegnante compone su di una lavagna magnetica il circuito elettronico in esame, avvalendosi di componenti reali in modo da ottenere un circuito effettivamente funzionante, sul quale effettuare le misure, dando così una diretta dimostrazione del funzionamento.

Gli allievi ripetono quindi il circuito sulle proprie lavagne, (fig. 2) ai propri banchi, eseguendo le stesse misure compiute dall'insegnante, assimilando con facilità la tecnica dei circuiti e delle misure. Passano quindi al montaggio sui telai universali (fig. 4) per impadronirsi della tecnica del cablaggio: gli allievi imparano così a saldare e disporre componenti e collegamenti, nel modo più razionale e conveniente. Procedendo infine alle misure ed alla messa a punto del circuito.

Il complesso può risultare di notevole utilità anche per laboratori, per lo studio di prototipi.

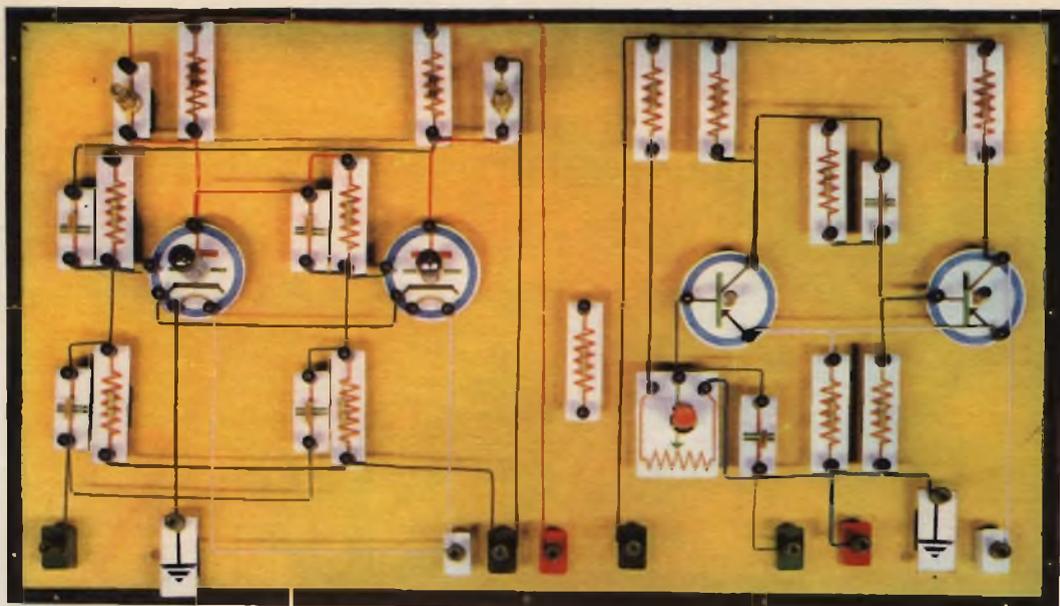


BANCHI DI MISURA

I banchi di misura raggruppano una serie di strumenti (da cinque a sei per ogni banco) sotto forma di pannelli intercambiabili, per predisporre un determinato ciclo di misure. È così possibile, ad esempio, programmare i banchi per effettuare misure in B.F., oppure per la messa a punto ed il controllo di apparecchi radio e televisivi, oppure ancora per compiere rilievi su componenti.

I pannelli fondamentali sono:

- 1) Vobbuloscopia a doppia traccia
- 2) Generatore AM-FM
- 3) Generatore di forme d'onda quadre e sinusoidali
- 4) Voltmetro elettronico
- 5) Alimentatore stabilizzato per valvole e transistori
- 6) Oscilloscopio a larga banda con commutatore elettronico incorporato
- 7) Vobbulatore
- 8) Q-metro
- 9) Ponte RCL
- 10) Provalvole a conduttanza mutua
- 11) Provatransistori
- 12) Distorsionometro
- 13) Misuratore di uscita e millivoltmetro
- 14) Generatore di funzioni.



Insieme ad essi sono disponibili alcuni strumenti indipendenti quali:

Grip dip meter
 Wattmetro
 Analizzatore 20000 ohm/V
 Analizzatore 20000 ohm/V
 Analizzatore 5000 ohm/V
 Decadi di resistenza
 Decadi di capacità
 Rivelatore di zero.

In fig. 1 compare un banco composto da alimentatore (5), voltmetro elettronico (4), generatore B.F. (3), generatore AM-FM (2), vobbuloscopio (1), mentre in fig. 2 lo stesso banco è predisposto con l'Oscilloscopio (6) e Wobbolatore (7) al posto del Wobbuloscopio (1), gli altri pannelli restano invariati.

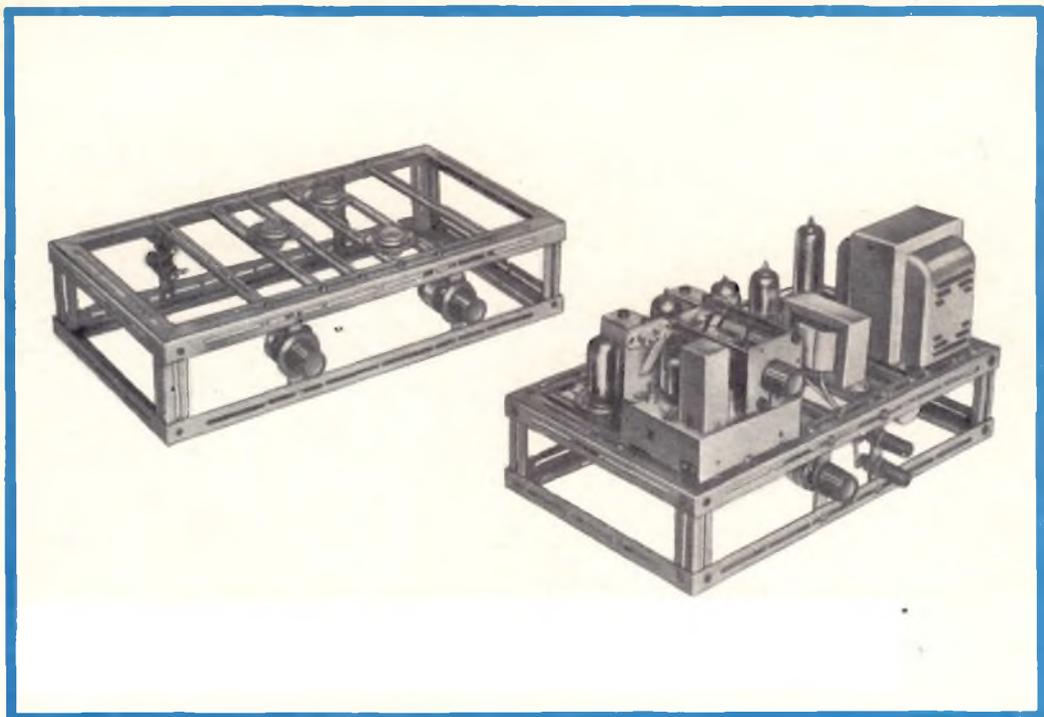
Si noti la razionalità della disposizione e l'ampio spazio del piano d'appoggio capace di contenere i circuiti più ingombranti, quali ad esempio i televisori. Il banco è fornito da portasaldatore, prese a varie tensioni con protezione e interruttore automatico magnetotermico.

LAVAGNE MAGNETICHE

Le lavagne consentono la composizione di circuiti elettronici funzionanti, con un metodo che per la sua semplicità si è dimostrato didatticamente molto efficace. Su di esse vengono applicati magneticamente dei supporti che rappresentano, a colori codificati, i simboli dei componenti elettronici, sui quali si applicano, per mezzo di opportuni morsetti, i componenti reali, quali (ad esempio) tubi elettronici, resistenze, condensatori, transistori, etc.

Esse sono realizzate in due versioni, grande per l'insegnante e piccola per l'allievo.

La fig. 3 rappresenta una lavagna magnetica per allievi sulla quale è stato composto un flip-flop a valvole ed un circuito di Schmitt a transistori.



TELAI DI MONTAGGIO UNIVERSALE

I telai universali per montaggi sono stati studiati per realizzare in modo rapido e razionale i circuiti elettronici, senza dover ricorrere ai classici telai in lamiera, che, una volta piegati e forati, non possono in genere essere riutilizzati. Essi sono costituiti da una intelaiatura principale ottenuta con profilati di acciaio inossidabile, sulla quale vengono fissati mediante bulloncini dei traversini costituenti la trama secondaria, modificabile a piacere. I traversini sono sagomati in modo da permettere il fissaggio in qualunque posizione di tutti i componenti (ancoraggi, trasformatori, gruppi di alta e media frequenza, tubi elettronici, etc.).

I telai universali si prestano ottimamente anche per montaggi sperimentali. La unione di due telai consente la costruzione di circuiti complessi, come ad esempio televisori.

La fig. 4 rappresenta due telai, su uno dei quali è stato montato un radoricevitore supereterodina a FM.

FINE

TERMOSTATO TRANSISTORIZZATO

L'introduzione negli elettrodomestici dei dispositivi elettronici di controllo in sostituzione di quelli elettromeccanici è stata possibile grazie ai vantaggi offerti dai semiconduttori. Le ridotte dimensioni, le basse tensioni e la sicurezza di funzionamento dei dispositivi a semiconduttori nonché il basso livello di costo raggiunto hanno consentito di applicare i sistemi di automazione e di programmazione a molte apparecchiature di largo consumo.

Il vantaggio più evidente dell'impiego di dispositivi di controllo elettronici rispetto agli analoghi elettromeccanici è quello di non avere alcuna parte in movimento escludendo, a priori, tutti gli inconvenienti inerenti a tali sistemi.

Tra gli elettrodomestici quello nel quale i dispositivi di controllo e di programmazione elettronici hanno dimostrato una superiorità su quelli elettromeccanici è la **lavatrice**. Qui, il controllo elettronico di grandezze fisiche come la temperatura dell'acqua, il tempo di prelavaggio, di lavaggio e di risciacquo, la velocità di centrifugazione come pure la programmazione del ciclo delle operazioni cui la lavatrice è chiamata a compiere, possono essere effettuati mediante i dispositivi elettronici con una precisione e sicurezza di funzionamento che gli analoghi dispositivi elettromeccanici non sono in grado di offrire. Oltre a ciò, è il costo relativamente basso e l'assoluta mancanza di manutenzione di questi dispositivi che può indurre il costruttore ad adattarli nei più progrediti modelli di lavatrici.

In questo articolo presentiamo un di-

positivo elettronico che essendo il primo della serie, è molto semplice, ed è quello che riguarda il controllo della temperatura dell'acqua, più comunemente noto come **termostato**.

Attualmente, il controllo della temperatura dell'acqua è effettuato nelle lavatrici mediante un termostato che sfrutta il coefficiente di dilatazione di liquidi o di



Fig. 1 - Termostato completo munito dell'organo sensibile alla temperatura (sonda).

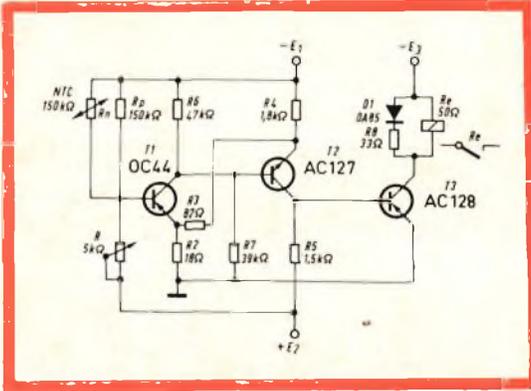


Fig. 2 - Schema elettrico del termostato transistorizzato.

Componenti

- R = Potenziometro da 5 kΩ
- R_n = Termistore (N.T.C.), 150 kΩ
- R_p = 150 kΩ
- R₂ = 18 Ω
- R₃ = 82 Ω
- R₄ = 1800 Ω
- R₅ = 1500 Ω
- R₆ = 47 kΩ
- R₇ = 39 kΩ
- R₈ = 33 Ω
- Re = relé, 50 Ω
- Tr₁ = OC 44
- Tr₂ = AC 127
- Tr₃ = AC 128
- D₁ = OA 85
- E₁ = 21 V c.c.
- E₂ = 1 V c.c.
- E₃ = 12 V_{eff} raddr. onda piena

particolari metalli. Essenzialmente il principio di funzionamento di un siffatto dispositivo è il seguente: la dilatazione del liquido o la deformazione di una lamina di bimetallo provocata dall'aumento della



Fig. 3 - Organo sensibile alla temperatura costituito da un resistore a coefficiente di temperatura negativo incapsulato in un tubetto di rame.

temperatura vengono sfruttate per agire direttamente o attraverso organi elettromeccanici sul circuito di riscaldamento dell'acqua. Siccome però i termostati di questo tipo non consentono una regolazione continua della temperatura, l'attenzione si è rivolta verso i termostati elettronici i quali permettono tale regolazione ed offrono una precisione costante entro tutto il campo e sensibilmente superiore ai sistemi sopramenzionati.

Quello da noi proposto impiega come elemento rivelatore della temperatura un termistore, il quale avendo per natura un coefficiente di temperatura negativo, diminuisce la propria resistenza all'aumentare della temperatura. Il circuito è dimensionato in modo che raggiunta la temperatura voluta, il circuito di riscaldamento dell'acqua venga interrotto. Come si vede, un siffatto dispositivo non ha alcuna parte in movimento (almeno fino al relé) e possiede come caratteristiche essenziali, lunga durata di vita, precisione nella segnalazione della temperatura voluta, possibilità di regolazione della temperatura entro l'intervallo stabilito e infine messa a punto oltremodo semplice.

Descrizione del circuito del termostato

Questo termostato è in grado di fare scattare un relé al raggiungimento di un dato valore prefissato di temperatura entro l'intervallo che va da 30° a 90°. La temperatura può essere prefissata ad un valore qualsiasi nell'intervallo citato sia mediante una manopola graduata (regolazione continua) che con un commutato-

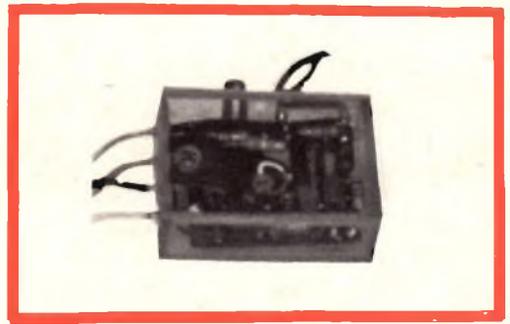


Fig. 4 - Termostato transistorizzato a montaggio ultimato.

re a scatti nel caso si desiderino valori obbligati.

L'uno e l'altro di questi organi di controllo può essere montato a distanza mediante opportuno cavetto.

La potenza di eccitazione del relé è stata fissata in modo da poter impiegare un relé che possa azionare con sicurezza un contatto capace di interrompere una corrente di 10 A a 220 V ($\cos \varphi = 0,8$). Lo stadio di potenza che comanda il suddetto relé è equipaggiato con un transistor PNP tipo AC 128.

L'organo sensibile alla temperatura (sonda) è costituito da un resistore a coefficiente di temperatura negativo (NTC) incapsulato in un tubetto di rame riempito con materiale elettricamente isolante ma termicamente buon conduttore. Questa sonda può essere immersa nella vasca di lavaggio mediante una flangia fissata alla parete.

Il circuito è realizzato con il transistor PNP OC 44 e il transistor NPN AC 127 che pilota a sua volta lo stadio interruttore realizzato con il transistor PNP AC 128.

Il criterio seguito nella progettazione di questo circuito è stato quello di ricercare la minima possibile variazione di tensione sulla base del primo transistor, capace di far scattare il relé, conservando in ogni caso una resistenza dinamica interna del circuito superiore alla resistenza equivalente della sorgente della tensione di pilotaggio (costituita nel nostro caso dal potenziometro da 5 k Ω e dalle due resistenze da 150 k Ω in parallelo).

Il comportamento del circuito può essere facilmente illustrato dall'andamento della caratteristica d'ingresso $v_{b1} = f(i_{b1})$ per diversi valori della tensione di alimentazione (fig. 6). L'entità dello spostamento in senso verticale della caratteristica $v_{b1} - i_{b1}$ permette di calcolare la deviazione massima (provocata dalle variazioni di tensione) delle temperature di eccitazione e di caduta del relé rispetto a quelle previste. Tenendo conto che la resistenza interna della sorgente è sempre maggiore di zero e che la variazione massima di potenziale corrispondente al punto (2) della caratteristica è di circa 35 mV, si

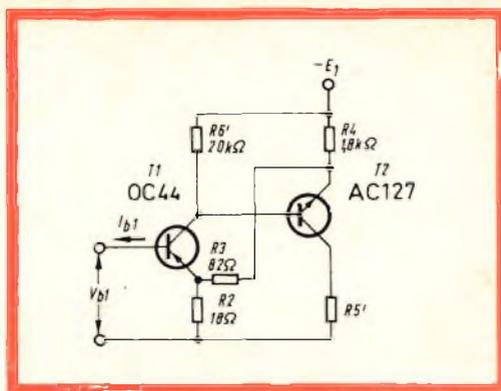


Fig. 5 - Circuito semplificato per la valutazione della caratteristica di entrata.

deduce che la deviazione di cui sopra avrà un valore sempre inferiore a:

$$T' = \frac{35 \text{ mV}}{S_{\min}} = \frac{35 \text{ mV}}{34 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}} = 1^{\circ}\text{C}$$

dove S_{\min} (mV/ $^{\circ}\text{C}$) rappresenta la sensibilità minima del partitore.

In pratica, alla deviazione di cui sopra dovrà aggiungersi l'errore causato dalle differenze di valore dei rami del potenziometro (per la stessa posizione angolare del cursore), e quello provocato dalle tolleranze del termistore.

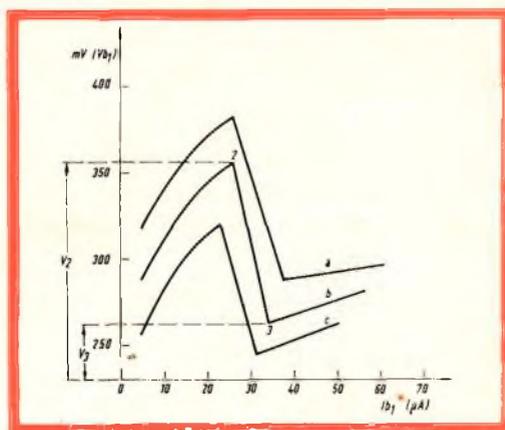


Fig. 6 - Caratteristiche di ingresso del circuito a scatto.

- a) con tensione di alimentazione di + 15 %
- b) con tensione di alimentazione nominale di 21 V
- c) con tensione di alimentazione di - 15 %.

Criterio analogo può essere usato per valutare la differenza massima tra le temperature di eccitazione e la caduta del relé. Essa è data dal rapporto tra la differenza di potenziale dei punti (2) e (3) della caratteristica d'entrata e la sensibilità minima definita precedentemente.

Dall'esame dei grafici si rileva che la differenza di cui sopra può risultare al massimo di:

$$T'' = \frac{95 \text{ mV}}{S_{\min}} = \frac{95 \text{ mV}}{34 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}} = 2,8^{\circ}\text{C}$$

Si vede quindi che i valori sopra indicati confermano senz'altro la possibilità di utilizzare il circuito descritto per la realizzazione di un termostato a regolazione continua adatto per lavatrici automatiche.

L. C.

Dopo circa un anno dal primo vago annuncio la CFT (Compagnie Française de Télévision) ha presentato il nuovo cinescopio a colori che, secondo le previsioni, dovrebbe costare il 30% in meno del cinescopio a colori tradizionale a maschera d'ombra.

La CFT afferma così di aver risolto i problemi tecnici posti da questo nuovo tubo e che la produzione inizierà quanto prima.

Il cinescopio impiega una griglia metallica con 450 spazi invece di una costosa maschera d'ombra con migliaia di minuscoli fori. La griglia presenta un minore ostacolo agli elettroni provenienti dai tre cannoni a raggi catodici e, insieme con un'opportuna regolazione della velocità del fascio elettronico, consente di sfruttare il 90% degli elettroni emessi in luogo del 10-15% dei tubi convenzionali.

Un rendimento così elevato permette di ridurre notevolmente il consumo di potenza perchè il nuovo tubo dà una buona luminosità dell'immagine con una corrente molto minore di quella richiesta dai tubi a maschera d'ombra.

Inoltre si possono usare circuiti poco più costosi di quelli della TV in bianco e nero.

La maschera d'ombra è stata eliminata anche da due case giapponesi: la Sony Corp. e la Yaou Electric Co. Queste impiegano però un principio diverso, cioè un tubo di Lawrence con un solo cannone elettronico, che lavora con una sequenza di rosso, blu e verde.

Il tubo della CFT a tre cannoni probabilmente usa i tre colori simultaneamente e ciò dovrebbe dare immagini più nitide.

La CFT, che possiede il brevetto del sistema Secam per la TV a colori, è una società formata dalla Compagnie Générale del Télégraphie Sans Fil e dalla Compagnie de St. Gobain, notissima società nel campo dell'industria chimica e vetraria.

Henri de France, l'inventore del Secam, ha contribuito allo sviluppo del progetto di questo tubo senza maschera d'ombra. Egli afferma che si stanno allestendo piccole linee di montaggio con la collaborazione della Selenia, una società italiana consociata dalla Raytheon Co. americana.

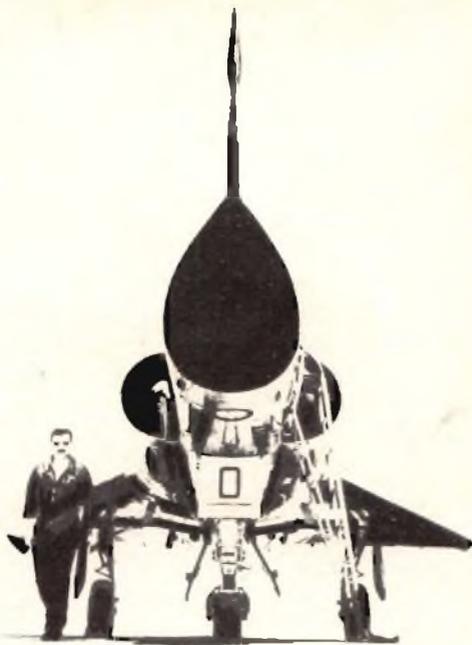
La Selenia e la CFT dovrebbero essere in grado di sviluppare una produzione in serie entro un anno circa.

Un portavoce della CFT ha annunciato che un televisore a colori col nuovo cinescopio e con i circuiti a esso legati potrà costare meno di 300 dollari, ovvero circa 180.000 lire.

Il maggior risparmio nel costo di produzione si ha con l'eliminazione della maschera d'ombra che richiede una lavorazione complessa, costosa e di grande precisione. Due regolazioni fondamentali saranno effettuate dalla casa costruttrice degli apparecchi: la velocità del fascio elettronico sarà regolata mediante elettrodi posti sull'esterno del tubo; il potenziale negli spazi vuoti della griglia verrà regolato in modo che ogni foro possa « guidare » il fascetto di elettroni che lo attraversa.

Il nuovo tubo ha lo schermo piatto e consente quindi una migliore visione laterale.

IL RADAR CYRANO



La tecnica elettronica, nella sua continua evoluzione, si rivela sempre più utile agli effetti della modernizzazione delle attrezzature belliche. In questo articolo, tratto da « Télonde », viene descritto un nuovo impianto elettronico che — oltre ad essere di valido aiuto nelle azioni militari da parte di un aereo — può essere prezioso anche agli effetti dell'aviazione civile.

Gli equipaggi degli aerei da combattimento (da caccia, da bombardamento o da ricognizione) hanno necessità di impiegare i loro armamenti, nonché di navigare, per recarsi nella zona in cui devono compiere la loro missione, e per farne successivamente ritorno. L'evoluzione dei metodi di regolazione del tiro e di quelli di navigazione costituisce l'argomento del presente articolo. Se — tradizionalmente — le diverse missioni belliche di combattimento venivano eseguite mediante tipi di aerei differenziati a seconda delle necessità specifiche, ciascuno dei quali era dotato delle apparecchiature più specificatamente conformi alle esigenze della missione da compiere, alcuni Paesi, tra i quali la Francia, sono stati indotti a concepire dei tipi di aerei

a versione multipla, adatti cioè a compiere azioni di intercettazione, di ricognizione e di assalto. Questa polivalenza è stata resa possibile in seguito alla realizzazione pratica di un abbinamento: regolazione del tiro-sistema di navigazione, il CYRANO II. Esso costituisce il punto di convergenza ed il risultato dei due sistemi precedentemente citati, entrambi necessari agli aerei da combattimento. Le funzioni che esso deve assolvere esigono delle qualità che sono assai spesso tra loro contraddittorie, tra cui il loro raggruppamento, con un volume di ingombro ed un peso di valore ridotto. Il suddetto raggruppamento delle due apparecchiature in una sola unità ha presentato dei problemi che sono stati brillantemente risolti.

Evoluzione dei metodi di regolazione del tiro

Per utilizzare correttamente le sue apparecchiature fisse, il pilota deve puntare il suo aereo mediante un sistema di mira. Questo sistema venne realizzato — in un primo tempo — in modo del tutto analogo a quello col quale si ottiene la linea di mira delle comuni armi da fuoco, mediante l'impiego del mirino e di una « tacca ». Tuttavia, ben presto, la difficoltà che il pilota riscontrava nell'effettuare la messa a punto contemporaneamente del bersaglio e della mira, venne eliminata mediante l'adozione di un collimatore ottico. Esso consisteva in un reticolo costituito da cerchi concentrici, e sistemato nel fuoco di una lente. Il suddetto reticolo veniva illuminato dalla luce del giorno, oppure mediante l'impiego di una sorgente costituita da una lampada alimentata elettricamente. I raggi vengono successivamente riflessi ad opera di uno specchio senza amalgama, parallelamente alla linea di mira.

Per raggiungere un aereo nemico, il pilota deve in tal caso puntare la sua arma davanti all'avversario, nel qual caso la linea di mira viene a formare, con la direzione di moto dell'aereo, un angolo definito « correzione bersaglio ».

$C_b = \omega T$, nella quale ω rappresenta la velocità angolare del bersaglio, misurata a partire dall'aereo inseguitore.
 T = tempo del percorso dei proiettili.

Pertanto, alla fine della seconda guerra mondiale, si giunse alla realizzazione di visori a correzione. La velocità angolare del bersaglio viene misurata con l'aiuto di un sistema giroscopico, mantenendo la punta di mira sul bersaglio.

Questo sistema costituisce l'argomento di un brevetto Ferranti, tuttora utilizzato in diversi tipi di visori.

Il fattore T , funzione della distanza, ottenuto immediatamente mediante telemetria ottica approssimata, venne invece ricavato — a partire dal 1949 — mediante un telemetro elettronico basato sul principio del radar. Il visore effettua

il prodotto di queste quantità, e scala automaticamente la linea di mira dell'angolo ottenuto.

Internamente al collimatore vengono apportate altre correlazioni parimenti necessarie, e precisamente:

— La correzione relativa all'abbassamento della traiettoria dei proiettili, dovuto al loro peso.

— La correzione relativa al tiratore, dovuta alla composizione della velocità iniziale dei proiettili e della velocità dell'aereo.

— La correzione dell'errore di parallasse, dovuto allo scartamento che sussiste tra la linea di tiro delle armi e la linea di mira.

— Infine, agli effetti del tiro da parte di ordigni, sono necessarie anche delle correzioni di incidenza e di slittamento.

In questa famiglia di visori giroscopici, la CSF ha prodotto successivamente — tra altri — i modelli 52, 95 e 97.

Occorre ora considerare che l'efficacia in progressivo aumento delle armi di cui sono dotati gli aerei da caccia, ottenuta grazie all'impiego dei suddetti visori, ha fatto sì che gli aerei cercassero la protezione del buio della notte, oltre a quella delle nuvole. In effetti, la traiettoria d'attacco, evoluzione mediante la quale l'aereo attaccante si predispone in posizione di tiro, implica la necessità di vedere il nemico da una distanza di diversi chilometri. Poiché la visibilità notturna è inferiore a 3 o 4 chilometri, e — nelle nuvole — è inferiore persino a 30 metri, i metodi di mira utili con la sola luce del giorno diventano inadeguati.

Questo è il motivo per cui, sin dal 1940, sono comparsi i primi impianti radar avio-trasportati, che permettevano all'aereo di mettersi in posizione di tiro, effettuando quest'ultimo grazie al valido aiuto di un collimatore giroscopico. Tuttavia, i sistemi di regolazione del tiro con qualsiasi condizione di visibilità non sono apparsi che dopo la guerra, mediante i quali il radar permette di avvistare il nemico, di mettersi in posizione di tiro, e di

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 - WOODSIDE N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i.Br. • LESA FRANCE - LYON • LESA SUISSE - BELLINZONA



SOCIETÀ
ITALIANA
COSTRUZIONI
TERMoeLETTRICHE

TUBI ELETTRONICI



Costruzione valvole termojoniche riceventi per
Radio Televisione e tipi speciali.

effettuare il tiro stesso eseguendo le correzioni necessarie.

La CSF ha inoltre equipaggiato gli aerei Vantour II N di impianti radar del tipo DR-AC-25, e — successivamente — del tipo DR-AC-32. Queste apparecchiature sono tuttora in funzione, sia in Francia che in altre Nazioni.

La successiva realizzazione, ossia il CYRANO I bis, è a corredo degli aerei del tipo « Mirage III C », sia in Francia che altrove. I suoi compiti sono del tutto identici a quelli del sistema « aria-aria » del CYRANO II, che vengono qui di seguito descritti.

Evoluzione dei metodi di navigazione

L'osservazione diretta del suolo, adottata dai pionieri dell'aviazione, era limitata dalle scarse possibilità di visibilità in determinate condizioni. Per rendersi liberi dagli inconvenienti dovuti alle condizioni meteorologiche, sorse la necessità di escogitare altri sistemi di controllo della posizione. A tutta prima si trasse vantaggio dalla cosiddetta navigazione astronomica: con questa tecnica, effettuando la misura dell'altezza di un determinato astro al di sopra della linea di orizzonte, si stabilisce — mediante una linea di posizione — il cerchio di altitudine. Mediante l'osservazione successiva di due o tre astri, si determinano delle linee di posizione la cui intersezione fornisce la posizione dell'aereo.

Occorre però rilevare che la valutazione dell'altezza di tre astri implica un lavoro che richiede da 15 a 20 minuti di tempo. Si è quindi cercato di automatizzare le operazioni necessarie, giungendo così alla realizzazione del sestante automatico, che rintraccia un astro ed alimenta un calcolatore.

Questo metodo di navigazione implica naturalmente la presenza di condizioni meteorologiche tali da permettere l'osservazione degli astri. Venne inoltre impiegata la navigazione controllata per via radio.

— Mediante goniometri, che sono in

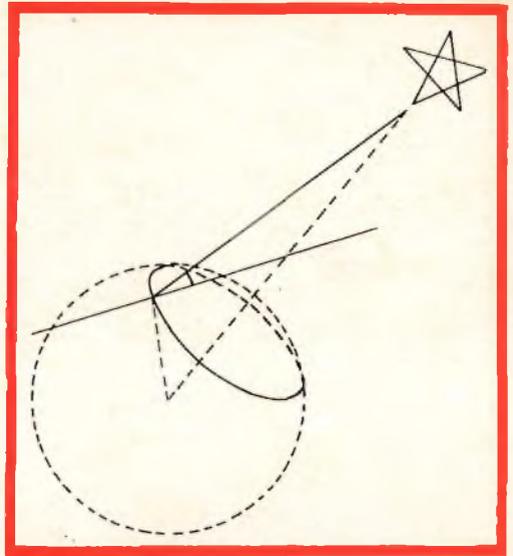


Fig. 1 - Cerchio di altitudine.

grado di rilevare la direzione di una stazione in moto rispetto alla direzione Nord. Essi sono sempre assai utilizzati in VHF ed UHF, e si sono successivamente evoluti in radio-bussole, sempre più perfezionate, di cui la CSF ha realizzato i modelli RC230 ed altri, fino al modello RC235. I rilevamenti vengono presi su appositi segnali mediante apparecchiature del tipo BD201, costruite dalla CSF, oppure mediante stazioni di radio-diffusione, o ancora altri sistemi di trasmissione (nelle gamme radio, ecc.).

— Mediante sistemi di allineamento, che permettono — col solo ascolto — di disporre di una linea di posizione (Consol, ecc.), o di seguire una rotta aerea.

— Mediante sistemi di navigazione iperbolica (Gee, Loran, Decca).

Altri tipi di apparecchiature di bordo, senza essere dei mezzi di navigazione propriamente detti, possono essere impiegati quali apparecchi accessori, come — ad esempio — i radio-altimetri. In seno a questa categoria, la CSF costruisce i tipi AM-120, 220, 221 e 230.

Infine, a partire dalla conclusione dell'ultima guerra, gli aerei vennero equi-



Fig. 2 - Dall'alto al basso: il visore tipo 97 è uno dei più moderni visori giroscopici, recentemente realizzati dalla CSF. - La manica radar permette al pilota le seguenti operazioni: in funzione « aria-aria », di agganciare il radar al bersaglio. In funzione « aria-suolo », di scegliere un piano di taglio di riferimento.

paggiati con impianti radar, in grado di fornire una carta del suolo sull'indicatore panoramico. Il radar di navigazione RA 575, di produzione CSF, ne è un discendente particolarmente evoluto.

Allo stato attuale della loro evoluzione, i metodi di navigazione sono governati dalle funzioni « aria-suolo », così come le traduce il pratica il radar CYRANO II.

Elementi costitutivi del Cyrano II

L'apparecchiatura CYRANO II « regolazione del tiro — sistema di navigazione » comporta un certo numero di unità complementari:

— Il radar CYRANO II propriamente detto.

— Le scatole di programmazione, che regolano l'orientamento dell'antenna;

— La manica radar, mediante la quale il pilota comanda le diverse funzioni del radar.

— L'indicatore, sul quale il pilota ottiene una rappresentazione dell'aereo nemico o del suolo.

— Il visore CSF 97, che funziona anche come sintetizzatore di ordini.

— Il radar « Doppler » CSF - Marconi 2300 E, che fornisce al suo calcolatore di navigazione le componenti relative alla velocità dell'aereo rispetto alla superficie terrestre.

— La sonda altimetrica CSF, tipo AM-220.

Il radar CYRANO II è installato interamente all'interno della prua dell'aereo Mod. « Mirage III ». Per ottenere questo risultato, è stato fatto notevole ricorso alla miniaturizzazione ed all'impiego di transistori. Il cablaggio è compatto, ed il relativo raffreddamento è assicurato mediante un apposito circuito ad acqua. Le diverse funzioni sono state ripartite su telaietti mobili inseriti nella struttura del radar. I suddetti telai sono intercambiabili da un radar all'altro, il che facilita notevolmente le operazioni di manutenzione.

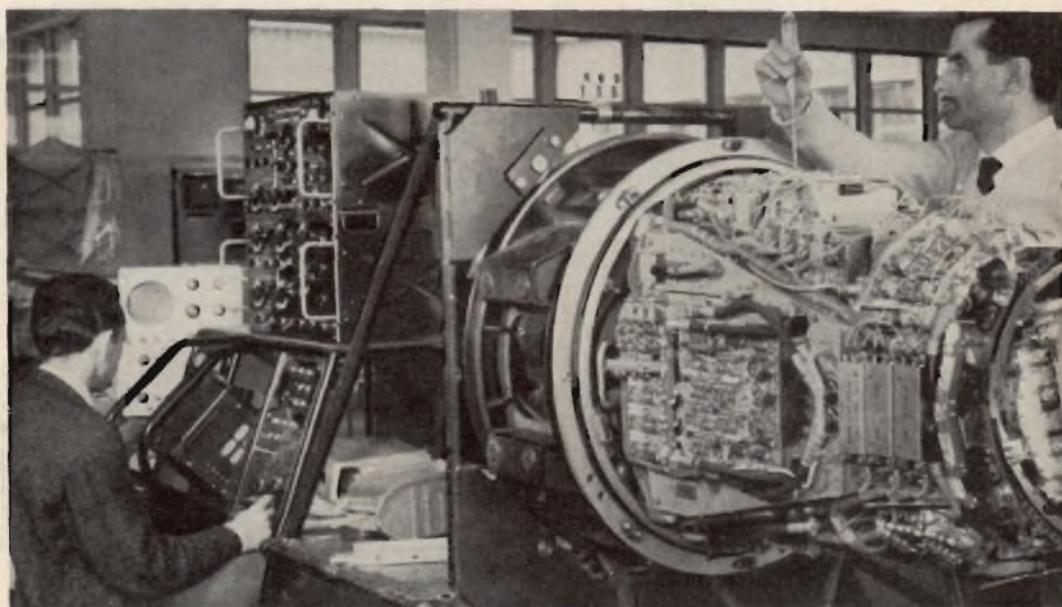
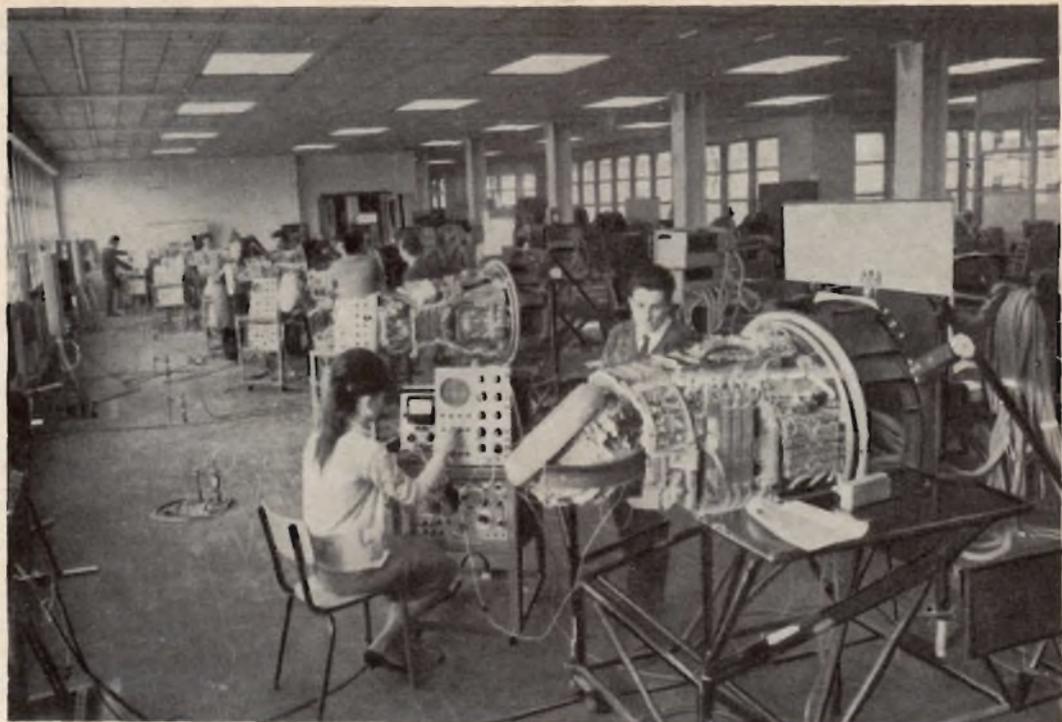


Fig. 3 - In alto: In questo laboratorio, numerosi impianti radar CYRANO sono in fase di regolazione. - In basso: A montaggio ultimato, il radar CYRANO viene sottoposto a numerose prove e misure di precisione.

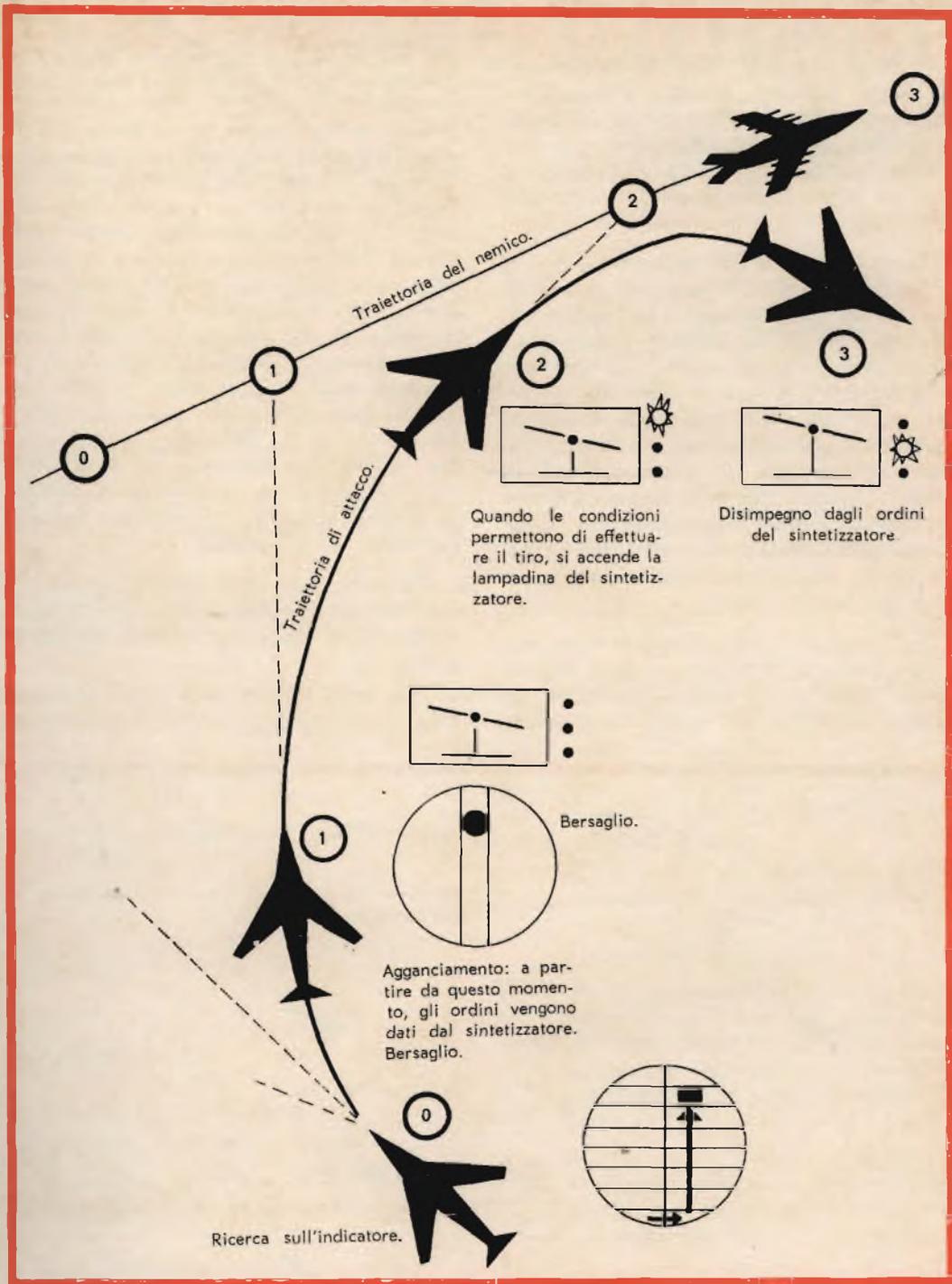


Fig. 4 - L'illustrazione qui sopra riportata rappresenta la missione di un apparecchio da caccia di intercettazione, dopo la fase di ricerca, fino alla distruzione dell'obiettivo nemico.

Le funzioni « aria-aria »

Il radar CYRANO deve consentire ad un aereo da caccia addetto all'intercettazione di: effettuare la ricerca di un aereo nemico; seguirlo automaticamente per portare l'apparecchio proprio a distanza di tiro; ed infine impartire al pilota l'ordine di disimpegno a tiro eseguito.

Durante la ricerca dell'aereo nemico, il fascio direttivo dell'antenna del radar esplora un certo volume dello spazio circostante, al fine di determinare la posizione esatta del bersaglio. La suddetta esplorazione può essere effettuata sull'intera superficie dello schermo radar (esplorazione su grande settore). Quando la stazione di controllo al suolo fornisce al pilota — grazie alle informazioni ottenute mediante l'infrastruttura radar — i ragguagli sulla posizione approssimativa del bersaglio, l'esplorazione dello spazio avviene su settore ridotto.

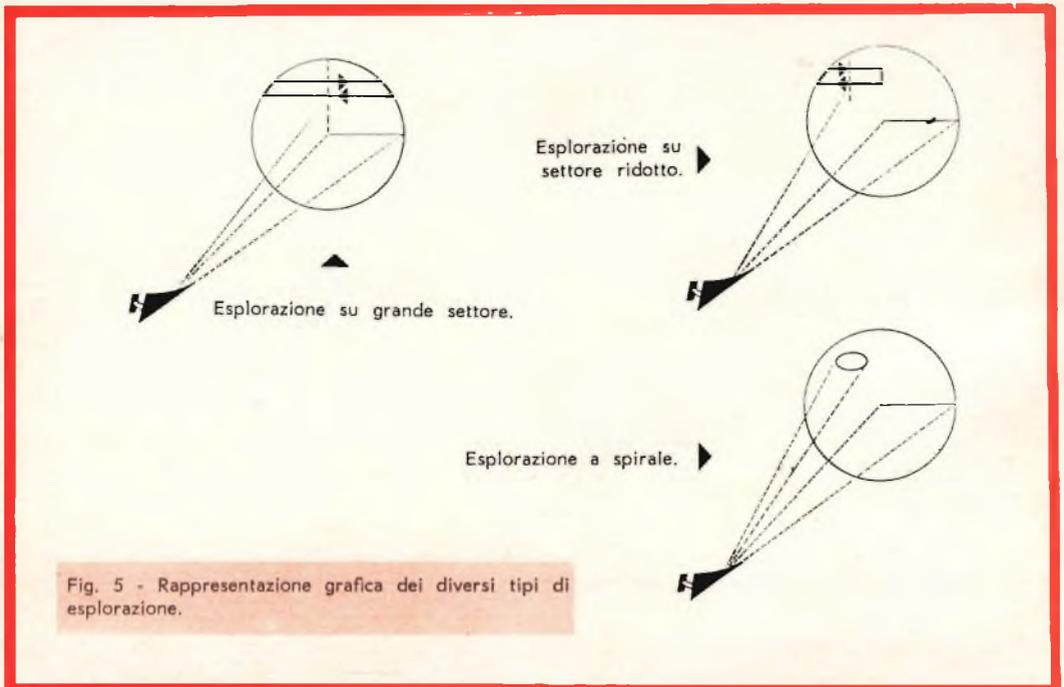
Se la posizione del bersaglio viene stabilita mediante tele-orientamento dell'antenna, quest'ultima esplora un cono ad angolo ridotto, il cui vertice rappresenta

la probabile direzione del bersaglio (esplorazione a spirale).

Una volta rintracciato il bersaglio, il pilota regola sulla relativa eco, mediante la manica radar, organo di comando dell'antenna del radar e del servo-meccanismo di distanza, il « contrassegno di telemetria » (M.T.). Si tratta di un impulso video fornito dal circuito di inseguimento a distanza. Non appena si ottiene la coincidenza tra il contrassegno di telemetria e l'eco, il pilota impartisce al radar l'ordine di fermarsi sul bersaglio. A tale scopo, egli impiega un dispositivo basculatore sistemato sulla manica radar: la pressione su una delle estremità mantiene la manica di telemetria alla distanza indicata, mentre — dall'altra estremità — è possibile farle assumere un movimento oscillatorio di ampiezza ridotta, per facilitare l'arresto del radar sul bersaglio.

Da quel momento, speciali circuiti di inseguimento in stasi provvedono a mantenere l'antenna nella direzione del bersaglio.

Una volta che il radar è — per così dire — agganciato, la direzione di moto



TRASFERITORE TELEFONICO

965.03.102

INSTALLAZIONE ED USO

● Costituzione dell'impianto

L'impianto consiste in un principale tipo Bivox 21 965.01.136 con alimentazione a pile e in un trasferitore 965.04.114 con funzione di derivato ad ascolto permanente nei confronti del Bivox.

● Allacciamento

Per il collegamento fra gli apparati è necessario un cavo di tipo telefonico a 3 coppie (6 conduttori diametro 0,6 mm).

L'allacciamento, estremamente semplice, si limita a collegare i numeri di targhetta del Bivox con i corrispondenti sul trasferitore, cioè il n. 1 del Bivox con il n. 1 del trasferitore, il n. 2 con il n. 2 e così via per tutti e 6 i conduttori.

● Ubicazione degli apparati

Il trasferitore 965.04.114 dovrà essere posto in prossimità di un apparecchio telefonico.

Il principale Bivox 965.01.136 sarà posto nell'ambiente prescelto che, per il buon funzionamento, dovrà essere in posizione tale che la lunghezza del collegamento fra i due apparati non superi 400 mt.

● Istruzioni per l'uso

1. Operando dal principale Bivox:

- inserire a fondo il tasto bianco
- manovrare la conversazione col tasto verde premendolo per parlare e rilasciandolo per ascoltare
- a conversazione finita premere di nuovo a fondo il tasto bianco per disinserirlo.

2. Operando dal trasferitore:

- nessuna manovra è necessaria se si viene chiamati



- per effettuare la chiamata, premere il pulsante bianco rotondo (vicino alla lampada rossa) chiamando contemporaneamente a voce la persona desiderata

- nessun'altra manovra è necessaria per continuare la conversazione.

3. Per smistare la conversazione telefonica al principale si dovrà:

- chiamare il principale
- posare il microtelefono sul trasferitore in modo che l'auricolare risulti alla destra di chi guarda l'apparato.

L'aderenza del microtelefono al trasferitore verrà assicurata ruotando l'apposita levetta che bloccherà il microtelefono stesso

- premere (fino ad agganciarlo) il tasto avorio
- la fine della conversazione telefonica viene evidenziata dall'accendersi della lampada verde, col che si disinserirà il tasto rettangolare precedentemente agganciato, così da riportare l'apparato nelle condizioni di interfonico normale.

Dal principale, sia che l'apparato venga usato come trasferitore telefonico sia come interfonico normale, le manovre sono identiche.

c.i.s.e.m.

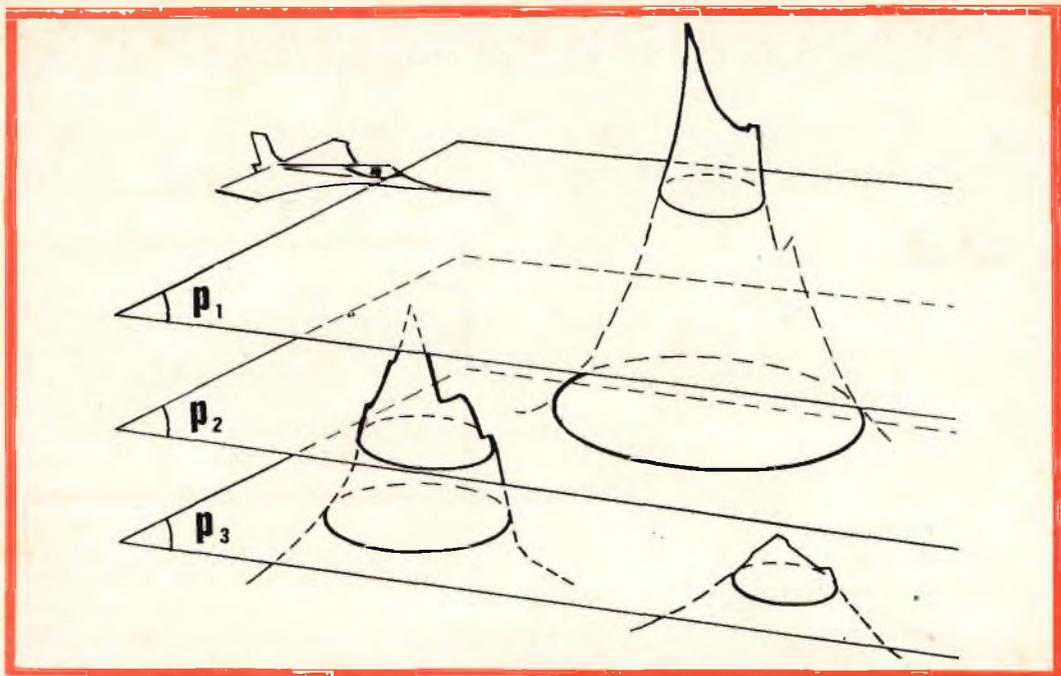


Fig. 6 in alto: - Il pilota ha la possibilità di scegliere un piano di taglio di riferimento. Sull'indicatore a sua disposizione, vengono riprodotti soltanto gli echi riflessi da ostacoli più alti del piano scelto.

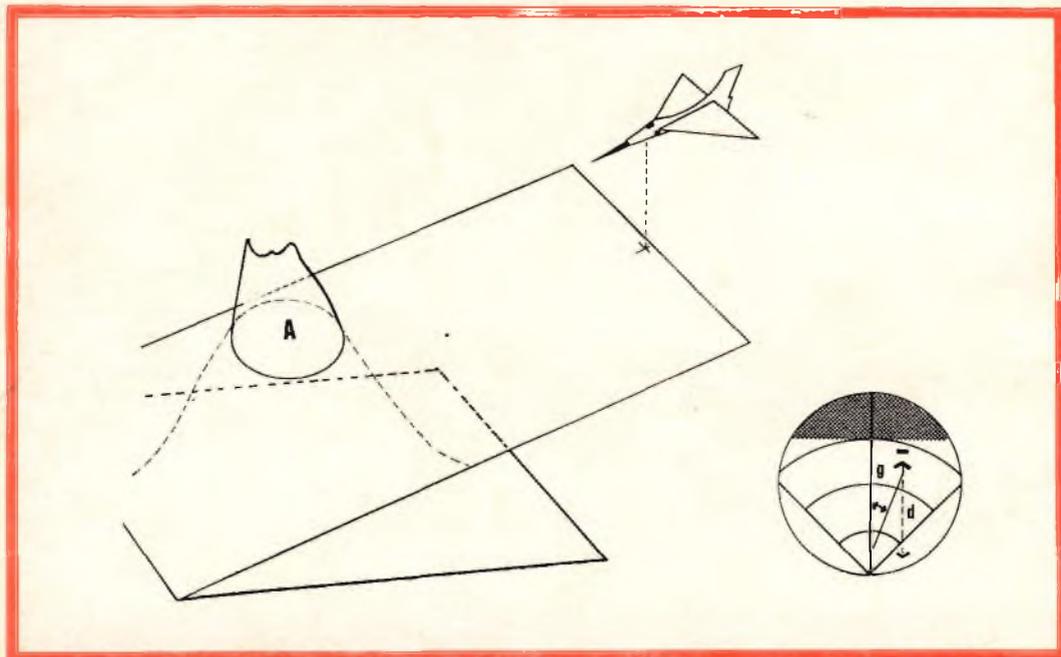


Fig. 7 in basso: - Volo cieco: Il pilota legge sul suo indicatore la posizione « g » e la distanza « a » dall'ostacolo « A ».

di quest'ultimo viene fornita al calcolatore analogico incorporato nel radar. Questo calcolatore effettua le seguenti operazioni: determina la traiettoria di attacco che deve seguire l'aereo in funzione dell'arma scelta (cannone, mitragliatrice, o ordigni di varia natura); elabora le disposizioni di pilotaggio; invia queste stesse disposizioni al sintetizzatore, il quale le presenta poi al pilota sotto forma di posizione di volo a vista.

Questa presentazione assai originale è molto facile da seguire da parte di un pilota addestrato alla caccia diurna avente scarsa pratica dell'impiego degli impianti radar ad inseguimento o da intercettazione. Oltre a ciò, essa consente al pilota — ad esempio nell'ultima fase di identificazione di un probabile aereo — di continuare a seguire le disposizioni impartite dal radar mentre, nel medesimo tempo, egli ha la possibilità di continuare l'osservazione diretta attraverso il parabrezza, per constatare l'eventuale comparso in vista del bersaglio.

Il calcolatore determina altresì l'istante esatto a partire dal quale è possibile effettuare il tiro: a tale scopo, si illumina una apposita lampadina applicata al visore. Successivamente, l'apparecchio fornisce l'ordine di attacco: istante e direzione.

Nel caso citato di esplorazione a spirale, un ricevitore di tele-guida — costruito del pari dalla CSF — riceve sull'aereo le indicazioni trasmesse dalla stazione di intercettazione al suolo. In tal caso, l'aggancio avviene automaticamente, ed il pilota deve successivamente portarsi in posizione tale da poter seguire gli ordini impartiti al sintetizzatore, e da controllare il regolare svolgimento delle operazioni.

Le funzioni « aria - suolo »

Se da un canto le funzioni « aria-aria » rappresentano il risultato moderno della « linea di mira », dall'altro, le funzioni « aria-suolo » del CYRANO permettono ad un modello attuale di aereo da caccia o da bombardamento di raggiungere l'obiettivo al suolo malgrado la presenza di condizioni meteorologiche che avrebbero cer-

tamente impedito ai tipi predecessori di compiere la loro missione. Si tratta in sostanza di una disponibilità di quattro possibili soluzioni, tra le quali il pilota sceglie, a sua discrezione, quella adatta alle condizioni del momento.

La visualizzazione

L'antenna esplora il suolo anteriormente all'aereo: il pilota può vedere sull'indicatore a sua disposizione gli echi provenienti dal suolo, sotto forma di rappresentazione panoramica settoriale. Dirigendosi sulle città, sui corsi d'acqua, sulle coste, sui ponti (ossia — in genere — sui punti di riferimento riconoscibili da un radar), il pilota è in grado di controllare altrettanto bene la sua navigazione di come potrebbe controllarla in vista diretta del suolo, e spesso ancora meglio. L'indicatore fornisce anche dei riferimenti relativi alla distanza. A tale scopo, una scala ingrandita, che permette di effettuare una navigazione rigorosamente esatta, viene impiegata nelle manovre di avvicinamento all'obiettivo scelto.

Il limite iso-altitudine

Durante il volo a media o bassa quota, il pilota ha la possibilità di scegliere l'altezza, in relazione al tipo dell'aereo, di un piano di taglio del rilievo. Il calcolatore « aria-suolo » del CYRANO sceglie pertanto gli echi, facendo in modo che — sullo schermo — non rimangano che quelli degli ostacoli più elevati del piano di riferimento stabilito. Mediante selezioni successive dell'altezza del suddetto piano, il pilota dispone perciò della possibilità di identificare dei punti culminanti di una determinata regione, ed orientarsi in conformità.

L'anti-collisione

Nei voli a quota estremamente bassa, il pilota impiega un piano di taglio di riferimento particolare, che è legato ad una data traiettoria del suo aereo. Volando a velocità elevata, e trovandosi ad una quota che rende assai difficile l'intercettazione

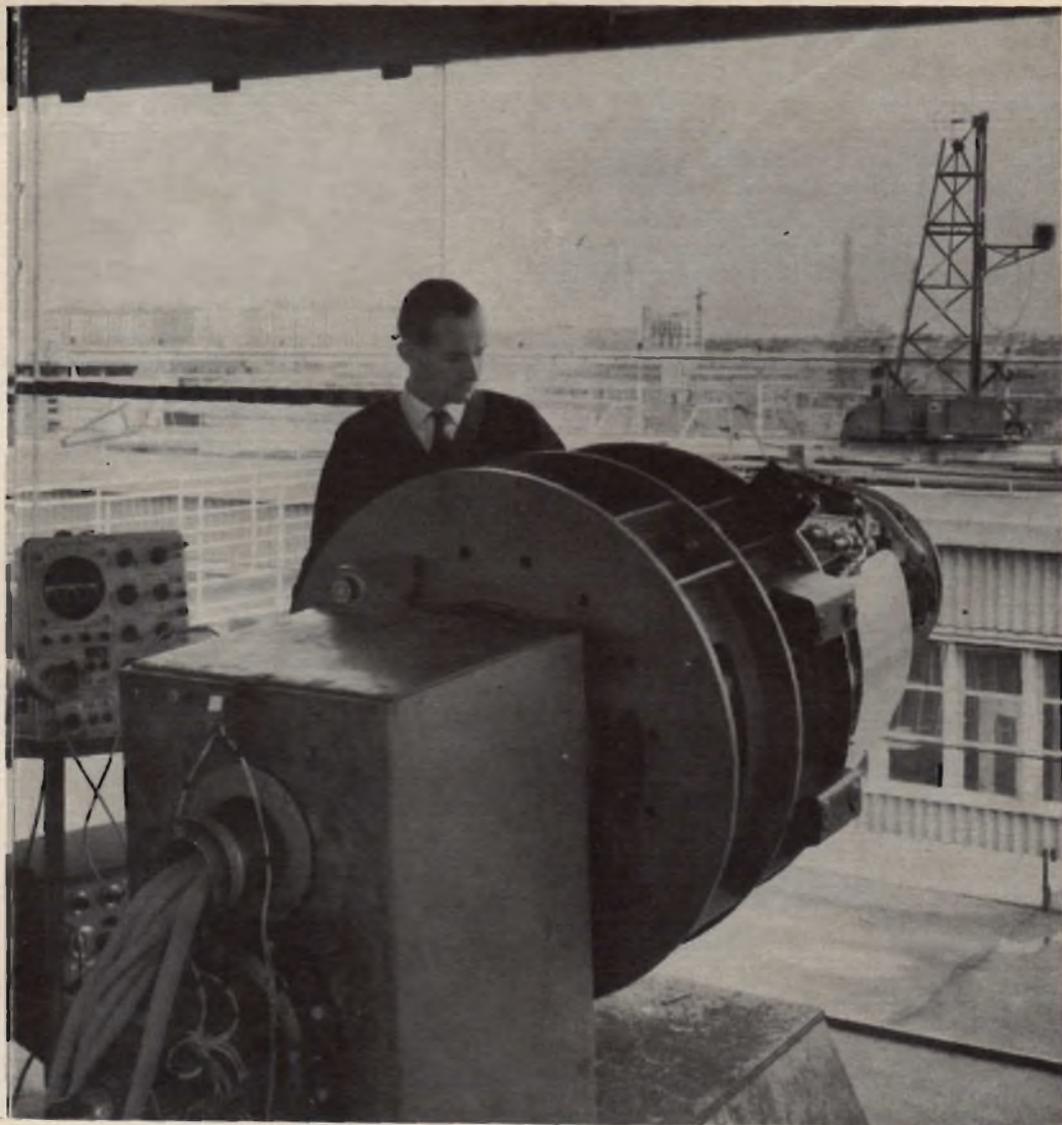


Fig. 8 - Prima di essere installato sull'apparecchio « Mirage », i radar CYRANO vengono regolati in fabbrica con bersagli mobili fittizi.

del suo stesso aereo da parte delle stazioni radar installate al suolo, esso può procedere impiegando nel modo più utile le irregolarità naturali del suolo (vallata, colline, ecc.), grazie alle informazioni che gli vengono fornite costantemente dall'indicatore radar di bordo. Il calcolatore effettua la scelta degli echi radar, e sopprime tut-

ti quelli che non oltrepassano il piano di taglio di riferimento (ossia il piano di guardia, stabilito dal pilota).

La picchiata in volo cieco

Può verificarsi il caso che il pilota, arrivando in una determinata zona a quota

cf

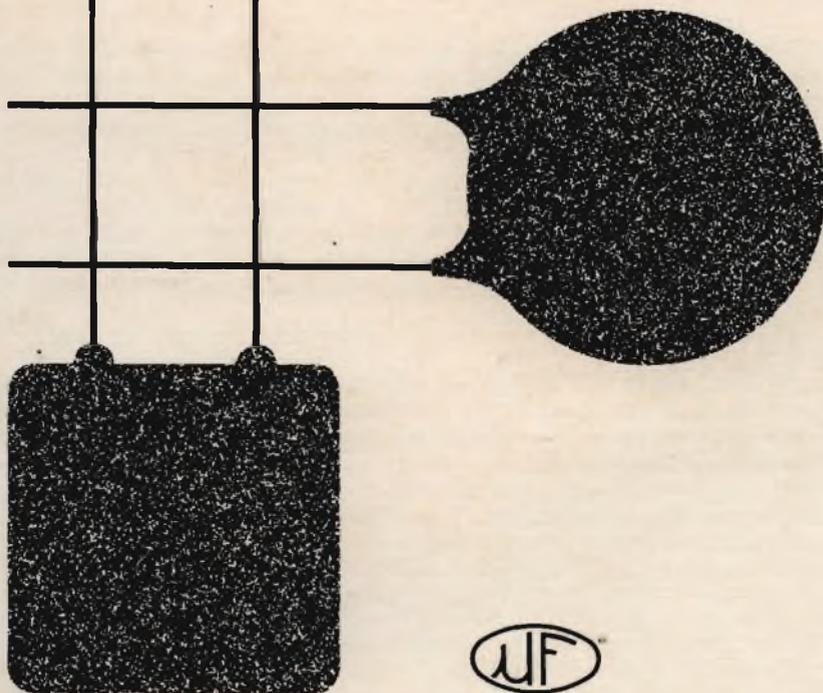
C.S.F. COMPONENTI ITALIA

MICROFARAD

stabilità
robustezza
minimo ingombro

condensatori ceramici

da 1 pF a 100.000 pF
da 30 Volt a 6.000 Volt



media, desidera proseguire il suo volo a bassa quota, quando le condizioni meteorologiche impediscono la vista diretta del suolo. Grazie al piano di taglio, che si inclina con la traiettoria dell'aereo, egli potrà scendere in picchiata verso il suolo con la massima sicurezza. L'intersezione del piano di taglio rispetto al suolo viene rappresentata sull'indicatore mediante una linea al di sopra della quale appaiono normalmente gli echi provenienti dal suolo. Se si presenta un ostacolo lungo la traiettoria, il pilota può riscontrarne immediatamente la presenza sull'indicatore, e può quindi correggere l'asse di picchiata sia mediante una variazione di rotta, sia con una variazione di inclinazione.

Questo studio, assai succinto, ha tuttavia consentito di constatare che il CYRA-

NO II ha costituito il risultato, in un unico assieme, di due famiglie di dati precedentemente differenziate: la regolazione del tiro, ed il metodo di navigazione. Questo impianto radar avio-trasportato è stato basato — per la sua realizzazione — sulle possibilità tecniche dovute ai progressi più recenti.

Occorre però considerare che — nel campo dell'elettronica — l'evoluzione delle tecniche è assai rapida: i centri di ricerca effettuano i loro sforzi, contribuendo anche al miglioramento delle applicazioni a carattere militare.

Tutte le applicazioni a carattere civile, che hanno qualche riferimento con la navigazione aerea, potranno trarre anch'esse notevoli vantaggi da questi sforzi.

È stato recentemente realizzato negli Stati Uniti uno speciale sistema di elaborazione elettronica che viene impiegato per l'immediato riconoscimento degli assegni rubati o emessi a vuoto.

Ogni anno negli Stati Uniti vengono riscossi assegni a vuoto o rubati per un valore di circa un miliardo di dollari, pari a circa 620 miliardi di lire.

Nel solo territorio della contea di Los Angeles, il movimento di questo genere di assegni causa una perdita annua superiore a 4 miliardi di lire.

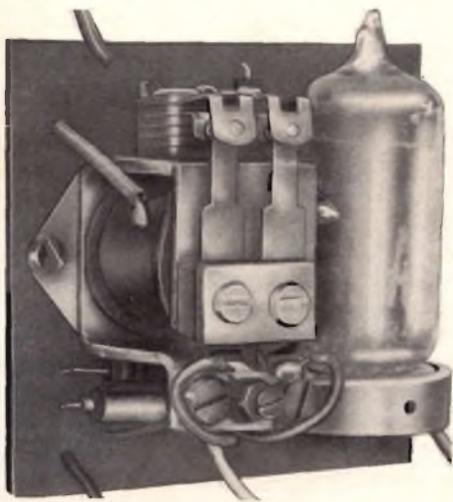
Per arginare, almeno parzialmente, queste perdite di denaro è stata recentemente costituita a Los Angeles una organizzazione chiamata Telecredito, dal nome appunto di un particolare processo di elaborazione elettronica ideato da due ingegneri americani.

Telecredito significa, in breve, controllo telefonico degli assegni per mezzo di un sistema elettronico.

Nella sede del Telecredito vi è infatti un calcolatore elettronico sulle cui memorie a dischi vengono registrati i dati dei correntisti, lo stato aggiornato del conto corrente di ciascuno e le generalità dei cosiddetti « artisti dell'assegno » schedati dalla polizia di Los Angeles.

Le catene di supermercati, grandi magazzini e distributori di benzina sono i principali clienti della organizzazione. I loro cassieri, prima di riscuotere un assegno, comunicano telefonicamente alla sede del Telecredito i dati rilevati dal documento d'identità presentato dal cliente e gli estremi dell'assegno. Una operatrice li trasmette al calcolatore elettronico che funziona da centro di informazione. Speciali dispositivi consultano le memorie a dischi magnetici del sistema e danno in quattro secondi una risposta in codice. L'operatrice la interpreta e informa il cassiere in linea se l'assegno è buono, a vuoto o rubato. Per ottenere questi risultati, il Telecredito lavora in stretta collaborazione con la polizia e le banche, e si serve anche di un gruppo di agenti scelti, pronti ad intervenire a richiesta delle società clienti.

Il sistema elettronico di Telecredito ha già contribuito all'arresto di decine di spacciatori e contraffattori di assegni e tutti coloro che se ne avvalgono l'hanno già definito « il miglior detective privato della California ».



ARRESTO AUTOMATICO PER REGISTRATORI MAGNETICI

L'arresto automatico del nastro magnetico è previsto solamente sui registratori di tipo professionale; a nostro avviso, invece, si tratta di un dispositivo molto utile, che dovrebbe essere applicato su tutti i tipi in commercio e montato direttamente dalla casa costruttrice. Infatti è estremamente utile predisporre il registratore affinché l'arresto risulti automatico: sarà così possibile regolare i comandi, sia per la registrazione che per la riproduzione, ed attendere che tutto il nastro si sia svolto senza dover intervenire sul pulsante d'arresto per bloccare il meccanismo di traslazione. È quello che avviene in pratica nei giradischi, quando il braccio spostandosi dalla periferia al centro del disco interrompe automaticamente l'alimentazione del motorino elettrico. Chi da tempo possiede un registratore a nastro magnetico avrà notato come il sottile nastro subisca delle sollecitazioni enormi durante le operazioni di svolgimento e di riavvolgimento velo-

ce: quando alla fine della corsa il nastro si stacca dalla bobina datrice, se non è previsto un fermo automatico, inizierà a turbinare colpendo le varie parti del registratore e, in alcuni casi, anche svolgendosi completamente deteriorando così il sottile deposito ferromagnetico. L'operatore è costretto a seguire lo svolgimento del nastro e ad agire prontamente sui comandi per fermare in tempo il meccanismo di trascinamento. Molteplici sono i sistemi per ovviare a questo inconveniente; alcune ditte costruttrici optano per un comando meccanico, altre hanno preferito una soluzione elettrica. Quella che sottoponiamo ai nostri lettori è interamente elettronica, impiega cioè una valvola ed apporta senz'altro una nota professionale al registratore al quale viene applicata.

Prima di iniziare la descrizione del dispositivo da noi realizzato accenniamo brevemente ai comandi d'arresto di tipo elettromeccanico. Volendo realizzare un dispositivo del genere occorre solo di-

sporre di un microswitch di tipo normale: sui contatti andrà fissata una linguetta la quale dovrà aderire al nastro in un punto qualsiasi della corsa, possibilmente vicino alle testine magnetiche. La posizione di fissaggio del microswitch dovrà essere tale che a nastro teso, cioè in posizione di trascinarsi o riavvolgimento veloce, i contatti risultino chiusi. Quando il nastro sarà giunto a fine corsa, o quando per una ragione qualsiasi si crei una variazione nella tensione di scorrimento del nastro il microswitch entrerà in azione e interromperà un determinato circuito, quale ad esempio l'alimentazione del motorino elettrico, il comando elettromagnetico del freno, ecc. Un dispositivo quindi molto semplice, facile da applicare su qualsiasi tipo di registratore, e di costo moderato.

Se vi è una difficoltà è solo quella di ubicare opportunamente il microswitch, affinché la corsa del nastro non ne risulti intralciata e contemporaneamente il dispositivo possa seguire con prontezza le variazioni di tensione della banda magne-

tica. Come precedentemente accennato, la versione elettronica è senz'altro la più professionale; si opera sempre sulla corsa del nastro magnetico, non con un'operazione meccanica ma attraverso il prelievo di un impulso elettrico che, opportunamente amplificato, viene ad interessare il relais di arresto del registratore. Il dispositivo impiega una valvola doppio triodo del tipo ECC83/12AX7, e pochi altri componenti quali un diodo al silicio, un relais, due resistenze ed un condensatore. Il principio di funzionamento è il seguente: quasi tutti i nastri magnetici dispongono agli estremi di code particolari, consistenti in un deposito di stagnola su un supporto plastico. Se lungo la corsa del nastro magnetico vengono disposti due contatti vicini, in corrispondenza di queste code sarà possibile effettuare la commutazione di un circuito elettrico. Il problema a questo punto sembrerebbe praticamente risolto: occorre invece considerare che non è possibile far circolare nel sottile deposito di stagnola l'intera corrente d'alimentazione del motorino di

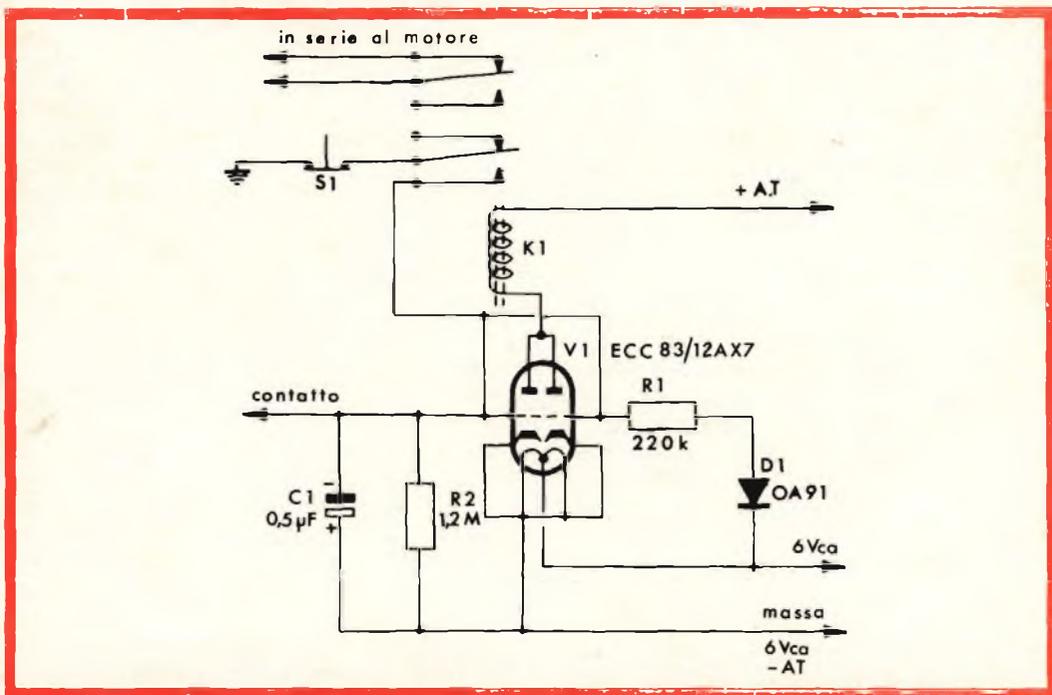


Fig. 1 - Schema elettrico del dispositivo di arresto automatico per Registratore.

trascinamento o degli altri comandi elettrici. Occorre bensì interporre un amplificatore che, comandato dai contatti disposti sul registratore, azioni un relais di potenza che a sua volta possa comandare i vari circuiti.

Il circuito elettrico

L'amplificatore è stato realizzato con il doppio triodo ECC83; le due sezioni sono collegate in parallelo per poter usufruire di una elevata corrente anodica senza deteriorare la valvola. L'amplificazione avviene in corrente continua, quindi il circuito è assolutamente stabile, non risente di campi perturbatori esterni e garantisce sempre un funzionamento preciso del sistema. I contatti disposti sul registratore, e messi in corto circuito dalla coda metallica del nastro, fanno capo alle griglie; dal circuito elettrico di figura 1 si può notare come queste risultino polarizzate negativamente attraverso un circuito di filtro derivato dalla tensione 6V alternata del filamento. Il diodo OA91 la raddrizza, la resistenza R1 da 220 k limita la corrente ed il condensatore C1 da 0,5 μ F la spiana ulteriormente. Alle due griglie risulta quindi applicata una tensione decisamente negativa rispetto al catodo: la valvola è interdetta, nessuna corrente percorre il relais che rimane diseccitato. L'alimentazione anodica, così come la corrente di accensione per il filamento, devono essere prelevate dal circuito del registratore: in pratica sarà sufficiente derivare dal registratore un cordocino a conduttori multipli, sempreché non si preferisca collocare il circuito di arresto automatico nell'interno del registratore stesso. La modifica meccanica da apportare al registratore consiste nel disporre un contatto lungo il cammino del nastro, contatto che risulti isolato dalla carcassa metallica e faccia capo al circuito di comando sopra descritto.

La figura 2 illustra una possibile soluzione: il materiale occorrente si compone di una vite, un dado e qualche ranella di fibra per garantire l'isolamento.

Ritornando al circuito elettrico di fig. 1, si può osservare come il contatto porti a massa direttamente le griglie della val-

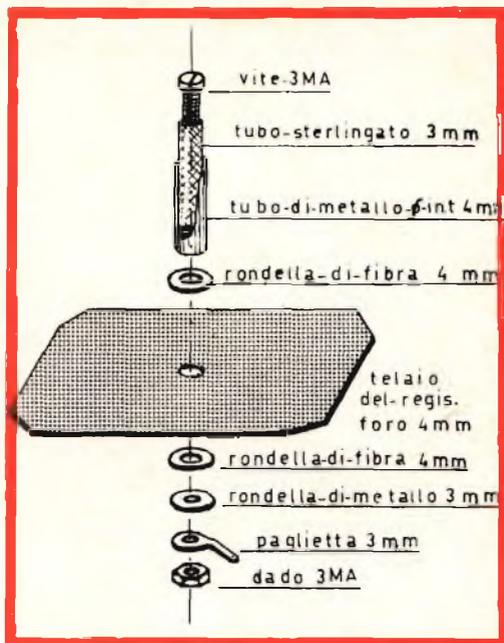


Fig. 2 - Una soluzione della modifica meccanica da apportare al Registratore.

vola ECC83; immediatamente la polarizzazione negativa si annulla e un guizzo di corrente attraversa la valvola, azionando di conseguenza il relais. Questo porta sulla sua armatura due serie di contatti. Il primo scambio interrompe l'alimentazione del motore di trascinamento del registratore, il secondo scambio provvede a mantenere costantemente a massa le griglie dell'ECC83. Questo accorgimento infatti si rende indispensabile poiché, specie durante l'avvolgimento o lo svolgimento veloce del nastro, il tempo durante il quale il contatto strisciante risulta cortocircuitato è brevissimo: il relais si ecciterebbe per un attimo, per poi ritornare immediatamente nella posizione di riposo. Il comando quindi non avrebbe alcuna efficacia; occorre invece bloccare definitivamente il funzionamento del registratore, e ciò lo si ottiene grazie a un collegamento particolare del relais. Per sbloccare il sistema, e riconsentire il movimento del nastro, è sufficiente premere il pulsante S1: alla valvola viene ridata la polarizzazione negativa, il relais si di-

seccita e i contatti relativi al comando del motorino elettrico vengono commutati nella posizione di riposo.

Il prototipo montato in laboratorio ha funzionato immediatamente: nessuna taratura si è resa necessaria. Una particolare attenzione deve invece essere rivolta al contatto disposto sulla piastra meccanica, al fine di mantenere il collegamento con il nastro magnetico sempre perfetto, senza però obbligarlo ad un giro tortuoso che andrebbe a scapito del buon trascinarsi e della conservazione del nastro stesso (fig. 3).

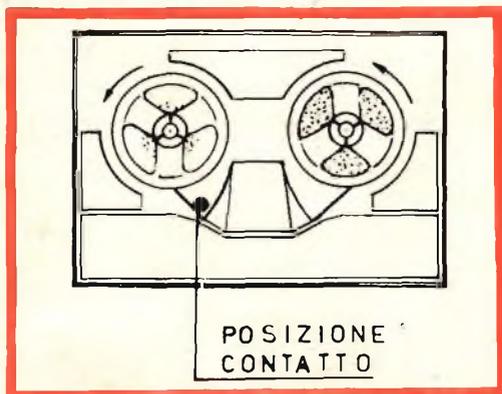


Fig. 3. - Esempio di disposizione del contatto sulla piastra meccanica del Registratore.

Realizzazione pratica

Come per tutti gli altri montaggi descritti, anche per il comando automatico per registratore ci si è avvalsi della tecnologia dei circuiti stampati. I collegamenti risultano perfetti, il montaggio estremamente razionale, la sicurezza di funzionamento illimitata. Il circuito stampato (fig. 4) deve essere realizzato dal dilettante: in questo caso è molto utile poter disporre della trousse « Print Kit », L/735, che comprende tutto il necessario, e cioè le lastre di bachelite ramata, l'inchiostro speciale per disegnare il circuito, l'acido per corrodere le parti di rame non protette. Comunque nella confezione sono allegate tutte le spiegazioni particolareggiate per effettuare le varie operazioni; non stimiamo quindi necessario dilungarci oltre, se non per raccomandare di attenersi

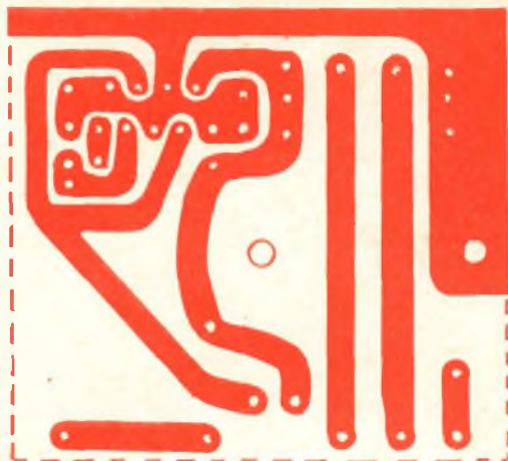


Fig. 4 - Riproduzione del circuito stampato in grandezza naturale.

scrupolosamente a quanto indicato nei disegni pubblicati, sia per la realizzazione del circuito stampato che per il montaggio di tutti i componenti (fig. 5). Al fine di ottenere un ingombro particolarmente ridotto, la valvola ECC83 è stata montata orizzontalmente, e ciò grazie ad uno zoccolo particolare con piedini per circuito stampato. Il relais è il G/1483, un tipo telefonico molto comune, che nell'impiego descritto ha dato degli ottimi risultati. La sistemazione migliore del complesso sarebbe all'interno del registratore: per le nostre prove potevamo disporre di un registratore di medie dimensioni, nell'interno del quale non è stato difficile sistemare convenientemente il circuito stampato con i vari componenti. Il pulsante S1 invece deve essere disposto nelle immediate vicinanze dei comandi del registratore: la sua funzione è importantissima: ci si assicuri che i collegamenti relativi siano rigorosamente isolati da massa e ben serrati ai rispettivi morsetti. Il contatto strisciante non è percorso da alcuna corrente: quindi nessun pericolo per l'operatore. Curare che la superficie in contatto con il nastro sia particolarmente levigata e non contenga alcuna particella abrasiva.



**non giocate
col prestigio**

Ogni apparecchio o impianto che progettate e costruite parlerà per Voi. A volte però basta che un diodo di minor costo ceda perché il Vostro apparecchio o il Vostro impianto si fermi e le critiche della concorrenza, invece, si mettano in moto. Come i Vostri clienti si affidano al Vostro prestigio di progettisti e costruttori, così Voi affidateVi all'esperienza prestigiosa della I. R., una società orgogliosa di fabbricare solo diodi e di fabbricarli bene.

Tutti i diodi al silicio I.R. danno un affidamento assoluto.

Diodi in resina 2E, 5E - 500-700 mA - da 100 a 600 PRV

Diodi in cassa metallica SD, SDA, SDS - 600-1100 mA - da 100 a 1000 PRV

Zener da 1 - 3,5 - 10 - 50 W - da 3 a 200 Vz

I R  **INTERNATIONAL RECTIFIER**
CORPORATION ITALIANA S.p.A. - BORGARO TORINESE

Tel. 572.085/6

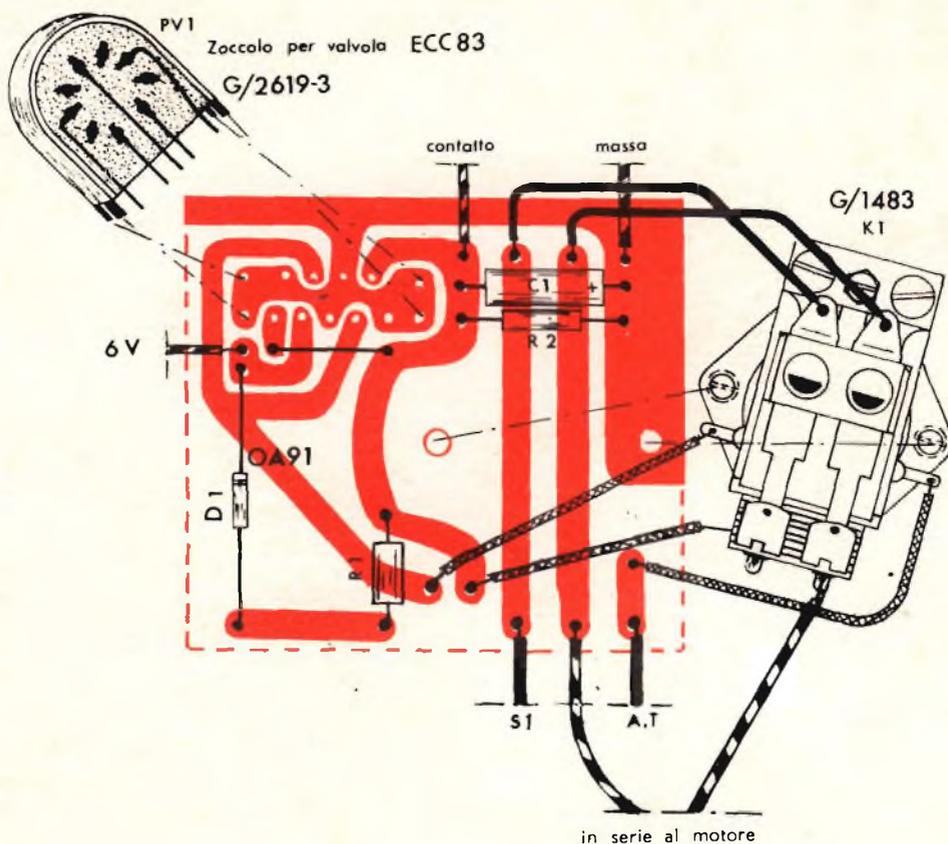


Fig. 5 - Disposizione dei componenti sul pannello del circuito stampato.

ELENCO DEI COMPONENTI

N.	Descrizione	N. G.B.C.	Prezzo listino
V1	Valvola	ECC83/12AX7	1.200
K1	Relais 24 V 1200 Ω	G/1483	1.500
D1	Diode	OA91	330
R1	Resistenza 220 k Ω 1/2 W	D/32	18
R2	Resistenza 1,2 k Ω 1/2 W	D/32	18
C1	Cond. elettr. 0,5 μ F 12 V	B/350	100
PV1	Zoccolo noval verticale	G/2619-3	400
S1	Interruttore	G/1202-1	180
—	Circuito stampato		

HI-FI

IMPIEGO DEGLI ALTOPARLANTI

Le fabbriche ISOPHON producono esclusivamente ed in grandi serie altoparlanti e combinazioni; non sono quindi in grado di fornire custodie vuote od altoparlanti in custodie particolari. Le indicazioni che seguono consentiranno all'amatore esperto, di autocostruirsi i mobili o le scatole acustiche, che meglio corrispondono ai suoi desideri.

Per la combinazione Hi-Fi G 3037 a camera di compressione, il tipo di mobile consigliabile, è quello della fig. 12, con piedini di 16 cm. di altezza, che si possono far fare da un ebanista. Le dimensioni di questa custodia sono 69 x 54 x 38,5 cm.

La funzione delle custodie

Le custodie per altoparlanti non debbono essere considerate soltanto come dei rivestimenti più o meno estetici; esse servono, innanzi tutto, per migliorare la diffusione delle basse frequenze. Quindi, per quanto riguarda la buona riproduzione del suono, sono altrettanto importanti che gli altoparlanti stessi.

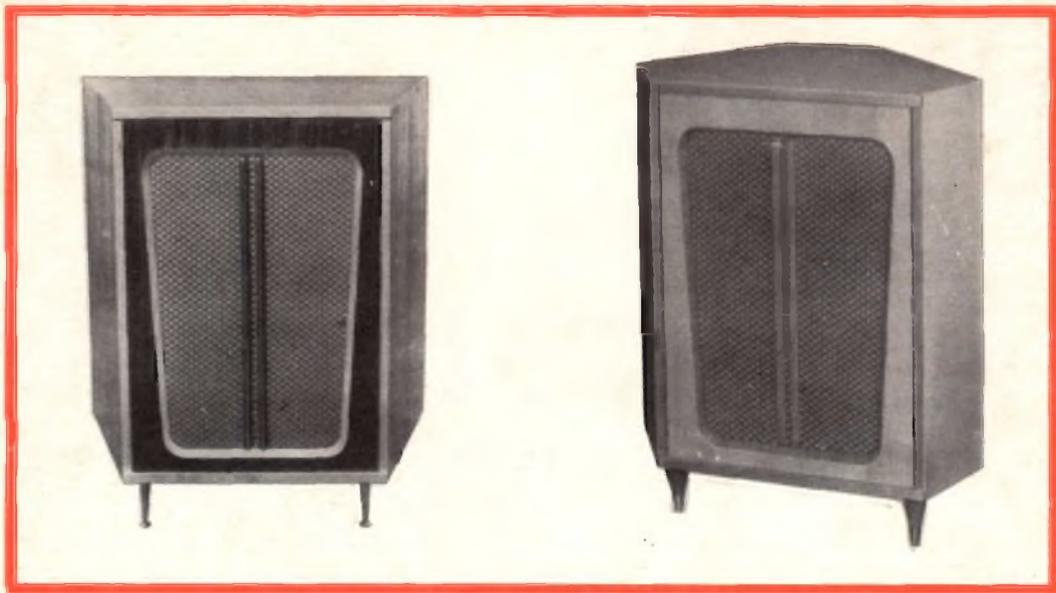
Un altoparlante « nudo », irradia il suono sia dietro che in avanti. Se il diametro dell'altoparlante è piccolo in confron-

to alla lunghezza d'onda (come è il caso per le basse frequenze), viene prodotta una compensazione della pressione d'aria che si genera tra la parte anteriore e la parte posteriore della membrana, di modo che nessun suono arriva alla zona lontana dell'altoparlante. Si parla in questo caso di « corto circuito acustico ». La potenza modulata aumenta nella proporzione in cui la lunghezza d'onda, con l'aumento della frequenza, si avvicina alle dimensioni dell'altoparlante. Per un altoparlante il cui diametro rappresenta il terzo della lunghezza d'onda, la potenza modulata raggiunge circa l'80 % dell'optimum possibile.

Se intorno all'altoparlante si rizza una parete acustica, si evita il corto circuito acustico, e si migliora così la riproduzione dei suoni bassi (gravi).

Per esempio, per poter diffondere ancora l'80 % della potenza (ottimale) a 30 Hz, occorre un diametro di custodia di 3,5 m. Per 100 Hz, il diametro necessario è di 1 metro.

In linea generale non è possibile sistemare in un appartamento pareti acustiche così grandi. Per rimediare, si costruiscono custodie aperte dalla parte poste-



Tipi di custodie « ISOPHON » nei quali sono montati le combinazioni K 3031 e G 3037.

riore (come per esempio negli apparecchi radio). Questa custodia corrisponde ad una parete acustica di dimensioni sufficienti. Tuttavia, essa presenta l'inconveniente di rinforzare l'incidenza della risonanza del mobile.

Si elimina completamente il corto circuito acustico chiudendo ermeticamente la custodia, creando cioè « una parete acustica infinita », quando la custodia è piccola però, questo sistema conduce ad un forte aumento della risonanza.

Dato che la diffusione delle frequenze inferiori alla frequenza di risonanza è molto debole, la custodia completamente chiusa riproduce molto male le basse frequenze. Come si può rilevare dai prospetti tecnici dell'ISOPHON HSB, una riproduzione perfettamente sufficiente dei bassi è assicurata tuttavia quando si mettono in opera dei boomers speciali, concepiti per la diffusione delle frequenze molto basse.

Se su di una di queste custodie completamente chiuse si pratica un'apertura, si ottiene un certo equilibrio di pressioni, che annulla parzialmente il corto circuito acustico. Questo fatto viene messo a profitto anche nelle custodie « Bass-reflex ». In quest'ultime la risonanza viene adattata

in maniera che le basse frequenze, diffuse debolmente, risultino rinforzate (risuonatore Helmholtz). Per assicurare un buon adattamento, esse devono avere dimensioni tali da contenere un volume d'aria abbastanza grande.

Costruzione delle custodie

Come detto nel capitolo precedente, la custodia, o mobile, serve innanzi tutto per ottenere un'impeccabile riproduzione dei bassi.

Per questa ragione le indicazioni che seguono, si riferiscono esclusivamente alle custodie di altoparlanti per toni bassi. Tweeters e altoparlanti per toni medi possono essere sistemati nella stessa custodia, per evitare fenomeni d'interferenza e d'intermodulazione, essi non devono assolutamente essere messi in vibrazione dal boomer. A questo scopo, se le custodie hanno un'apertura di compensazione non occorre prendere dei provvedimenti speciali.

Tuttavia, gli altoparlanti per toni medi, ed i tweeters montati, in una custodia completamente chiusa, devono essere muniti nella parte posteriore di un coperchio

LESA



per l'industria:

**GIRADISCHI
CAMBIADISCHI
POTENZIOMETRI
MACCHINARIO ELETTRICO**

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO

LESA OF AMERICA - WOODSIDE N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i/Br. • LESA FRANCE - LYON • LESA SUISSE - BELLINZONA

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

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

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

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

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

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

Informazioni e consigli senza impegno - scrivetecei oggi stesso



BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



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

impermeabile all'aria. Le dimensioni di questo coperchio non hanno molta importanza.

Inoltre, per evitare fenomeni di risonanza si riempie lo spazio vuoto con lana di vetro, fogli di gomma sintetica e di ovatta. Questo materiale ammortizzante, non deve mai entrare in contatto con le membrane, si impiega, per questo, della tela a trama larga.

Il materiale della custodia

Le pareti di queste custodie per non essere soggette a vibrazioni devono essere rigide e quindi relativamente spesse. Sono sufficienti pannelli di legno agglomerato (compensato), dello spessore di 20 millimetri. Se si notassero, malgrado ciò, delle vibrazioni nella custodia, si può rinforzare le pareti con un'altra imbottitura.

La formazione di onde stazionarie all'interno della custodia deve essere evitata ad ogni costo. A questo scopo occorre evitare che le pareti interne siano riflettenti. Ciò si ottiene impiegando dei pannelli ammortizzatori di uno spessore da 10 a 20 millimetri che riducono la riflessione e, nello stesso tempo, rinforzano le pareti stesse.

Si può calcolare lo spessore totale che devono avere le pareti della custodia nel modo che segue: la parete che si trova dietro il, od i, boomer, deve avere uno strato di lana di vetro, o d'ovatta, dello spessore di 2-3 cm. Questo stesso materiale ammortizzante può eventualmente sostituire l'imbottitura su tutte le superfici interne.

I pannelli sulla parte anteriore della custodia devono essere protetti con un tessuto a trama larga speciale per altoparlanti, come lo si trova nei negozi di materiale radiofonico.

Dimensioni della custodia

Tenuto conto del volume netto risultante dalla tabella riportata a pag. 1229, si può dare alla custodia, qualsiasi forma o dimensione.

Nel servirsi della tabella, si deve tener conto che si fa riferimento a delle custodie non equipaggiate e senza lana di vetro.

Le figg. 12 e 13 forniscono un esempio di costruzione di custodie acustiche. Rispetto al tipo vetrina, la custodia angolare è più favorevole alla diffusione dei bassi, poichè gli angoli degli ambienti dove sono sistemati gli impianti d'ascolto favoriscono sempre i suoni gravi. D'altra parte le pareti non parallele riducono i rischi della risonanza.

Se, con le dimensioni scelte, la distanza tra due pareti opposte oltrepassa m 1,50, si frappongono una o due separazioni piuttosto rigide, guarnite generosamente di materiale ammortizzatore.

Se queste chiusure intermedie attraversano la custodia in tutta la sua lun-

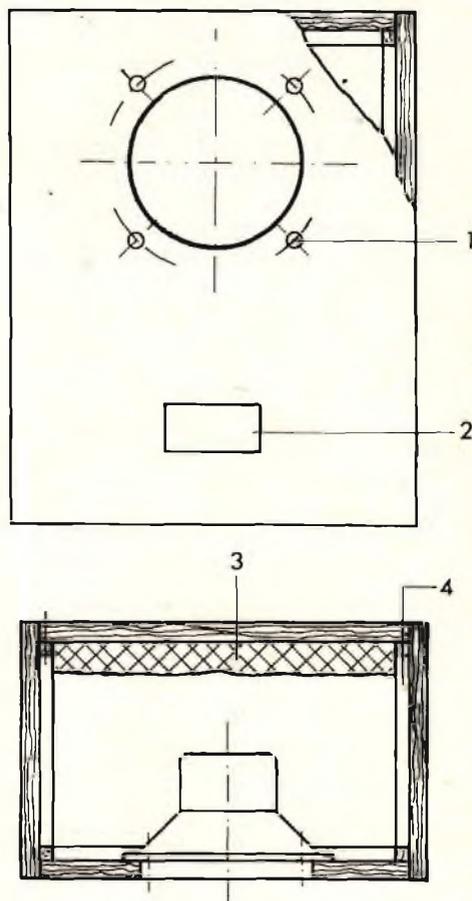


Fig. 12 - Custodia acustica a forma di vetrina.

ghezza, occorre provvedere a delle aperture rappresentanti circa il quarto della superficie totale.

Ai numeri 1, 2, 3, 4 delle figure 12 e 13 corrispondono le seguenti indicazioni:

- 1) Viti di fissaggio dell'altoparlante (testa della vite a livello).
- 2) Apertura di compensazione, può essere fatta sul fondo della custodia se quest'ultima è montata su piedi).
- 3) Cuscinetto di lana di vetro, dello spessore di 2 a 3 cm).
- 4) Viti di fissaggio del pannello posteriore asportabile.

Aperture di compensazione ed aperture « Bass-reflex »

La forma dell'apertura di compensazione, come pure quella della custodia stessa, sono lasciate a scelta del costruttore. Si possono anche fare diverse aperture, oppure una serie di piccoli fori, il cui diametro però non deve essere inferiore allo spessore della parete. La vera apertura « Bass-reflex » sarà collocata il più vicino possibile all'altoparlante dei bassi; la posizione dell'apertura di compensazione è indifferente, a condizione ch'essa sia libera verso il luogo d'ascolto.

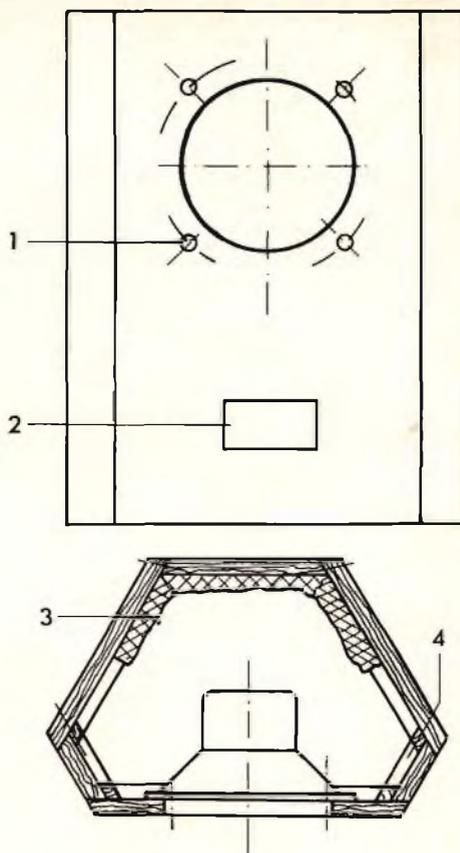


Fig. 13 - Custodia angolare.

Tipo di altop.	Volume netto custodia	Apertura di comp.	Limite inf. della banda p.	Potenza di carico
PT 203 A	45 lt.	64 cm ²	50 Hz	12,5 W
	100 »	50 »	40 »	
P 25 A	45 »	64 »	50 »	12,5 W
	100 »	50 »	45 »	
PH 2132 E	160 »	100 »	40 »	12,5 W
	45 »	64 »	50 »	
PT 30/31 A	100 »	50 »	40 »	15 W
	160 »	100 »	35 »	
P 30/37 A	240 »	360 »	30 »	15 W
	100 »	50 »	40 »	
Orchester	160 »	100 »	35 »	25 W
	240 »	360 »	30 »	
P 38 A	100 »	50 »	25 »	40 W
	160 »	100 »	40 »	
	240 »	360 »	35 »	
			30 »	

If It's Plastic It can be repaired in minutes With

Plas-T-Pair

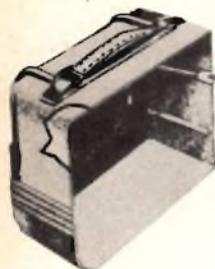
The First & Only

PRICE ONLY

Plastics Repair Kit Makes Repair Easier and Better

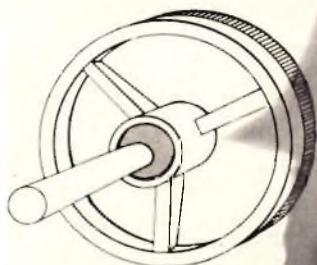
Missing Parts

can be poured on, using foil for a form or molded on as a plastic dough.



New Screw Post in one minute

This Knob...



was repaired in less than one minute of working time

MIX AND POUR OVER BREAK:

Radio cabinets which have been broken in half can easily be repaired so well that it is practically impossible to see where the break was



Try it... Test it Seeing is Believing

This knob was repaired as follows:

- Spray powder into shaft hole
- Wet with a few drops of the liquid
- Let set a few minutes to jell
- Push onto greased shaft



repair

SOLDER GUNS
V.O.M. CASES
REPAIR CLOCKS
REFRIG. TRAYS
TOYS
HAIR BRUSHES
APPLIANCES
OPTICAL FRAMES
DENTURES
TYPEWRITERS

TOOLS
AUTOMOTIVE
PLASTIC PARTS
BOATS
PLEXIGLAS
AIRCRAFT
INSTRUMENTS
LEATHER
WOOD
FISHING TACKLE

Your customers will thank you for telling them about it.

Il « Plas-T-Pair » è un prodotto U.S.A. e viene distribuito in Italia dalla G.B.C. in 3 formati:

Formato piccolo L/1004 prezzo listino L. 2650
 » medio L/1006 » » L. 4800
 » grande L/1008 » » L. 9000

È un ritrovato formidabile che ogni laboratorio deve avere in dotazione

AMPLIFICATORI



A TRANSISTORI

P N P - N P N

0.5 W

3.0 W

5.0 W

Si descrivono tre circuiti equipaggiati con una nuova serie di transistori particolarmente adatti per essere impiegati negli amplificatori di bassa frequenza che non richiedono l'uso di trasformatori di accoppiamento. I tre amplificatori impiegano combinazioni di transistori finali per diversi valori di potenza d'uscita, e cioè: gruppo LFK4 fino a 1 W; AC128 - AC176 da 1 a 3 W; AD161 - AD162 da 2,5 a 5 W. Questi tipi di transistori sono particolarmente adatti per venire impiegati in circuiti radio, registratori e giradischi portatili.

Il circuito dell'amplificatore da 0,5 W equipaggiato con il gruppo LFK4 è riportato in fig. 1. Questo gruppo è formato da una coppia di transistori complementari OC81 e AC127 che costituiscono lo stadio di uscita senza trasformatore. Questo stadio è preceduto da un OC81D (stadio pilota) e da un AC127 preamplificatore.

Il gruppo LFK4 è accoppiato in CC, condizione questa che porta a una riduzione del numero dei componenti, aumenta la risposta in frequenza e migliora la risposta ai transistori.

Lo stadio pilota può essere attraversato da una bassa corrente di riposo, in modo da ridurre il consumo della batteria al minimo.

L'impiego della coppia di transistori complementari permette di avere una potenza di 700 mW con una alimentazione di 9 V e di circa 1 W con una alimentazione di 12 V.

Nel circuito di fig. 1, si vede che il carico è accoppiato capacitivamente agli

emettitori dei transistori finali, le basi di TR₃ e TR₄ vengono pilotate direttamente dal collettore di TR₂.

Il carico di collettore di TR₂ formato da R₇, è collegato al terminale non a massa dell'altoparlante in modo che TR₃ e TR₄ funzionino in un circuito con emettitore a massa, per avere il massimo guadagno.

La tensione di polarizzazione richiesta per il funzionamento dei transistori in un circuito push-pull classe B si sviluppa dalla corrente di collettore di TR₂ che passa attraverso R₈.

Il transistoro preamplificatore TR₁ funziona anch'esso come amplificatore in CC, confrontando la tensione sulla sua base con il punto di mezzo della tensione V_M dello stadio finale. L'alto guadagno del circuito fissa il valore CC della tensione V_M rispetto alla tensione di base di TR₁, riducendo così gli effetti delle perdite dei transistori e dei resistori. Una reazione negativa CA viene applicata all'emettitore di TR₁, essendo la tensione in reazione definita dal partitore di tensione R₄, R₅.

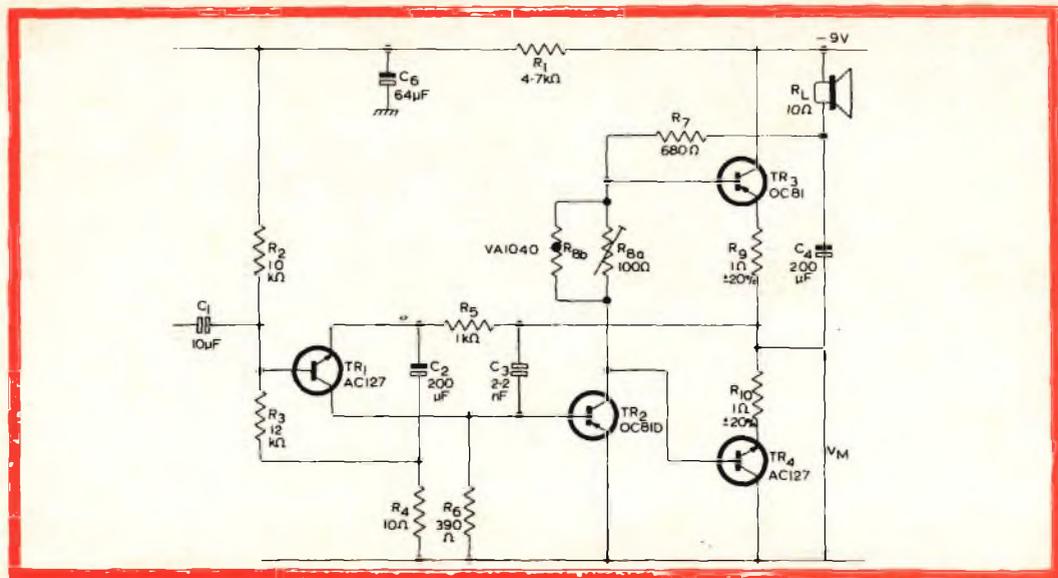


fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore da 0,5 W. Tutti i resistori sono da 1/8 W e $\pm 5\%$ di tolleranza, salvo diversamente specificato. I transistori finali devono essere montati su una aletta di raffreddamento che garantisce un funzionamento stabile e continuo con una temperatura ambiente di 45°C .

Prestazioni dell'amplificatore

La potenza di uscita, con una tensione di alimentazione di 9 V, è di 0,5 W.

La sensibilità, con una resistenza d'ingresso di 20 k Ω e una potenza di 0,5 W è di 45 mV, mentre con una potenza di 50 mW è di 14 mV. La risposta in frequenza, a -3 dB, va da 100 Hz a 10 kHz. La distorsione a 0,5 W è minore del 5%. La corrente di riposo totale è di 11 mA.

GENERALITÀ SUGLI AMPLIFICATORI DA 3 W E DA 5 W

Il circuito dell'amplificatore da 3 W è rappresentato in fig. 2 mentre quello dell'amplificatore da 5 W in fig. 3.

Per provvedere al pilotaggio a emettitore comune dei transistori finali, il carico di collettore del transistor pilota viene collegato, essendo il punto di contatto accoppiato capacitivamente al punto di mezzo dello stadio finale. La tensione nel punto centrale è stabilizzata dalla reazione in C.C. sulla base del transistor pilota; un potenziometro trimmer da 1 k Ω viene usato per compensare le tolleranze

dei componenti e le perdite nei transistori, esso provvede anche alla regolazione della reazione in C.C. che riduce la distorsione e le perdite di guadagno generate nello stadio finale.

Il transistor stabilizza la corrente di riposo dello stadio finale, essendo il potenziometro trimmer da 50 Ω usato per opporre la corrente iniziale. Siccome la tensione C.C. sulla base del transistor pilota è bassa (circa 0,2 V) il controllo di volume è collegato direttamente a questo punto, eliminando così la necessità del condensatore di accoppiamento.

Siccome lo stadio finale di questi amplificatori è formato da un circuito in push-pull classe B, il dissipatore può essere considerevolmente più piccolo di quello che sarebbe richiesto se il circuito funzionasse in classe A. La corrente richiesta dall'alimentatore di potenza è anche considerevolmente più bassa. I transistori TR₄ e TR₅ dovrebbero essere montati su un dissipatore di calore avente un'area non minore di 35 cm² per ogni transistor.

Il transistor pilota TR₃ dovrebbe essere montato su dei supporti in modo da poter

essere tolto facilmente dal dissipatore.

I transistori n-p-n e p-n-p sono accoppiati direttamente per formare il preamplificatore. Le correnti di lavoro sono stabilizzate per mezzo di una reazione in C.C. dal collettore di TR₂ all'emettitore di TR₁. Il controllo dei bassi funziona riducendo questa reazione alle frequenze più basse. Un controllo passivo dei toni acuti è previsto all'entrata.

Collegando delle resistenze in serie all'ingresso si può ottenere l'impedenza di ingresso e la sensibilità richiesta per il funzionamento con sintonizzatori radio e fonorivelatori a cristallo.

AMPLIFICATORE DA 3 W

Il circuito illustrato in fig. 2 è equipaggiato con la coppia di transistori di uscita AC128 e AD176; esso è progettato per funzionare con un alimentatore avente una resistenza interna di 20 Ω. La dissipazione di corrente con un segnale d'ingresso riprodotto musica o parola risulta molto minore che con un segnale ad onda sinusoidale; ne risulta così un aumento di potenza.

Daremo tre condizioni di potenza di uscita.

a) in caso di musica o parola;

b) in caso di musica con passaggio di livello elevato;

c) in caso di segnale sinusoidale.

Le prime due condizioni costituiscono una misura utile per la intensità della potenza d'uscita dell'amplificatore, mentre la terza indica il valore di potenza che si dovrebbe ottenere quando l'amplificatore viene provato con un segnale sinusoidale.

Le caratteristiche principali di questo amplificatore sono le seguenti:

Potenza

In caso di musica o parola: 3 W

In caso di musica con passaggio di livello elevato: 2,7 W

In caso di segnale sinusoidale: 2,2 W

Sensibilità

per i valori di potenza sopra indicati:

a) radio: 45 mV

b) fonorivelatore a cristallo: 550 mV

a 50 mW

a) radio: 5,5 mV

b) fonorivelatore a cristallo: 70 mV

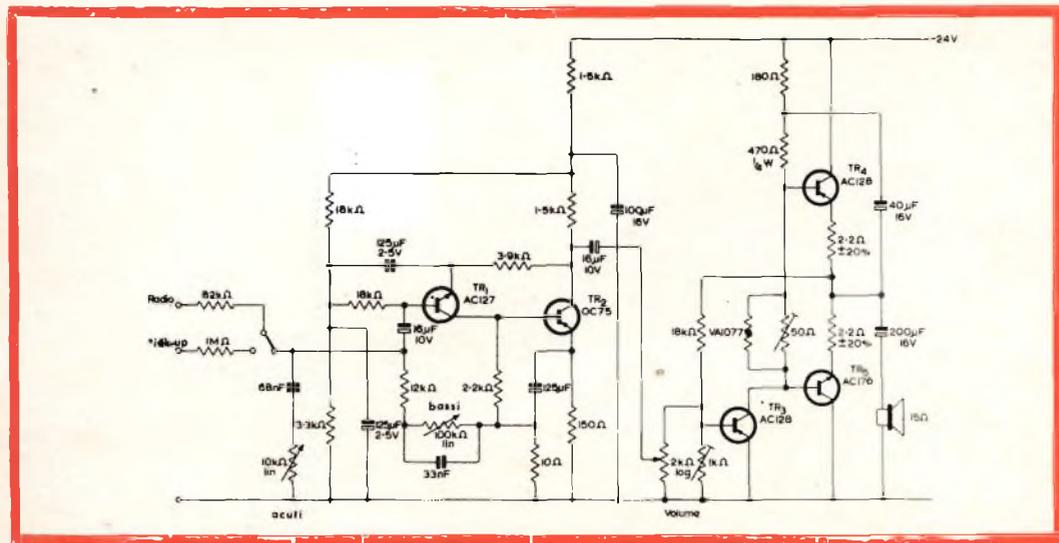


Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore da 3 W. Tutti i resistori sono da 1/8 W e $\pm 10\%$ di tolleranza, salvo diversamente specificato.

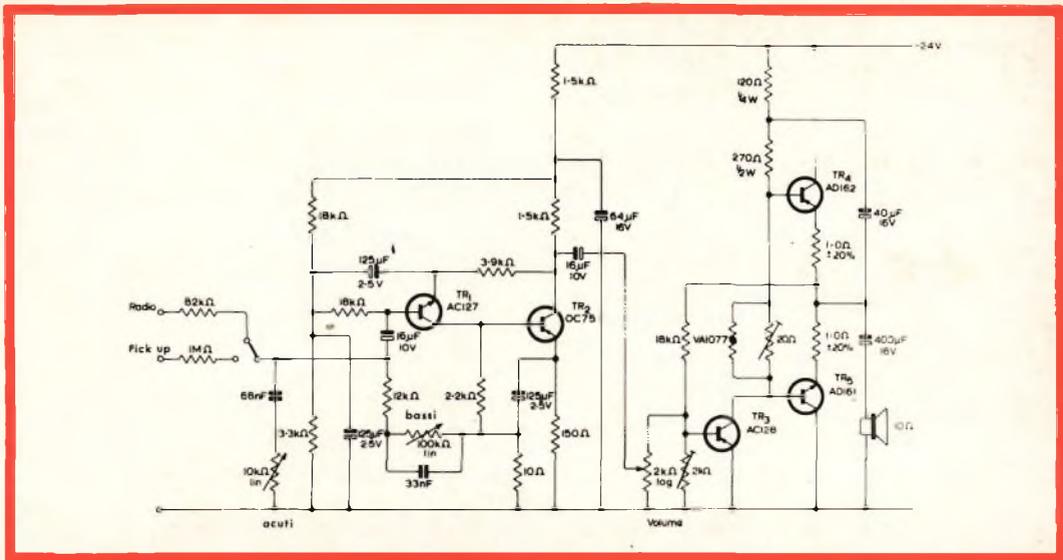


Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore da 5 W. Tutti i resistori sono da $1/8 \text{ W}$ e $\pm 10\%$ di tolleranza, salvo diversamente specificato.

Impedenza d'ingresso

a) radio: 82 k Ω

b) fonorivelatore a cristallo: 1 M Ω

Attenuazione toni acuti (max): -10 dB a 8 kHz

Esaltazione toni bassi (max): $+9 \text{ dB}$ a 50 Hz.

Distorsione: $< 5\%$

Si deve fare attenzione che la resistenza dell'alimentatore non sia minore di 20 Ω , se viene usato un dissipatore di calore avente i valori della resistenza termica pubblicati.

AMPLIFICATORE DA 5 W

Il circuito illustrato in fig. 3 è adatto a fornire valori di potenza compresi fra 3 e 5 W anche in caso che il segnale pilota sia sinusoidale, esso è equipaggiato con la coppia di transistori d'uscita AD161 e AD162.

Le caratteristiche principali di questo amplificatore sono le seguenti:

Potenza: 3 W - 5 W

Sensibilità

(per i valori di potenza sopra indicati)

a) radio: 45 mV - 55 mV

b) fonorivelatore a cristallo: 550 mV - 700 mV

Sensibilità

(a 50 mW)

a) radio: 5,5 mV

b) fonorivelatore a cristallo: 70 mV

Impedenza d'ingresso

a) radio: 8,2 k Ω

b) fonorivelatore a cristallo: 1 M Ω

Attenuazione toni acuti (max): -10 dB a 8 kHz

Esaltazione toni bassi (max): $+9 \text{ dB}$ a 50 Hz

Distorsione: $< 5\%$

(Da « Mullard Limited »)

F. T.

Dual 1009

Dual

GIRADISCHI PROFESSIONALE CON CAMBIO AUTOMATICO DEI DISCHI

Apparecchio universale per la riproduzione di dischi ad alta fedeltà.

Piatto pesante Kg. 3,2.

Velocità: 16-33-45-78 giri.

Regolazione fine della velocità: $\pm 3\%$.

Flutter: max $\pm 0,1\%$.

Comandi semplici, facilmente accessibili e di docile manovra.

Leva per il funzionamento manuale, avviamento e arresto.

Leva per la selezione preventiva del diametro dei dischi.



PREAMPLIFICATORE - EQUALIZZATORE DUAL TVV 43

Questo preamplificatore è indispensabile per il funzionamento del cambiadischi 1099 equipaggiati con cartuccia magnetica, quando l'amplificatore usato non sia provvisto di preamplificatore.

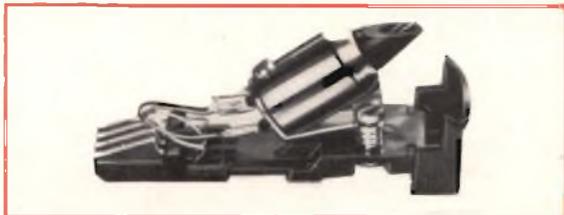
È utilizzabile anche per altri apparecchi con testina magnetica. Viene alimentato in c.a. 110 o 220 V.



CARTUCCIA MAGNETICA STEREO B 8 0 - SP 1

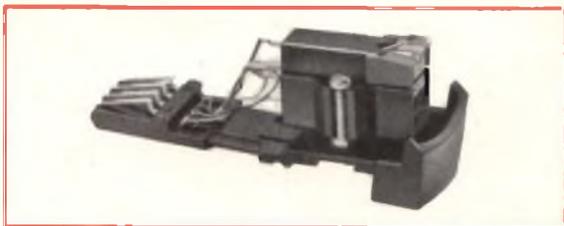
Una cartuccia di qualità costruita dalla fabbrica danese Bang & Olufsen con puntina diamante per dischi microsolco e stereo.

Adatta per i suoi pregi al DUAL 1009. Pressione di appoggio: 3 g.



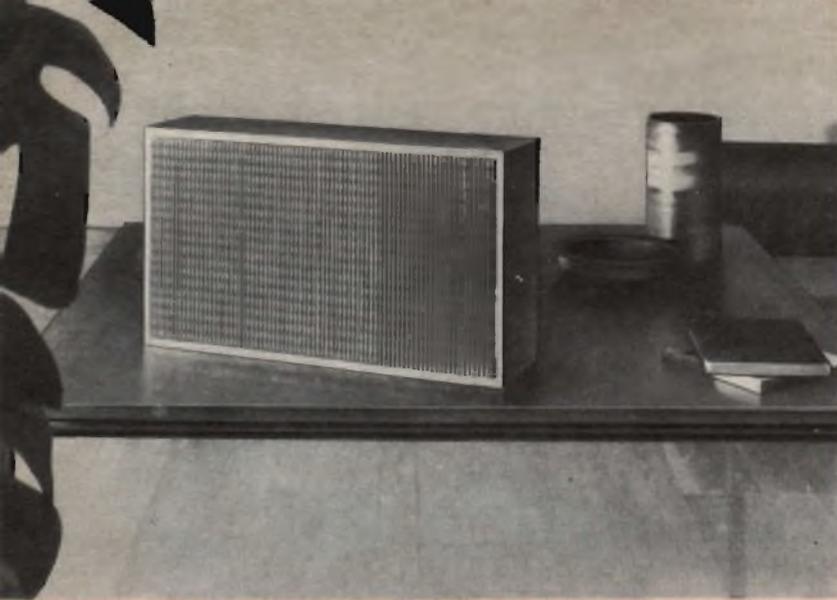
CARTUCCIA MAGNETICA SHURE M 44 M - G

La cartuccia SHURE M 44 M-G stereofonica, per le sue elevate caratteristiche, è particolarmente adatta ad essere applicata al giradischi DUAL 1009 per impianti ad alta fedeltà.



Rappresentante e Concessionaria esclusiva per l'Italia della DUAL-Gebrueder Steidinger di St. Georgen / Schwarzwald (Germania):

RAPIT S.r.l. - MILANO
Via S. Gregorio 45 - Tel. 652 220



A/800

Completo di altoparlanti
Potenza: 10 W
Campo di
frequenza: 30 ÷ 15.000 Hz
Altoparlanti impiegati:
N. 1 Woofer tipo A/149-2
N. 1 Tweeter tipo A/450
Impedenza: 8 ohm
Dimensioni
d'ingombro: 498 x 278 x 152
Prezzo di listino L. 23.900



DIFFUSORI ACUSTICI HIGH FIDELITY



A/801

Completo di altoparlanti
Potenza: 12 W
Campo di
frequenza: 30 ÷ 15.000 Hz
Altoparlanti impiegati:
N. 1 Woofer tipo A/499-2
N. 1 Tweeter tipo A/450
Impedenza: 8 ohm
Dimensioni
d'ingombro: 600 x 345 x 152
Prezzo di listino L. 29.900



DIODO AL SILICIO

per la protezione di strumenti di misura

Per proteggere da improvvisi sovraccarichi strumenti di misura come: microamperometri, milliamperometri, millivoltmetri, ecc., è comunemente usato un diodo al silicio tipo 2E o 5E, con basso valore di PRV (100 volt).

Il diodo viene collegato in parallelo allo strumento con il catodo sul morsetto negativo come indicato in fig. 1.

Consideriamo come prima cosa la caratteristica diretta di un diodo al silicio. Fig. 2.

Quando lo strumento funziona normalmente, la tensione ai capi del diodo sarà molto bassa, sull'ordine di qualche millivolt e la corrente circolante sarà funzione del carico.

L'errore di misura introdotto dal diodo sarà molto piccolo, essendo la tangente al punto A molto piccola e di conseguenza la resistenza (R_D) molto grande.

Se per una qualsiasi causa la corrente del circuito tende ad aumentare, il diodo viene a lavorare, per esempio, sul punto C della caratteristica. In questo punto la tangente tende a 90° e di conseguenza la resistenza (R_D) sarà molto piccola funzionando da SHUNT.

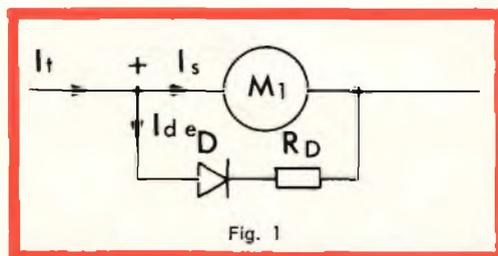


Fig. 1

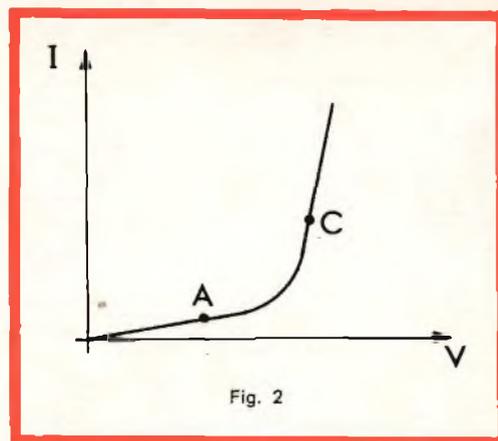
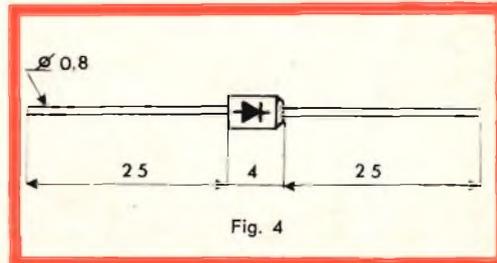
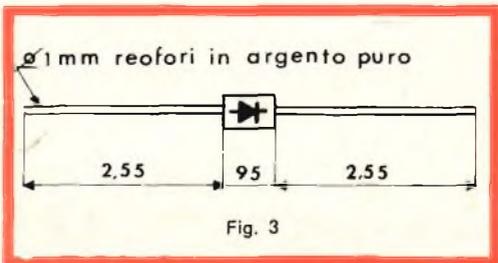
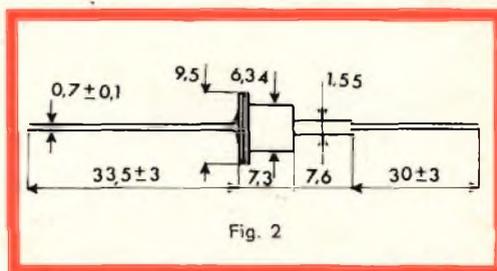
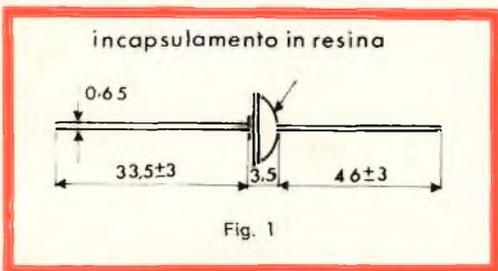


Fig. 2

Il fenomeno di shunt però non sarà totale, in quanto occorre tener presente la caduta di tensione diretta del diodo stesso.

DIODI DI BASSA POTENZA IR

		P R V							
		100	200	400	600	800	1000		
CORRENTE - Ampère	0,5	2E1	2E2	2E4	2E6			Fig. 1	
	0,6	SD91	SD92	SD94	SD96			Fig. 2	
	0,7	5E1	5E2	5E4	5E6			Fig. 1	
	0,75	SD91A	SD92A	SD94A	SD96A			Fig. 2	
			5A2	5A4	5A6	5A8	5A10		Fig. 3
	1		10D2	10D4	10D6	10D8	10D10		Fig. 4
	1,1	SD91S	SD92S	SD94S	SD96S	SD98S	SD910S	Fig. 2	



Diodi di bassa potenza studiati per impieghi di alta affidabilità e dove l'elemento temperatura è fattore determinante.

Il loro impiego è particolarmente indicato nel campo Radio, TV, elettronica generale, telefonia e in tutti quei casi dove si richieda un componente con caratteristiche costanti anche nei più gravosi impieghi.

La gamma dei diodi IR comprende: diodi di media e grande potenza fino a 250 A 1200 PRV, diodi Zener da 200 mW a 50 W con tensioni da 3,3 a 200 V, diodi controllati da 3 A a 150 A con tensioni fino a 1300 PRV.



RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

Pilotaggio di thyristori, mediante segnali rettangolari

(Da « Industrial Electronics »)

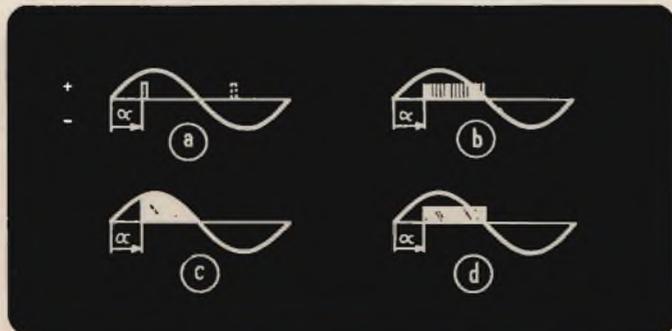
Esistono numerosi sistemi per pilotare un thyristore, tra i quali il più semplice consiste nel fornire all'elettrodo di controllo un impulso la cui durata è maggiore di quella del tempo di apertura dello stesso thyristore.

Tuttavia, se questo metodo è abbastanza soddisfacente quando il carico è resistivo, non lo è più quando il carico è invece induttivo o capacitivo.

In pratica, in questi ultimi casi, il carico provoca uno sfasamento tra l'impulso di pilotaggio e la tensione della sorgente, il quale sfasamento può persino impedire al thyristore di « accendersi ».

Il modo più semplice per evitare questi inconvenienti consiste nell'aumentare

Fig. 1 - L'accensione del thyristore è una funzione dell'angolo di apertura « α », ed il comando di accensione può essere ottenuto in diversi modi.



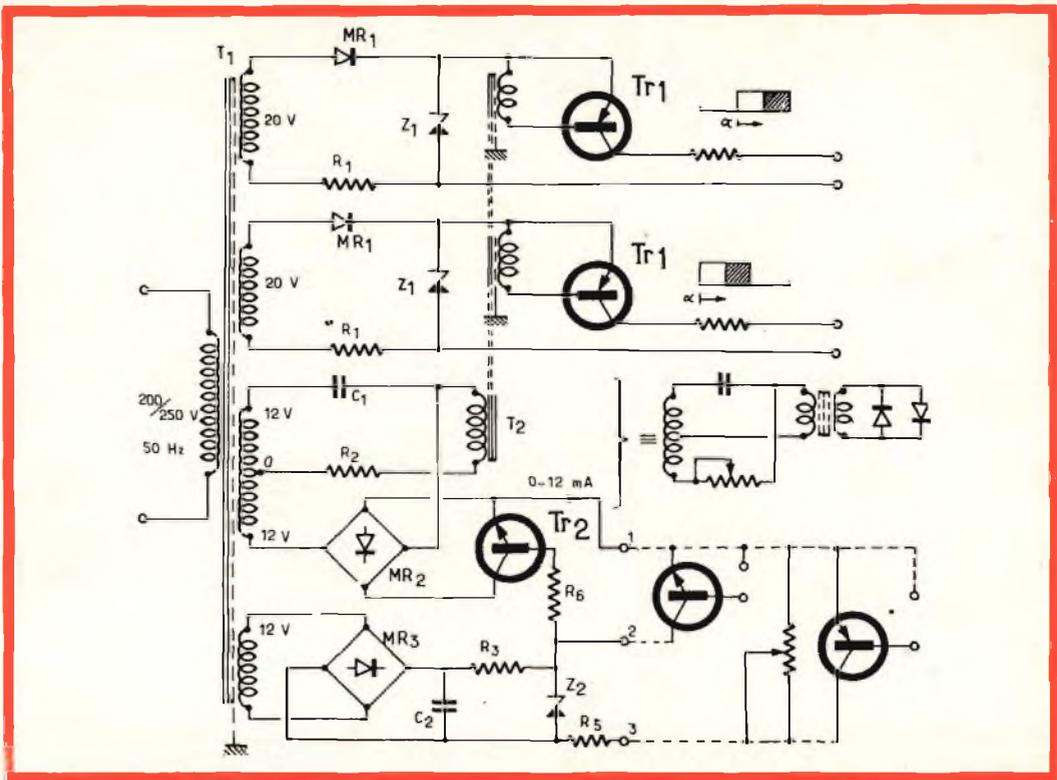


Fig. 2 - Schema di un circuito di pilotaggio per due thyristori adatto all'impiego con una rete mono-fase. Per una rete tri-fase, il circuito è il medesimo, ma deve essere costituito da tre unità identiche tra loro.

la durata dell'impulso di comando, e di trasformarlo in un segnale rettangolare avente una durata pari a quella di un semi-periodo della tensione di alimentazione.

I due metodi di comando di cui abbiamo ora parlato sono illustrati dalle curve delle figure 1-A e 1-D. La curva di figura 1-B rappresenta un metodo di pilotaggio mediante treno di impulsi, che non risulta più soddisfacente di quello di figura 1-A, e per le medesime ragioni (possibilità di sfasamento tra impulso e tensione di alimentazione).

Il metodo dell'impiego di un segnale rettangolare è preferibile a quello che impiega una parte della tensione sinusoidale, in quanto si ottengono minori perdite.

Una volta assodato questo principio, lo

articolo descrive diversi circuiti, ed in particolare alcuni circuiti adattati ad una rete trifase. Non essendo possibile analizzarli tutti, ci limiteremo ad accennare a quello illustrato alla figura 2, utile nel caso di una rete monofase.

Questo circuito fornisce un segnale rettangolare di pilotaggio, con possibilità di variarne la fase.

Il condensatore C1, il ponte MR2 ed il transistor TR2 (questi ultimi paragonabili ad una resistenza variabile), formano una rete classica di sfasamento, il cui carico è costituito dalla resistenza in serie R2, tramite il trasformatore T2, con la giunzione base-emettitore del transistor TR1.

Bloccando e sbloccando alternativamente TR2, si ottiene una variazione di fase

approssimativa di 180° ; TR1 risulta sbloccato durante un semi-periodo, ed i relativi segnali variano di fase in rapporto alla tensione presente ai capi del diodo zener Z1.

Non appena TR2 entra in stato di conduzione, TR1 viene commutato in fase con la tensione presente ai capi di Z1; in tali condizioni, si produce un segnale di pilotaggio, di durata pari ad un semi-periodo, che determina l'accensione del thyristore.

Quando TR2 è in stato di interdizione, ossia bloccato, TR1 viene commutato in modo tale che i suoi segnali risultino di fase opposta rispetto alla tensione presente ai capi di Z1. L'angolo di apertura del thyristore è pari approssimativamente a 180° .

La tensione stabilizzata ad opera del diodo zener Z2 alimenta TR2 fornendogli la corrente di base. Una resistenza variabile (oppure un transistor) facente capo ai terminali 1 e 3 del circuito di figura 2 permette di regolare la tensione di uscita del thyristore.

Per un circuito adatto ad una rete trifase, il funzionamento è del tutto analogo, a parte il fatto che tutto viene triplicato.

Le applicazioni di questo tipo di circuito sono numerose. Esso si presta per la ricarica di batterie, come alimentatore a tensione costante con corrente di uscita limitata, oppure ad alta tensione o forte intensità di corrente.

Nell'articolo, viene fornito un esempio di applicazione costituito da un caricatore per batterie, che fornisce una tensione di 247 volt, con una gamma di intensità di corrente variabile da 0 a 50 ampère; oltre a ciò, vengono forniti dati esaurienti per usufruire del medesimo principio di funzionamento in altre applicazioni di varia natura.

Generatore di corrente costante, per il controllo di analisi

(Da « Electronics »)

Nello schema riportato nella figura, viene usata una sorgente di corrente ad in-

tensità costante, per ottenere — in uscita — una tensione a denti di sega di forma assai lineare, la cui durata può essere regolata entro valori compresi tra pochi microsecondi ed un secondo.

Come si osserva, la sorgente a corrente costante è stata messa in evidenza da una cornice tratteggiata.

Il transistor Q2, nello stadio a corrente costante, ed i transistori Q3 e Q4, montati in un circuito amplificatore del tipo Darlington, risultano in stato di conduzione durante l'intera evoluzione del segnale.

In un primo tempo, una tensione — E viene applicata alla base di Q1, collegato con collettore a massa. Mentre questo conduce, l'elettrodo superiore del condensatore C assume un potenziale approssimativamente eguale a — E.

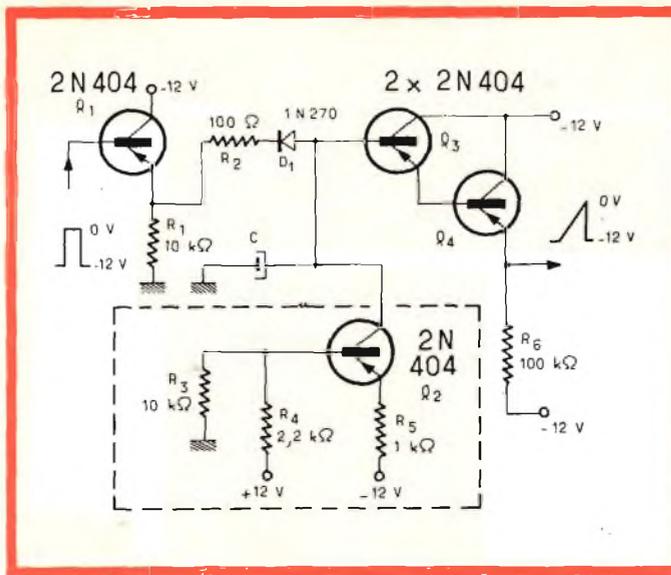
Non appena il segnale di ingresso raggiunge il valore del potenziale di massa, Q1 entra in stato di interdizione, ed il diodo cessa di condurre corrente.

In queste condizioni, l'unica corrente che alimenta il condensatore è quella che viene erogata dalla sorgente a corrente costante. Di conseguenza, la tensione applicata ai terminali della capacità C aumenta con variazione lineare dal valore — E al valore $+V_{CE}$, vale a dire fino ad assumere il valore della tensione di collettore di Q2.

Il suddetto aumento di potenziale si protrae nel tempo finchè la tensione di ingresso corrisponde a quella di massa, o meglio finchè essa risulta eguale a V_{CE} .

Non appena la tensione di ingresso torna ad assumere il valore — E, il transistor Q1 ed il diodo D1 ricominciano a condurre corrente, per cui la tensione presente ai capi del condensatore C torna ad assumere il valore approssimativo di — E.

Nell'applicazione pratica considerata dall'Autore, l'impulso di entrata presenta un valore di — 12 volt. La sorgente di corrente costante è stata studiata per fornire una corrente d'intensità pari a 2 miliampère.



Circuito elettrico del generatore di impulsi a dente di sega, di valore costante. All'ingresso viene applicato un segnale di eccitazione di forma rettangolare, che può provenire da un comune multivibratore. Alla base del transistoro Q3 è invece applicata l'uscita del generatore di corrente costante, che provvede a stabilizzare il segnale a dente di sega, illustrato a destra del circuito.

La durata totale del dente di sega risulta perciò pari a $100 \mu s$, e l'ampiezza è pari a 12 volt. Di conseguenza, il condensatore può essere calcolato con un valore che risulta pari a $0,016 \mu F$.

Il tempo di ritorno, ossia il tempo che la tensione presente ai capi di C impiega per tornare ad assumere il valore $-E$, è pari a $T_R = 3 RC$.

Nell'esempio considerato, il tempo di ritorno risulta pari approssimativamente a $4 \mu s$.

Questo articolo, che abbiamo riassunto per illustrarne la base concettuale, può essere interessante in quanto può costituire la soluzione a numerosi problemi che si presentano quotidianamente nelle misure su apparecchiature elettroniche.

Generatore di funzioni sinusoidali, a rapporto variabile di fase

(Da « Electronics »)

Questo generatore, assai economico e di facile realizzazione è in grado di fornire due tensioni; una tensione di riferimento, di forma cosinusoidale, ed un'altra variabile di fase rispetto alla prima, tra 0 e 90° , vale a dire dal seno al coseno.

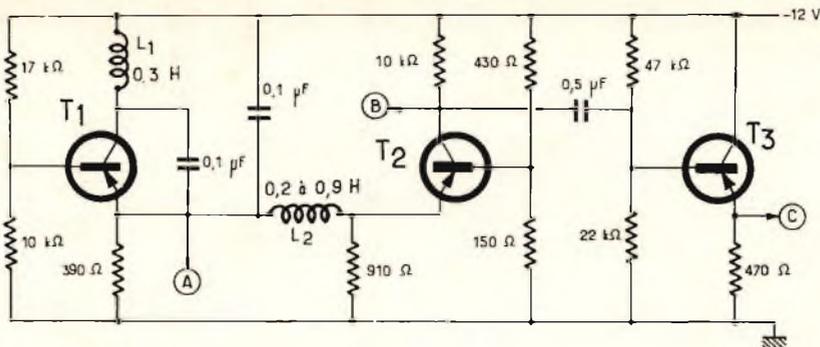
Questo dispositivo è stato concepito per l'impiego nei casi in cui la stabilità e la temperatura non costituiscono caratteristiche critiche, come nel caso della prova di un demodulatore. Per questo motivo, non sono stati adottati particolari provvedimenti al riguardo.

Il primo stadio è sostanzialmente analogo ad un oscillatore Colpitts. In corrispondenza dell'emettitore di T1, si ottiene la tensione di riferimento (uscita contrassegnata con « A »). Il collegamento tra T2 e T1 è costituito da una bobina, indicata con L2.

Il rapporto di fase tra la tensione di riferimento e la tensione variabile è una funzione dei valori di M2 e della resistenza di 910 ohm .

Il secondo stadio presenta un'impedenza di uscita di valore elevato (uscita B), ed un guadagno sufficiente per fornire al secondo segnale la medesima ampiezza che caratterizza il segnale di riferimento.

Così come viene presentato, l'apparecchio si presta per rapporti di fase compresi — ripetiamo — tra 0 e 90° . Se si desidera un rapporto più esteso, ossia maggiore di 90° , l'induttanza L2 deve presentare un valore induttivo maggiore, e la resistenza da 910 ohm deve essere sostituita con una resistenza variabile.



Il generatore di funzioni sinusoidali a rapporto variabile di fase è costituito da tre transistori, uno dei quali serve esclusivamente per munire il dispositivo di un'uscita a bassa impedenza, ciò che risulta assai utile sia agli effetti dei segnali parassiti, sia agli effetti dell'impiego con circuiti a transistori.

È stato aggiunto un terzo stadio, per poter disporre di una uscita a bassa impedenza, contrassegnata nel circuito con la lettera « C ».

Secondo l'Autore, la realizzazione può essere portata a termine con una spesa assai modesta. La tolleranza dei componenti può essere del 10 %. La stabilità della frequenza risulta maggiore dell'1 % quando si usa un alimentatore stabilizzato.

Il circuito è in grado di oscillare su frequenze comprese tra 1 e 100 kHz, con i valori riportati nello schema. La gamma può però variare, variando i valori di alcuni componenti.

Commutatore elettronico per l'osservazione del responso, in un ricevitore TV

(Da « Television »)

La messa a punto degli stadi di amplificazione di un televisore, mediante un vobulatore, non consente di ottenere esattamente la qualità desiderata dell'immagine sullo schermo. L'immagine risulta in pratica tanto migliore, quanto meglio vengono riprodotti i segnali transitori.

La teoria ci insegna che il miglior responso può essere ottenuto soltanto quando la curva di responso presenta un de-

terminato andamento. Oltre a ciò, la correzione del circuito di rivelazione e dell'amplificatore video non esercita alcuna influenza sul responso vobulato, quando svolge un ruolo importante agli effetti dell'immagine.

Questo è il motivo per il quale può sembrare interessante effettuare la messa a punto di un televisore, osservando contemporaneamente il responso ai segnali transitori dei circuiti di amplificazione ad Alta Frequenza, a Media Frequenza, e di amplificazione video.

L'articolo riporta gli schemi di principio, i valori realizzativi, ed un preciso commento sul funzionamento del dispositivo, nonché alcune curve tracciate in rapporto ad esempi tipici di impiego.

Una nuova tecnica di saldatura

(Da « Electronics World »)

L'evoluzione della tecnica elettronica, con particolare riferimento alla miniaturizzazione, ha imposto l'elaborazione di nuovi sistemi, nonché di nuove attrezzature, per eseguire saldature a stagno.

L'articolo al quale ci riferiamo prende in esame la tecnica di saldatura con particolare riferimento ai circuiti stampati,

attualmente impiegati nella maggior parte delle apparecchiature elettroniche. Oltre a ciò, vengono descritti alcuni tipi di saldatori recentemente introdotti nei laboratori e nelle industrie, le cui caratteristiche sono maggiormente conformi alle attuali esigenze.

Gli argomenti considerati sono: la tecnica di saldatura considerata nei confronti dei componenti di concezione più moderna; il controllo automatico della temperatura, e la saldatura mediante ultra-suoni.

Realizzazione di un voltmetro distorsimetro a transistori

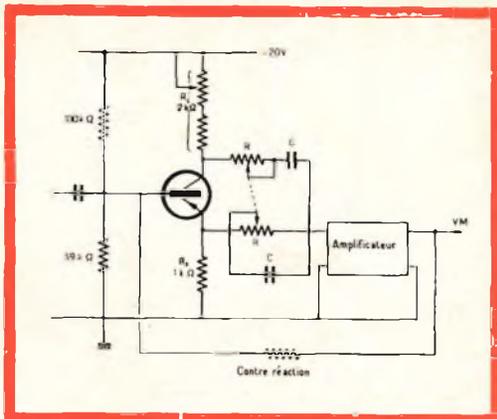
(Da « Radio Constructeur »)

Da molto tempo si sta sviluppando l'impiego dei transistori anche nel campo degli strumenti di misura, e ciò grazie ai progressi che è stato possibile conseguire agli effetti della stabilità delle caratteristiche di funzionamento.

Lo strumento al quale ci riferiamo presenta una sensibilità compresa tra 10 millivolt e 30 volt fondo scala, in otto portate, come voltmetro per Bassa Frequenza. La resistenza di ingresso è pari a 10 Megahom per volt fino alla portata di 300 millivolt, e di 3,16 Megaohm sulle altre portate, con una banda passante compresa tra 30 e 100.000 Hz (± 5 dB).

Come distorsimetro, la sensibilità varia dal 3 % al 100 %, in quattro portate, con precisione di lettura del 3 % in più o in meno, e con la medesima banda passante dichiarata per il funzionamento come voltmetro.

Così come viene descritto, lo strumento sembra di facile realizzazione, e di costo relativamente ridotto. Esso consta di cinque transistori per la sezione di misura della distorsione, e di tre transistori più due diodi per la sezione di misura delle tensioni, tutti facilmente reperibili in commercio.



L'invertitore di fase del tipo « a ponte di Wien ».

L'alimentazione consiste in una tensione di 20 volt, che può essere fornita sia da una batteria di pile, sia da un alimentatore stabilizzato, del tipo di quelli descritti in varie occasioni sulla nostra rivista.

Il funzionamento del distorsimetro si basa sul noto principio dell'inversione di fase della frequenza fondamentale. In altre parole, all'uscita dell'amplificatore di cui si vuole misurare la percentuale di distorsione, si preleva il segnale a massima potenza, con un carico fittizio che evita di saturare il trasformatore di uscita. Tale segnale, applicato all'ingresso del distorsimetro, passa attraverso un sistema di inversione di fase (del tipo illustrato, a ponte di Wien con controreazione), che elimina la frequenza fondamentale, lasciando invece inalterati i segnali aventi altre frequenze. All'uscita di questo dispositivo, il segnale residuo viene applicato all'amplificatore, e quindi misurato dalla sezione voltmetrica, che esprime il valore della distorsione direttamente in percentuale.

Se realizzato con cura, questo strumento presenta un'ottima stabilità di funzionamento e di taratura, e consente di eseguire misure assai esatte, in tutta la gamma delle frequenze acustiche. Per questo motivo, si presta assai bene per l'attività di progettazione e di riparazione nel campo della Bassa Frequenza.

I DIODI ZENER

E GLI ALIMENTATORI A BASSA TENSIONE

Il Parte

Per avere più ampere...

... si potrebbe utilizzare un diodo Zener di maggior potenza, ma non sarebbe una buona soluzione. Sarà molto meglio impiegare uno Zener di piccola potenza che fornisca la tensione di riferimento ad un transistor di potenza il quale esegue la regolazione. Per questo montaggio esistono due soluzioni. La fig. 6 corrisponde al montaggio nel quale il transistor risulta in parallelo al carico. Come si vede il diodo Zener è alimentato dalla tensione non stabilizzata U attraverso la resistenza R_1 di valore elevato. La tensione nominale di funzionamento del diodo Zener V_z risulta perciò applicata fra base e collettore del transistor T che è del tipo PNP di potenza. Quando la tensione di emettitore di T supera il valore di V_z il transistor comincia a condurre, comportandosi quindi in modo analogo a un diodo Zener. La corrente di base che scorre nel senso della freccia va ad aggiungersi alla corrente che percorre il diodo dopo aver attraversato la resistenza R_1 .

Se si sceglie come diodo Zener ancora il 54Z4 e per il transistor T il tipo 2N 174, si potrà dissipare in esso una potenza di 30 W con un radiatore di dimensioni sufficienti per non far superare alla resistenza termica il valore di $1,5^\circ\text{C}/\text{W}$. Dato che la tensione collettore base è di circa 7,4 V, potremo farlo attraversare da una corrente massima di $30/7,4 = 4$ A.

Per ottenere questa corrente di collettore occorrerà una corrente di base di 100 mA, valore quest'ultimo perfettamente entro le possibilità del 54Z4.

La corrente che attraversa R_2 dovrà raggiungere il suo valore massimo di 4 A quando la tensione in ingresso U sarà massima. Se questo valore è lo stesso dell'esempio precedente, R_2 dovrà avere un valore di circa 5 Ω . Evidentemente in questo caso il tasso di regolazione sarà minore a causa del basso valore assunto dalla resistenza R_2 , dato che la resistenza di T , vista dall'emettitore (parametro h_{11}), ha un valore di 0,1 Ω circa, ossia poco più del valore corrispondente alla resi-

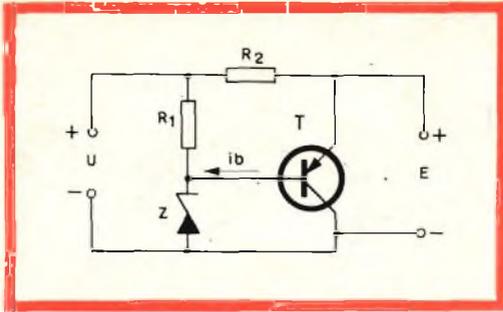


Fig. 6 - Invece di mettere in parallelo all'uscita un diodo Zener capace di sopportare una corrente elevata, si può collegare fra i terminali d'uscita un transistor di potenza T la cui tensione di base è stabilizzata da un diodo Zener di piccola potenza. Infatti quest'ultimo dovrà erogare solo la corrente di base I_b del transistor.

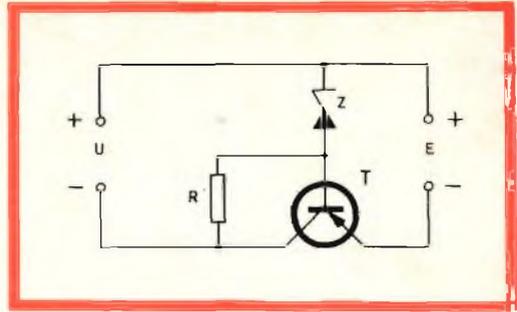


Fig. 7 - Una variante al circuito di fig. 6 è quella di collegare il transistor di potenza in serie al carico. Questa soluzione è preferibile alla precedente se l'alimentatore deve restare spesso senza carico. Questo sistema è meno conveniente se si prevedono possibilità di corto circuiti sulla tensione E, con il transistor T montato col collettore comune.

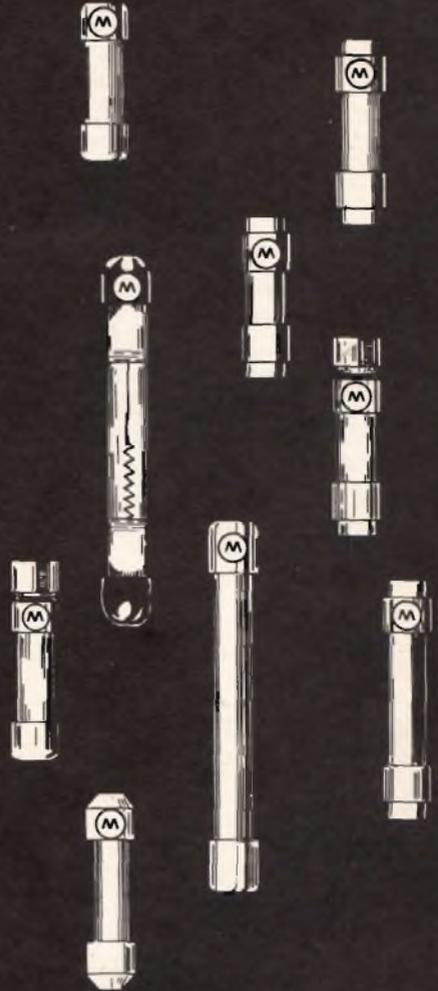
stenza dinamica del 54Z4. Il nostro alimentatore può fornire però, in questo caso, una corrente di 4 A quando la tensione U è massima, mentre questo valore scende a 2,4 A supponendo che il valore minimo raggiungibile da U sia di 20 V.

Nella fig. 7, invece, il transistor T è posto in serie al circuito alimentato, connesso in un circuito con il collettore comune e con la tensione di base fornita dal diodo Zener. Per sapere quale sarà la corrente massima che si può ricavare da questo circuito, basterà considerare il valore massimo della tensione U, perchè in questo caso sarà pure massima la dissipazione del transistor T, naturalmente per una data corrente erogata. Per $U = 28 \text{ V}$ ed $E = 8 \text{ V}$ avremo una tensione di 20 V applicata ai capi di T, per cui per non superare la dissipazione di 30 W dovremo limitare la corrente ad 1,5 A. Quando invece la tensione U scende a 20 V, si può far erogare all'alimentatore una corrente di 2,5 A. La differenza essenziale fra i due montaggi descritti è la seguente: nel montaggio di fig. 6, più si assorbe corrente dalla tensione stabilizzata e minore è la potenza dissipata nel transistor. Il contrario dicasi per il montaggio di fig. 7 in cui il transistor è in serie. Si preferirà perciò il circuito di fig. 7 per alimentazioni per usi vari,

cioè per alimentatori di laboratorio che possono restare per lungo tempo a vuoto o caricati con correnti molto basse.

Si preferirà, invece, il circuito di fig. 6 per alimentare un dato circuito, ovvero sia per un alimentatore incorporato nell'apparecchiatura che comprende il circuito da alimentare. Il circuito di fig. 6 ha il vantaggio di sopportare perfettamente i cortocircuiti. Se si collegano i terminali d'uscita con un collegamento di bassissima resistenza il transistor T non risulterà percorso da corrente.

Solo la resistenza R_2 rischierà di riscaldarsi molto, dato che la tensione ai suoi capi è passata da un valore pari a: $U - 8 \text{ V}$ al valore di U, il che in molti casi non sarà preoccupante dato che in generale U è molto superiore a 8 V ossia alla tensione E desiderata. Al contrario invece il circuito di fig. 7 è molto pericoloso per il transistor T in caso di cortocircuiti. Sono i montaggi di transistori con il collettore comune che sono responsabili della maggior parte delle bruciature di transistori. Infatti se si alza il potenziale dell'emettitore riportandolo al + B tramite una resistenza troppo bassa si provoca un aumento enorme della corrente di emettitore, e quindi di quella di collettore, mentre nello stesso tempo si ha un aumento della tensione collettore-emettitore. Si potrebbe pensare di



FUSIBILI

WICKMANN

E

LITTLEFUSE

Distributed by G.B.C. electronic component

usare un fusibile in serie con il transistor ma l'esperienza dimostra che molto spesso è il transistor che « protegge » il fusibile sacrificandosi prima di lui! Esistono dei montaggi elettronici adeguati, chiamati « disgiuntori », che interrompono la corrente nei transistori di potenza nel caso di una sovracorrente nel circuito. Ne vedremo qualcuno, ma questi circuiti sono spesso molto complessi, e se evitano una dissipazione eccessiva sul transistor, non lo proteggono però dalla tensione elevata che può risultare ai suoi capi quando l'uscita E è cortocircuitata. Per esempio per $U = 40 \text{ V}$ ed $E = 30 \text{ V}$ non ci sono in regime di funzionamento normale che 10 V ai capi del transistor. Se un cortocircuito avviene all'uscita, anche nel caso che il disgiuntore elettronico interrompa istantaneamente la corrente di collettore, rimarranno 40 V fra collettore ed emettitore, il che potrebbe essere fatale al transistor.

Alimentatori a tensione variabile

I circuiti indicati nelle figure da 4 a 7 non possono fornire che delle tensioni costanti. Una volta scelto il diodo Zener la tensione di uscita resta determinata, ma può darsi che non sia esattamente quella desiderata, specialmente se si usano diodi Zener a tolleranza larga.

Se si desidera un alimentatore che abbia una tensione regolabile, si può cominciare con l'impiegare il circuito di fig. 8. Come si osserva dallo schema, la tensione non stabilizzata alimenta attraverso R_1 il diodo Zener di riferimento Z, ai capi del quale è stato collegato il potenziometro P. La tensione e esistente fra il cursore di P e il + U sarà la tensione di riferimento che verrà applicata alla base del transistor T montato con il collettore comune (emitter follower). La tensione stabilizzata E sarà quasi uguale ad e , cioè alla tensione base-emettitore di T. Si potrà dunque regolare E agendo sul cursore del potenziometro P. L'applicazione del teorema di Thevenin, mostra che l'insieme formato dal diodo Zener (che supporremo di resistenza interna nulla) e dal potenziometro, è equivalente ad una

sorgente di tensione con una resistenza interna uguale al parallelo delle due parti di P ai lati del cursore. Questa resistenza sarà perciò massima quando il cursore sarà nel punto di mezzo, e avrà un valore pari ad un quarto della resistenza totale del potenziometro. Se quest'ultimo ha un valore di $5 \text{ k}\Omega$, quando il cursore sarà a metà corsa, la sorgente di tensione che alimenta la base del transistor avrà una resistenza interna di 1250Ω . Ora, un transistor collegato con il collettore comune presenta una resistenza d'uscita (sull'emettitore), pari a:

$$h_{11b} + \frac{R_b}{\beta}$$

dove R_b indica la resistenza del generatore che alimenta la base (e che avevamo considerata nulla nel caso in cui questa sorgente fosse uno Zenèr). Nel caso dell'esempio in questione, se il transistor ha un β di 30 si otterrà come resistenza d'uscita un valore attorno ai 40Ω , al quale si aggiungerà il valore di h_{11b} (che per un transistor del tipo 2 N 174 con una corrente di collettore di 2 A è circa uguale a $0,1 \Omega$).

Un alimentatore con una resistenza interna di 40Ω non risulta più completamente stabilizzato perchè una erogazione di 100 mA sarà sufficiente a far abbassare la tensione d'uscita di 4 V ! Si può pensare perciò di ridurre il valore di P a meno di $5 \text{ k}\Omega$. Se si prende un valore

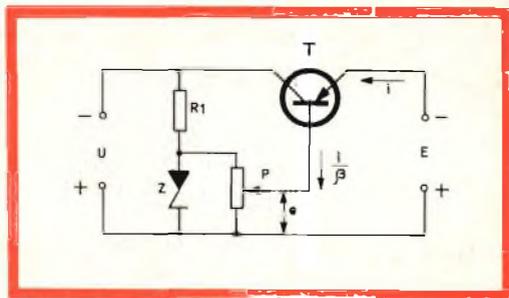


Fig. 8 - Se si vuol rendere variabile la tensione d'uscita nel circuito di fig. 7, si deve fornire alla base di T una tensione variabile, il che si può ottenere per mezzo del potenziometro P. Però la corrente di base di T può alterare la tensione e a causa della resistenza propria del potenziometro P, specialmente quando il cursore è a metà corsa.

Il circuito Darlington

Per risolvere questo problema occorrerebbe disporre di un transistor che avesse, per esempio, un β di 1000. Con un generatore di tensione avente una resistenza di 100Ω (ossia un potenziometro da 400Ω) collegato alla base del nostro transistor, solo con un simile valore di β si otterrà un funzionamento perfetto. Ma dove procurarci un transistor il cui β abbia un valore di 1000?

Con l'impiego del circuito Darlington, ossia con un transistor collegato con collettore a massa a pilotare la base di un transistor di potenza è possibile ottenere una prestazione del genere (fig. 9). Dallo schema si rileva che la corrente di comando del transistor T' è data dal valore della corrente di collettore del transistor T divisa per β' (cioè dal prodotto del guadagno in corrente di T' e di T). Il circuito Darlington equivale praticamente ad un transistor con un notevole guadagno in corrente. Il transistor T' , avendo ai suoi capi una tensione che è praticamente uguale a quella esistente su T , dissipa sul collettore una potenza β volte minore di quella dissipata sul collettore di T . L'utilizzazione del circuito Darlington per pilotare un transistor di potenza è già stato spesso impiegato, tanto è vero che alcuni costruttori (Fairchild se non andiamo errati) costruiscono dei transistori di potenza, costituiti in realtà da due transistori montati in circuito Darlington nello stesso involucro. Dato che due connessioni sono interne, dal contenitore non escono che 3 fili, come in un comune transistor, ma il guadagno è superiore a 1000. Con un β' di T' maggiore di 33 (il che sarà più facile da ottenersi su un transistor di media potenza) avremo la possibilità di realizzare un buon alimentatore di tensione stabilizzata con uscita regolabile, secondo lo schema di fig. 10, nel quale la resistenza interna non supererà mai $0,2 \Omega$; il che non è ancora il « non plus ultra », ma è già una buona prestazione.

Siccome P ha una resistenza di 400Ω , se Z è uno Zener del tipo da 8 V, nel potenziometro scorreranno 20 mA il che è tollerabile, perciò basterà farne passa-

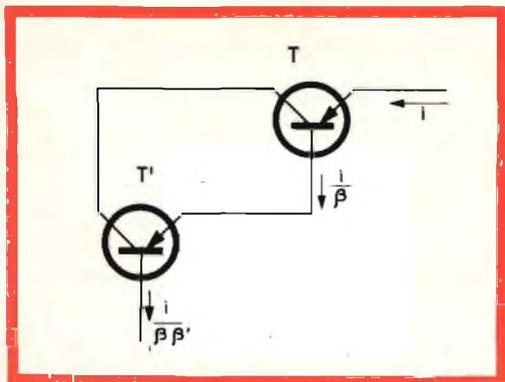


Fig. 9 - Il circuito Darlington, che impiega il transistor T' col collettore comune per comandare la base di T permette di disporre di un complesso che equivale ad un transistor il cui guadagno in corrente, con l'emettitore comune, sarà uguale al prodotto dei guadagni in corrente T' e T . Il transistor T' deve sopportare una dissipazione di collettore β volte minore di quella sopportata da T .

di $1 \text{ k}\Omega$ la resistenza interna dell'alimentatore scende a 8Ω , ma questo valore è ancora lontano dall'essere tollerabile. Bisognerebbe che questa resistenza, o almeno la resistenza interna del generatore che alimenta la base, scenda a circa $0,1 \Omega$ perchè si possa parlare di alimentazione stabilizzata. Ciò potrà essere realizzato solo nel caso in cui la resistenza della sorgente di tensione che alimenta la base non abbia un valore maggiore di 3Ω ossia che il potenziometro P sia di 12Ω , il che ovviamente non è possibile.

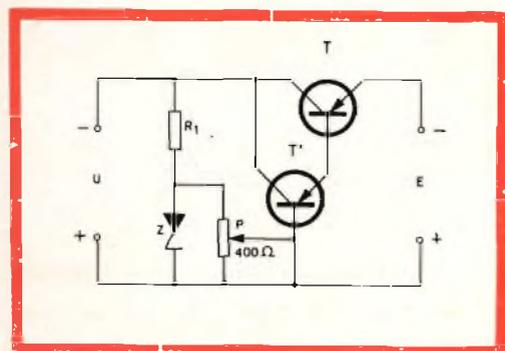


Fig. 10 - Applicando al circuito di fig. 8, il collegamento Darlington, si riduce notevolmente l'effetto perturbatore della corrente prelevata dal cursore di P , per cui il potenziometro può avere un valore normale.

re almeno altrettanti in Z per avere una conveniente regolazione della tensione presente ai capi di P.

Amplificazione della tensione d'errore

In tutti i circuiti precedenti, abbiamo utilizzato, o un diodo Zener, o un transistor con il collettore comune pilotato dallo Zener (eventualmente tramite un Darlington). Esamineremo ora un circuito il cui principio di funzionamento è stato già ampiamente utilizzato negli alimentatori stabilizzati a valvole.

Quanto abbiamo adesso annunciato, corrisponde, nel caso delle valvole, all'impiego di una valvola collegata a catodo-follower la cui griglia viene comandata da tutta o da una parte della tensione presente ai capi della valvola a gas.

Nel caso delle valvole, non dovremo preoccuparci della resistenza interna presentata dalla sorgente di tensione che alimenta la griglia, in quanto la corrente in questo elettrodo è nulla. Però un semplice catodo-follower per ottenere una alimentazione stabilizzata a valvole, non è sufficiente, dato il valore relativamente alto della resistenza interna che si otterrebbe. Infatti anche le migliori valvole di potenza presentano raramente una pendenza maggiore di 15 mA/V, al che corrisponde una resistenza interna di $1/15 = 67 \Omega$. La «pendenza» di un 2 N 174 con una corrente di collettore di 2 A è di 10 A/V, e corrisponde all'inverso del parametro h_{11b} .

Perciò, seguendo la tecnica dei circuiti a valvole, paragoneremo una parte della tensione in uscita dall'alimentatore, a quella di riferimento; da questo paragone ricaveremo un segnale d'errore che opportunamente amplificato andrà a pilotare la base del transistor di potenza che dovrà eseguire la regolazione.

Il circuito base di un alimentatore di questo tipo è indicato in fig. 11. Come si vede, il partitore di tensione $R_1 - R_2$ con un rapporto uguale a:

$$K = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

applica la tensione kE alla base del tran-

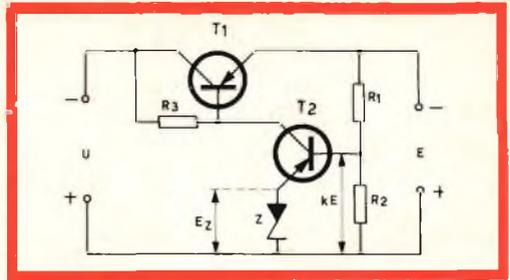


Fig. 11 - Schema base di un alimentatore stabilizzato con tensione d'uscita fissa. Il transistore T2 la cui base è polarizzata ad una tensione kE , dove $k = R_2 / (R_1 + R_2)$, ha l'emettitore polarizzato a E_z per mezzo del diodo Zener di riferimento. T2 amplifica la differenza $E_z - kE$ e comanda con questa tensione amplificata la base del transistore di potenza T1 montato col collettore comune.

sistore amplificatore T2 il cui emettitore è mantenuto ad un potenziale costante E_z dallo Zener di riferimento Z. La tensione d'errore data dalla differenza fra E_z e kE risulta quindi applicata fra base ed emettitore di T2, il quale ha come carico nel circuito di collettore la resistenza R_3 . La tensione presente ai capi di R_3 è a sua volta applicata alla base di T1, il quale esegue la regolazione della tensione in uscita. Supponiamo, per esempio, che E abbia la tendenza a diminuire (in valore assoluto). La tensione kE diminuisce e così pure la corrente nel transistore T2, per cui il potenziale del suo collettore si avvicina a $-U$. Ma anche la ten-

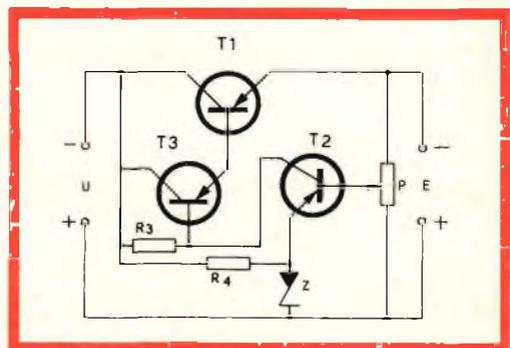


Fig. 12 - Per ottenere dal circuito di fig. 11 uno schema di impiego pratico, bisogna aggiungere il transistore T3 in circuito Darlington, ed evitare attraverso il diodo Zener Z, una corrente in più oltre a quella dovuta a T2 dato che quest'ultima è troppo bassa per mantenere la tensione di riferimento fissa.

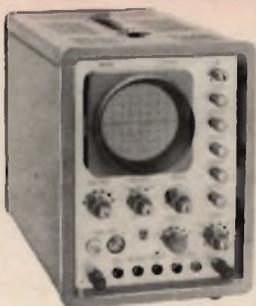


Oscilloscopio TV tipo GM 5600

APPARECCHI DI MISURA PER SERVIZIO RADIO TV



Voltmetro elettronico tipo GM 6000



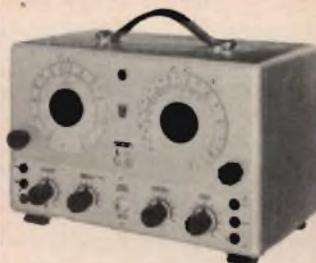
Oscilloscopio TV tipo GM 5601



Generatore AM/FM tipo PM 5320



Signal Tracer tipo GM 7600



Sweep Marker VHF-UHF
tipo GM 2877



Generatore geometrie VHF-UHF
tipo GM 2892

PHILIPS

S.p.A.

REPARTO PRODOTTI INDUSTRIALI TECNOLOGICI (PIT)
MILANO - PIAZZA IV NOVEMBRE 3 TEL. 6994

Tester universale 40 k Ω /V
tipo P 817.00



sione sull'emettitore T1 tende a fare altrettanto, il che equivale ad aumentare E ossia ad opporsi alla variazione di tensione che era stata l'origine di questo ciclo di regolazione. Lo schema di fig. 11 può essere utilizzato così com'è, ma si può ottenere di meglio, modificandolo leggermente. Innanzi tutto per rendere più costante la tensione sullo Zener occorre farlo attraversare da una corrente permanente, oltre a quella propria dell'emettitore di T2 che è troppo bassa e troppo variabile. Per far ciò si collegherà l'emettitore di T2, ossia lo Zener, al — U a mezzo di una resistenza di valore opportuno.

Inoltre per una buona regolazione la corrente di collettore di T2 dovrà essere nettamente superiore alla corrente di base di T1. Questa condizione limita il valore massimo che si può assegnare ad R_3 e quindi limita l'amplificazione in tensione di T2. Ancora una volta ci verrà in aiuto il circuito Darlington che ci permetterà di realizzare lo schema di fig. 12.

Facciamo un esempio numerico. Si abbia una tensione non regolata U di 24 V e si desideri ottenere una tensione stabilizzata variabile fra i 10 e i 20 V con una corrente di 0,5 A.

La dissipazione massima del transistor T1, per $E = 10$ V e $I = 0,5$ A, sarà di 7 W, per cui si potrà impiegare un THP 47 o un OC 26.

Per il transistor T3, inserito in circuito Darlington, supponendo per T1 un β di 35, otterremo una dissipazione massima

di: $7/35 = 0,2$ W. Potremo quindi scegliere per T3 un 2N525 che ha un β di 50. Il β complessivo, fornito da T1-T3, sarà dunque pari a 1750, per cui per far scorrere 0,5 A in T1 sarà sufficiente una corrente di base in T3 di 285 μ A. Sarà perciò possibile far funzionare T2 con una corrente di collettore di 2 mA e fissare per R_3 un valore di 8,2 k Ω se $V_z = 8$ V. Infine per far circolare nello Zener una giusta corrente, diciamo di 20 mA, fisseremo per R_4 un valore di 820 Ω . Proviamo ora a calcolare la resistenza interna del nostro alimentatore, per esempio quando l'uscita è regolata per $E = 10$ V (il rapporto K di fig. 11 assumerà il valore di 0,8 essendo il cursore di P al 20% dall'estremo alto).

Per ottenere una variazione della corrente in uscita di 0,5 A, occorre come abbiamo già visto una variazione della corrente di base di T3 (o di collettore di T2) di 285 μ A. Dato che la pendenza del transistor T2, può facilmente raggiungere i 50 mA/V; si riuscirà a variarne la corrente di collettore di 0,285 mA facendo variare la sua tensione di base (ossia kE) di 5,7 mV, che corrisponde ad una variazione di E di $5,7/0,8 = 7,1$ mV.

Poichè la tensione d'uscita varia di 7 mV per un assorbimento da 0 a 0,5 A, ciò rappresenta una variazione di 14 mV per una variazione di 1 A, il che corrisponde ad una resistenza interna di 14 m Ω .

(continua)

Un veicolo militare a sei ruote che può essere il precursore di una nuova serie di veicoli commerciali silenziosi e senza combustione è stato recentemente presentato dall'Esercito Americano. Ciascuna delle sei ruote è mossa da un piccolo motore elettrico a corrente alternata da 20 cavalli.

Il consumo del carburante è inferiore di un terzo rispetto ai veicoli tradizionali dello stesso tipo.

La potenza alle ruote può essere regolata separatamente nei suoi due fattori velocità e coppia tramite convertitori statici controllati con raddrizzatori al silicio.

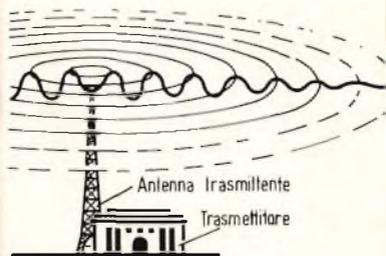
Il veicolo è stato collaudato per un anno dal comando autoveicoli dell'Esercito Statunitense e dalla Lear Siegler Inc.

Attualmente l'energia elettrica su questo prototipo è generata da un motore a benzina ma una squadra di sperimentatori sta provando delle batterie a idrocarburi ed aria che dovrebbero consentire un consumo di combustibile ancora più limitato.

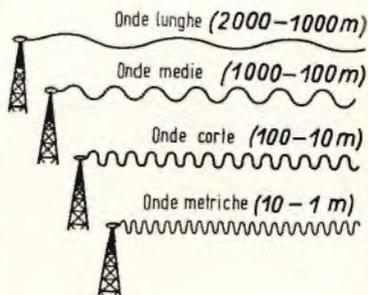
ILLUSTRATA



La radio è una cosa meravigliosa, onde invisibili e silenziose trasportano ovunque nello spazio che circonda la terra voci e suoni. In qualunque posto, opportunamente ricevute, sono in grado di riprodurre di nuovo il suono o la voce distante chissà quante migliaia di chilometri. I tecnici sanno che si tratta di oscillazioni elettromagnetiche, e cioè di onde elettriche prodotte da un trasmettitore e irradiate nell'etere attraverso una opportuna antenna.

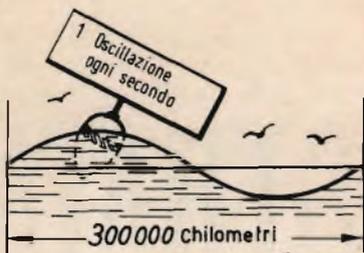


Queste onde irradiate dall'antenna possono essere lunghe, medie, corte e cortissime. Sarebbe più proprio dire che esse hanno una lunghezza d'onda (da cresta a cresta) via via decrescente.

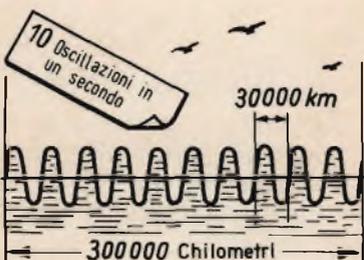


Queste onde si diffondono con una velocità fantastica (che è poi la stessa velocità con cui si diffonde la luce) e cioè 300.000 km al secondo; per avere un'idea di questa velocità si pensi che essa potrebbe fare 7 giri e mezzo intorno all'equatore della terra in un solo secondo.





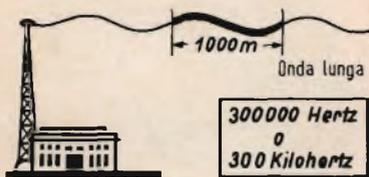
Di oscillazioni con lunghezza d'onda di 300.000 km, se ne può avere solo una in un secondo.



Di oscillazioni con lunghezza d'onda di 30.000 km se ne avranno invece 10 in un secondo e così via. Si vede quindi che esiste una relazione ben determinata tra frequenza di oscillazioni al secondo e lunghezza d'onda di queste oscillazioni.



Il numero di oscillazioni al secondo viene simboleggiato con la parola Hertz, che è appunto il nome di un grande fisico tedesco che scoprì per primo le onde elettromagnetiche. Pertanto, 10 oscillazioni al secondo corrispondono a 10 hertz (Hz). Gli americani si esprimono ancora in cicli al secondo c/s.

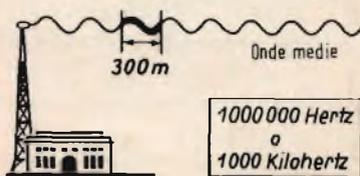


Se trasmettenti ad onda lunga irradiano oscillazioni elettromagnetiche con lunghezza d'onda da 1000 a 2000 m, significa che la frequenza dell'oscillazione va rispettivamente da 300.000 a 150.000 oscillazioni al secondo e cioè da 300.000 a 150.000 Hz.

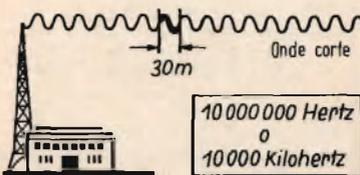
Anzichè scrivere 1000 hertz si può, per semplicità, scrivere 1 kHz, come del resto anzichè scrivere 1000 grammi si scrive 1 kg.



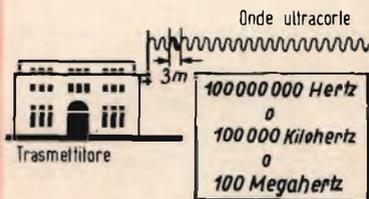
I trasmettitori che irradiano oscillazioni con lunghezza d'onda media sono quelli delle stazioni che noi possiamo leggere sulla scala di un qualsiasi apparecchio radio. (Milano-Roma, Firenze-Torino, ecc.). La lunghezza d'onda di queste oscillazioni va da un massimo di 1000 m ad un minimo di 100 m. Esempio: la lunghezza d'onda di 300 m ha una frequenza di 1000 kHz.

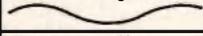
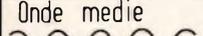
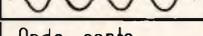
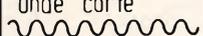
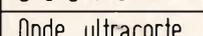
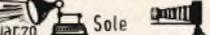
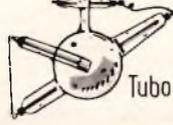
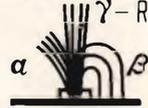


I trasmettitori che irradiano oscillazioni elettromagnetiche con lunghezza d'onda da 100 a 10 m sono quelli delle cosiddette stazioni ad onda corta. Esempio: la lunghezza d'onda di 30 m corrisponde ad una frequenza di 10.000 kHz.



I trasmettitori che irradiano oscillazioni elettromagnetiche con lunghezza da 10 fino ad 1 m trasmettono le informazioni con il sistema a modulazione di frequenza (FM), a differenza di quelli precedentemente indicati che impiegano il sistema a modulazione di ampiezza.



Lunghezza d'onda	Frequenza (Hertz)	Onde e radiazioni		
10000 km	30	Bassa frequenza	Correnti alternale industriali 50 cicli/secondo 	
1000 km	300		Correnti foniche parola/musica 	
100 km	3000			
10 km	30 mila			
1 km	300 mila		Onde lunghe 	
100 m	3 milioni	Alta frequenza	Onde medie 	
10 m	30 milioni		Onde corte 	
1 m	300 milioni		Onde ultracorte 	
10 cm	3 miliardi		Onde decimetriche 	
1 cm	30 miliardi		Onde centimetriche	
1 mm	300 miliardi		Onde millimetriche	
100 μ	3 bilioni		Onde micrometriche	
10 μ	30 bilioni		Raggi infrarossi	(Raggi caldi) 
1 μ	300 bilioni			Tele-obiettivo 
1000 Å	3000 bilioni			Luce visibile 
100 Å	30000 bilioni	Raggi ultravioletti	lampada a quarzo 	
10 Å	300000 bilioni		Sole 	
1 Å	3 trilioni	Raggi gamma e raggi Röntgen	Tubo Röntgen 	
0,1 Å	30 trilioni		Raggi γ	radiazioni radioattive 
0,01 Å	300 trilioni			
1 X	3000 trilioni	Raggi cosmici		
0,1 X	30000 trilioni			
0,01 X	300000 trilioni			
0,001 X	3 quadrilioni			

Naturalmente esistono oscillazioni di natura elettromagnetica con lunghezza d'onda ancora più corta di quelle sopramenzionate. Ecco perchè abbiamo voluto con la tabella a lato dare al lettore una visione completa dello spettro delle onde elettromagnetiche, dove sono illustrate graficamente la loro natura e il loro impiego.

C'è solo da notare che oltre una data lunghezza d'onda, oltre al m al cm e al mm si impiegano altre unità di misura e precisamente il μ icon che è 1/1000 di millimetro) e l'Ångstrom che è 1/10.000 di μ icon.

Abbiamo visto che il numero delle oscillazioni al secondo si chiama frequenza e che si esprime in Hz, kHz, MHz. Da quanto detto ci possiamo rendere conto che tra lunghezza d'onda e frequenza esiste una relazione ben definita dato che il loro prodotto è una costante che corrisponde alla velocità della luce; e cioè $300.000.000 = \text{lunghezza d'onda} \times \text{frequenza}$; detto ciò, conoscendo la lunghezza d'onda di una data radiazione, la sua frequenza sarà facilmente ricavabile trasformando la precedente formula come indicato nella lavagna qui accanto.



Se invece si conosce la frequenza di una data oscillazione e si vuole conoscere la lunghezza d'onda si applicherà la formuletta come indicato nella lavagna qui accanto.

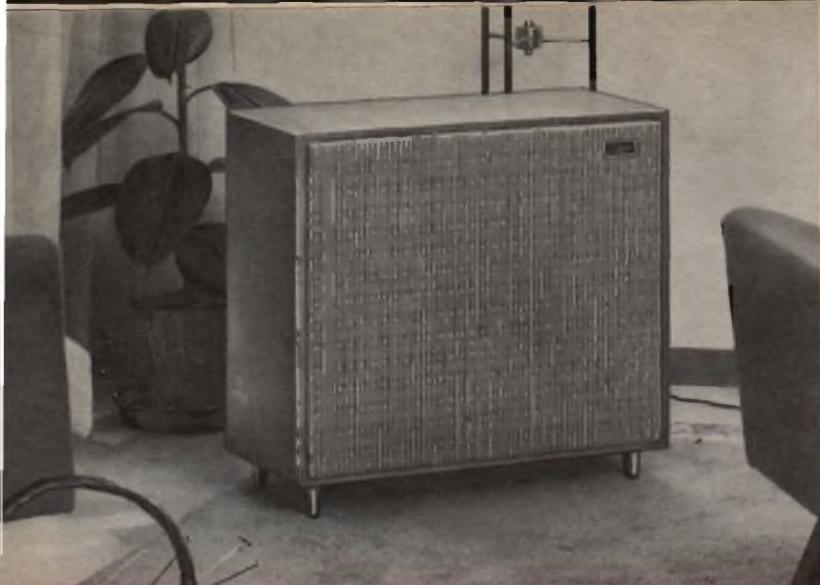


Nonostante il rapido aumento della produzione circa 300.000 potenziali clienti non potranno per quest'anno acquistare un televisore a colori negli Stati Uniti. All'inizio dell'anno le vendite erano previste in 2.600.000 apparecchi per tutto il 1965.

La RCA, che ha prodotto l'85 % dei tubi a colori negli Stati Uniti durante il 1964, ha comunicato all'inizio del mese di maggio che sarà costretta a razionare le forniture agli altri fabbricanti di apparecchi perchè il proprio fabbisogno ha già superato le sue possibilità produttive.

Gli altri costruttori di cinescopi a colori, la National Video Corp., la Sylvania e la Rauland Corp., consociata della Zenith, probabilmente non saranno in grado di colmare la differenza.

Altre industrie si preparano però ad entrare in questo campo. La General Electric ha annunciato recentemente che si prepara ad iniziare la costruzione dei tubi. La Admiral Corp. sta costruendo dal canto suo uno stabilimento del costo di 12.000.000 di dollari (7,5 miliardi di lire) che entro la fine dell'anno inizierà la produzione.



A/491

Completo di altoparlanti e
piedini

Potenza: 12 W

Campo di

frequenza: 45 ÷ 16.000 Hz

Altoparlanti impiegati:

N. 1 Woofer

N. 1 Tweeter

Impedenza: 8 ohm

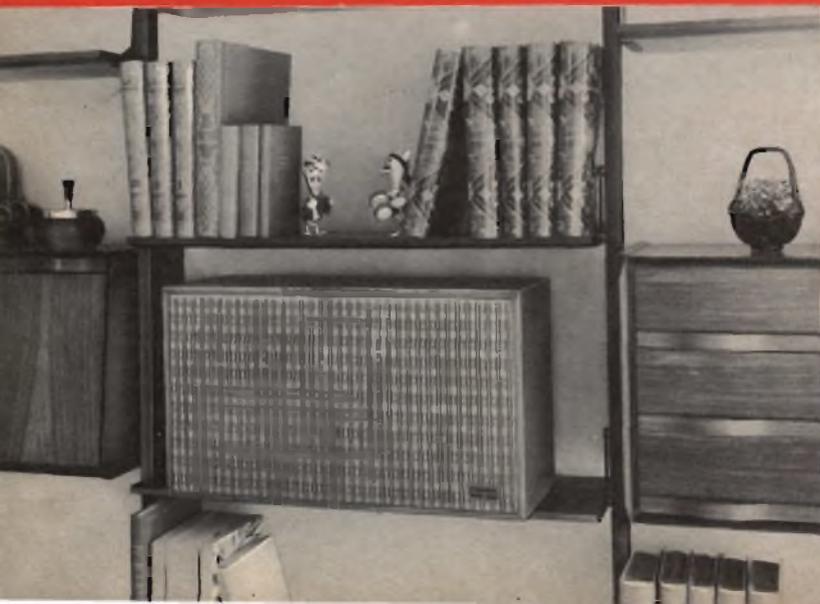
Dimensioni

d'ingombro: 570 x 488 x 260

Prezzo di listino: L. 48.000



BASS - REFLEX 'ARGOS'



A/491-1

Completo di altoparlanti

Potenza: 15 W

Campo di

frequenza: 45 ÷ 17.000 Hz

Altoparlanti impiegati:

N. 1 Woofer

N. 2 Tweeter

Impedenza: 8 ohm

Dimensioni

d'ingombro: 633 x 260 x 360

Prezzo di listino: L. 44.000



LE VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI

a cura di L. Biancoli

TEORIA DI FUNZIONAMENTO E TECNICA DI IMPIEGO

Parte settima - Le ALTRE CLASSI di FUNZIONAMENTO

In questo tema viene trattata la tecnica di impiego delle valvole termoioniche come stadi amplificatori funzionanti nelle altre classi che fino ad ora non sono state esaminate. In particolare, la teoria di funzionamento dell'amplificatore in classe « AB », « AB1 », « AB2 », « B » e « C ».

Come vedremo, tutte queste classi, ad eccezione dell'ultima, comportano l'impiego di due valvole per ciascuno stadio, collegate in modo da funzionare in opposizione di fase. La classe « C » - Infine - viene usata esclusivamente per gli stadi funzionanti in Alta Frequenza, particolarmente per la realizzazione di stadi di amplificazione di potenza in apparecchiature per trasmissione.

AMPLIFICATORI di POTENZA in CLASSE « B »

Un amplificatore di potenza funzionante in Classe « AB » è costituito da due valvole collegate in modo da funzionare in contro-fase, con una polarizzazione negativa di griglia maggiore di quella usata per il funzionamento di uno stadio operante in Classe « A ». Grazie al potenziale di polarizzazione di griglia più elevato, le tensioni di placca e di schermo possono avere valori maggiori che non negli amplificatori in Classe « A », in quanto la maggiore polarizzazione negativa limita la corrente anodica entro valori compresi nelle possibilità di dissipazione di

placca consentite dalla valvola. Ne deriva che — con tensioni più elevate — nel funzionamento in Classe « AB » è possibile ottenere una maggiore potenza di uscita.

Gli stadi amplificatori funzionanti in Classe « AB » si suddividono in due categorie, relative alle due sotto-classi « AB1 » ed « AB2 ». Nella Classe « AB1 » non si ha **mai passaggio di corrente di griglia**. Ciò significa che l'ampiezza di picco del segnale applicato a ciascuna griglia non è mai maggiore della tensione di polarizzazione. Di conseguenza, la griglia non assume mai un potenziale positivo, per cui non si trova mai in condizioni tali da assorbire una corrente elettrica. Per contro, nel funzionamento in Classe « AB2 »,

l'ampiezza di picco del segnale applicato alla griglia è maggiore della tensione di polarizzazione delle stesse, per cui — in determinati istanti — questa assume un potenziale leggermente positivo, ed assorbe pertanto **una certa corrente di griglia**.

A causa della presenza della suddetta corrente di griglia, in uno stadio funzionante in Classe « AB2 » si verifica una certa perdita di potenza nel circuito di griglia. La somma tra questa perdita e la perdita che ha luogo nel trasformatore di ingresso costituisce l'ammontare totale della potenza necessaria per pilotare il circuito di griglia.

Lo stadio che funge da pilota nei confronti dello stadio di uscita deve perciò essere in grado di fornire una potenza di uscita notevolmente maggiore di quella richiesta, e ciò per fare in modo che la distorsione introdotta nel suddetto circuito di griglia sia contenuta entro il minimo possibile. Incidentalmente, aggiungiamo che il trasformatore di ingresso usato per uno stadio amplificatore finale funzionante in Classe « AB2 » è solitamente caratterizzato da un rapporto di trasformazione in discesa.

A causa delle notevoli fluttuazioni dell'intensità della corrente di placca, che si verificano in uno stadio funzionante in Classe « AB2 », è importante che l'alimentatore che fornisce la corrente anodica sia provvisto di un buon sistema di regolazione della tensione. In caso contrario, le forti variazioni della corrente anodica provocano variazioni corrispondenti nella tensione fornita dall'alimentatore, con la conseguenza di una diminuzione della potenza di uscita, e di un aumento della distorsione.

Per ottenere una regolazione di tensione adeguata, è in genere consigliabile usare valvole rettificatrici del tipo a bassa caduta di tensione interna, come ad esempio il tipo 5V4GA, e fare in modo che il filtro della corrente pulsante sia del tipo ad ingresso induttivo. In ogni caso, sia la resistenza del filtro (impedenza) che quella dei trasformatori di alimentazione, devono essere quanto più basse possibile.

AMPLIFICATORI di POTENZA in CLASSE « AB1 »

Negli stadi amplificatori finali funzionanti in Classe « AB1 » costituiti da triodi, le condizioni di funzionamento possono essere determinate graficamente mediante la famiglia di curve di placca, se E_0 , vale a dire la tensione di placca desiderata, è nota.

In questo tipo di funzionamento, la retta di carico dinamico non passa attraverso il punto di lavoro P, come nel caso del funzionamento di uno stadio a valvola singola, bensì passa attraverso il punto D nel grafico illustrato alla « fig. 41 ». La posizione di questo punto non è influenzata dalla tensione di polarizzazione di griglia, purché il carico applicato tra placca e placca rimanga costante.

In tali condizioni, l'ammontare della polarizzazione di griglia non esercita un'influenza apprezzabile sulla potenza di uscita. Tuttavia, la tensione di polarizzazione non può essere trascurata, in quanto il suo valore è importante per stabilire l'intensità della corrente anodica in assenza di segnale, e — da questa — la potenza di dissipazione anodica nelle medesime condizioni.

Dal momento che la polarizzazione di griglia è più elevata nel funzionamento in Classe « AB1 » che non in Classe « A » in rapporto ad una medesima tensione di placca, è possibile applicare alla griglia stessa un segnale di ampiezza maggiore, senza che peraltro si manifesti alcuna corrente di griglia: per questo motivo, è possibile ottenere una potenza di uscita maggiore di quella che si ottiene in Classe « A ».

In genere, per qualsiasi retta di carico passante per il punto D nel grafico di figura 41, il carico applicato tra le due placche, espresso in ohm, equivale a:

$$R_{pp} = 4E_0 : I'$$

nella quale I' è la corrente anodica espressa in ampère in corrispondenza del cui valore la retta di carico — così come viene proiettata — interseca l'asse della corrente anodica, ed E_0 è espressa in volt.

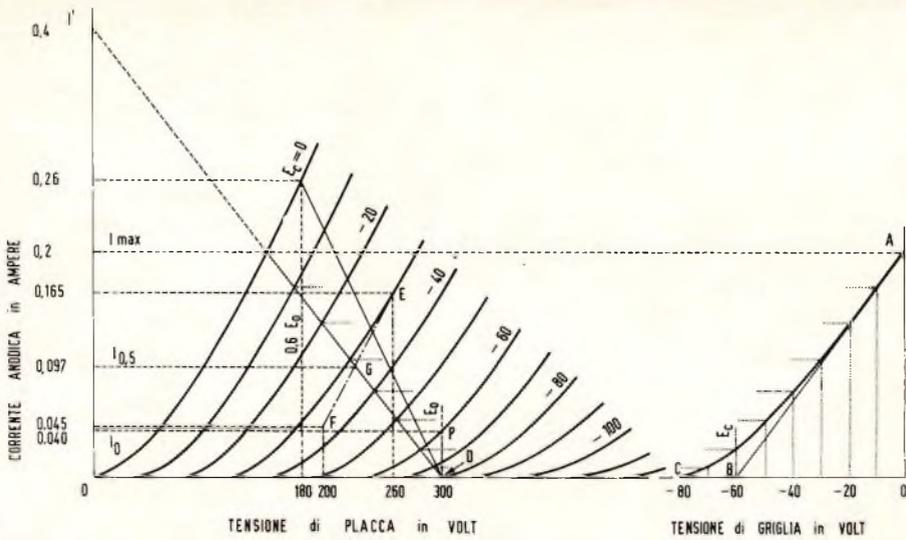


Fig. 41 - Famiglia di curve illustrante l'andamento della corrente anodica in funzione della tensione di placca, in uno stadio amplificatore di potenza funzionante in Classe « AB1 ». In questo caso, la retta dinamica di carico non passa attraverso il punto di lavoro « P », come accade in uno stadio amplificatore singolo, bensì attraverso il punto « D », sull'asse delle ascisse.

Fig. 42 - Grafico per la determinazione della tensione di polarizzazione base, e dell'intensità della corrente anodica in assenza di segnale, in uno stadio in Classe « AB1 », con l'aiuto del grafico di figura 41.

Questa formula rappresenta una nuova versione di quella enunciata a proposito degli amplificatori in contro-fase funzionante in Classe « A »,

$$R_{pp} = 4(E_0 - 0,6E_0) : I_{max}$$

ma è tuttavia più generica.

La potenza di uscita è data da:

$$P_0 = (I_{max} / \sqrt{2}) \times R_{pp} : 4$$

nella quale I_{max} è la corrente di picco corrispondente ad una tensione di griglia pari a zero, per il carico scelto.

La suddetta formula semplificata diventa $(I_{max})^2 \times R_{pp} : 8$. La corrente di placca media corrispondente al massimo segnale è pari a $2 I_{max} : \pi$, ossia a $0,636 I_{max}$; la potenza di ingresso media corrispondente alle condizioni di funzionamento con massimo segnale è invece pari a $0,636 I_{max} \times E_0$.

È opportuno semplificare queste formu-

le per una prima approssimazione. Tale semplificazione può essere eseguita se si presume che la corrente anodica di picco, I_{max} , si manifesti nel punto della curva corrispondente ad una polarizzazione pari a zero, ed in cui si abbia approssimativamente $0,6 E_0$, ossia alle condizioni di massima potenza di uscita. Le formule semplificate sono:

$$P_0 \text{ (per due valvole)} = (I_{max} \times E_0) : 5$$

$$R_{pp} = 1,6 E_0 : I_{max}$$

nella quale E_0 è espressa in volt, I_{max} in ampère, R_{pp} in ohm, e P_0 in watt.

Durante i calcoli successivi, si può notare che la distorsione o la dissipazione anodica è eccessiva per tale approssimazione; in tal caso, occorre scegliere un valore diverso della resistenza di carico, basandosi sulla prima approssimazione come guida, dopo di che si ripete il procedimento fino

ad ottenere condizioni di funzionamento soddisfacenti.

Esempio: La fig. 41 illustra l'applicazione di questo metodo a due valvole, del tipo 2A3, funzionanti con un valore di E_0 pari a 300 volt. Ciascuna valvola presenta una dissipazione anodica nominale di 15 watt.

Il metodo consiste nel tracciare una retta verticale in $0,6 E_0$, ossia in corrispondenza di 180 volt, che intersechi la curva contrassegnata $E_0 = 0$, nel punto $I_{max} = 0,26$ ampère. Usando le formule semplificate, otteniamo:

$$R_{pp} = (1,6 \times 300) : 0,26 = 1.845 \text{ ohm}$$

$$P_0 = (0,26 \times 300) : 5 = 15,6 \text{ watt}$$

A questo punto, è consigliabile determinare la dissipazione di placca, e confrontarla con la dissipazione massima nominale.

Dalla formula che permette di determinare la corrente anodica media ($0,636 I_{max}$) precedentemente citata, apprendiamo che l'intensità media della corrente corrispondente al funzionamento con segnale di massima ampiezza, equivale a 0,166 ampère. Il prodotto tra l'intensità di questa corrente e l'ampiezza della tensione di alimentazione anodica equivale a 49,8 watt, ossia alla potenza media di ingresso delle due valvole. Da questo valore, sottraiamo la potenza di uscita di 15,6 watt per ottenere la dissipazione totale per entrambe le valvole, che ammonta a 34,2 watt. La metà di questo valore, ossia 17 watt, costituisce un valore in eccesso rispetto alla potenza nominale di dissipazione della valvola, per cui risulta necessario assumere un valore diverso e più elevato della resistenza di carico, facendo così in modo che la potenza di dissipazione anodica nominale non venga superata.

Si noterà che — con una tensione di alimentazione di placca di 300 volt — la 2A3 usata in « push-pull » implica un valore della resistenza di carico tra placca e placca di 3.000 ohm. Dalla formula che permette di calcolare il valore di R_{pp} , ricaviamo che il valore di I' è pari a 0,4 ampère.

La retta di carico corrispondente ad una resistenza del carico di 3.000 ohm viene pertanto rappresentata con una linea retta che si estende dal punto $I' = 0,4$ ampère sulla ordinata della corrente di placca, al punto $E_0 = 300$ volt sulla ascissa recante i valori della tensione di placca.

Nel punto di intersezione tra la retta di carico e la curva corrispondente ad una polarizzazione pari a zero, la corrente anodica di picco, I_{max} , può assumere un valore di 0,2 ampère. Di conseguenza,

$$\begin{aligned} P_0 &= (I_{max} / \sqrt{2})^2 \times R_{pp} : 4 \\ &= (0,2 / 1,41)^2 \times 3.000 : 4 \\ &= 15 \text{ watt} \end{aligned}$$

Procediamo come nella prima approssimazione, troviamo che il valore di intensità media della corrente anodica con massimo segnale di ingresso, $0,636 I_{max}$, è pari a 0,127 ampère, e che il valore medio della potenza di uscita — sempre con massimo segnale di ingresso — ammonta a 38,1 watt. Questa potenza di ingresso, meno la potenza di uscita, equivale a:

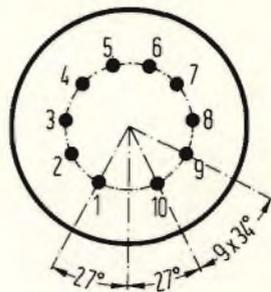
$$38,1 - 15 = 23,1 \text{ watt}$$

Quest'ultimo valore rappresenta la dissipazione che si ottiene con due valvole; il valore relativo ad una sola valvola è invece di 11,6 watt, ossia un valore notevolmente inferiore alla dissipazione nominale di questo tipo di valvola.

La polarizzazione di funzionamento e l'intensità della corrente anodica in assenza di segnale possono ora essere determinate mediante l'uso di una curva derivata dalla famiglia di curve di placca, e dalla retta di carico.

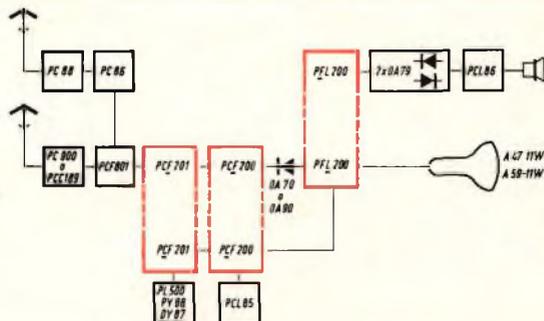
La « fig. 42 » è un grafico che rappresenta una curva individuata dalla rappresentazione dei valori istantanei della corrente anodica e delle tensioni di polarizzazione in corrente continua della griglia, ricavati dal grafico di fig. 41. I valori della polarizzazione di griglia vengono letti per ciascuna delle curve di polarizzazione di griglia di fig. 41, lungo la retta di carico, e vengono poi trasferiti alla fig. 42

VALVOLE **DECAL** PHILIPS A DIECI PIEDINI



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

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



sensibilità: $35/\mu\text{V}$ al centro della banda
per 3,5 V eff al rivelatore

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

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

PHILIPS s.p.a.



Reparto Elettronica

Piazza IV Novembre, 3 - Milano - telefono 69.94

per individuare la curva che si estende da A a C.

Una tangente alla suddetta curva, che parte dal punto A, viene successivamente tracciata in modo da intersecare l'ascissa recante i valori della tensione di griglia. Il punto di intersezione, contrassegnato con la lettera B, rappresenta la polarizzazione di griglia di funzionamento per il modo di impiego con polarizzazione fissa.

Nell'esempio citato, la polarizzazione è di -60 volt. Se ora ci riferiamo ancora alla famiglia di curve di placca corrispondenti ad un funzionamento con tensione anodica di 300 volt e con polarizzazione di griglia di -60 volt, troviamo che la corrente anodica per ogni valvola, in assenza di segnale, è pari a 0,04 ampère.

Mediante questo procedimento, si localizza il punto di funzionamento per ogni valvola in P. La corrente anodica deve naturalmente essere considerata di valore doppio, se si desidera ottenere l'intensità della corrente anodica per entrambe le valvole in assenza di segnale. Nel funzionamento con segnale di massima ampiezza — invece — la tensione del segnale fa variare la polarizzazione tra il valore che sussiste con segnale pari a zero, ed il valore corrispondente a polarizzazione zero, durante ogni semi-periodo alternativo. Di conseguenza, nell'esempio citato, la tensione di picco del segnale ammonta a 60 volt per valvola, ossia a 120 volt per il valore presente tra le due griglie.

Come nel caso dell'amplificatore in contro-fase funzionante in Classe « A », la distorsione per seconda armonica in uno stadio funzionante in Classe « AB1 » e costituito da triodi è notevolmente ridotta, e viene abbondantemente neutralizzata in virtù del collegamento in opposizione di fase. Tuttavia, la distorsione per terza armonica, che può essere di entità maggiore di quella ammissibile, può essere calcolata con l'aiuto delle curve caratteristiche composte.

A tale scopo, è possibile tracciare una famiglia completa di curve, ma — per lo scopo effettivo — è necessario disporre soltanto di quella corrispondente ad una

polarizzazione pari alla metà della variazione della tensione di picco del segnale. Nell'esempio fatto, la tensione di picco di griglia — per ciascuna valvola — ammonta a 60 volt, e la metà di questo valore è 30 volt. Dal momento che la curva composta assume l'aspetto di una linea pressoché diritta, essa può essere tracciata in base a due soli punti di riferimento (vedi fig. 41). Questi due punti vengono ottenuti dalle variazioni che si verificano al di sopra e al di sotto delle tensioni di funzionamento di griglia e di placca.

Per tralciare l'andamento della curva corrispondente ad una polarizzazione di -30 volt, abbiamo presupposto una variazione di 30 volt rispetto alla tensione di funzionamento di griglia di -60 volt.

Successivamente, supponiamo una variazione rispetto alla tensione di funzionamento di placca pari a 40 volt. In tal caso, in corrispondenza di $300 - 40 = 260$ volt, tracciamo una linea verticale in modo da intersecare la curva di polarizzazione corrispondente a $(-60) - (-30) = -30$ volt, e leggiamo il valore di intensità della corrente anodica corrispondente al punto di intersezione, che è pari a 0,167 ampère. Analogamente, nel punto di intersezione di una linea verticale corrispondente a $300 + 40 = 340$ volt, ed alla curva di polarizzazione pari a $(-60) + (-30) = -90$ volt, leggiamo l'intensità della corrente di placca.

In questo esempio, l'intensità della corrente anodica viene valutata ad un valore di 0,002 ampère. La differenza di 0,165 ampère tra queste due correnti determina la posizione del punto E sulla linea verticale corrispondente alla tensione di $300 - 40 = 260$ volt.

In modo simile, si stabilisce la posizione di un altro punto, F, sulla medesima curva composta, supponendo la medesima variazione rispetto alla polarizzazione di griglia, ma supponendo anche una variazione di maggiore entità della tensione di placca, pari — ad esempio — a 100 volt.

Abbiamo così individuato i due punti corrispondenti ad una tensione di 260 volt, con una corrente di 0,165 ampère (E), ed

a 200 volt, con una corrente di 0,045 ampère (F). Una linea retta che passi tra questi due punti costituisce la curva composta che si ottiene con una polarizzazione di —30 volt, e illustrata con una linea segmentata in tratti lunghi e brevi alla fig. 41.

Nel punto di intersezione tra questa curva composta e la retta di carico, ossia nel punto **G**, si determina la corrente di placca composta istantanea, corrispondente ad una variazione del segnale pari alla metà dell'ampiezza di picco di quest'ultimo. Questo valore di corrente, rappresentato dal simbolo $I_{0,5}$, e la corrente anodica di picco, I_{max} , sono i valori usati nella formula che segue per calcolare il valore di picco della componente della corrente anodica relativa alla terza armonica.

$$I_{h3} = (2I_{0,5} - I_{max}) : 3$$

In questo esempio, nel quale $I_{0,5}$ è pari a 0,097 ampère, ed I_{max} è pari a 0,2 ampère, si ha che:

$$\begin{aligned} I_{h3} &= (2 \times 0,097 - 0,2) : 3 \\ &= (0,194 - 0,2) : 3 \\ &= -0,006 : 3 \\ &= -0,002 \text{ ampère} \end{aligned}$$

(il fatto che il valore I_{h3} sia negativo, indica che la relazione di fase tra la fondamentale, ossia la prima armonica, e la componente di terza armonica della corrente anodica, è tale da determinare una forma di onda leggermente a picco. I_{h3} può risultare a volte un valore positivo, il che sta ad indicare una forma d'onda piuttosto piatta).

Il valore di picco della componente fondamentale o di prima armonica della corrente anodica può essere calcolato con l'aiuto della formula che segue:

$$I_{h1} = 2/3 \times (I_{max} + I_{0,5})$$

Nell'esempio citato, si ha che:

$$\begin{aligned} I_{h1} &= 2/3 \times (0,2 + 0,097) \\ &= 0,0198 \text{ ampère.} \end{aligned}$$

Di conseguenza, la percentuale di distorsione per terza armonica è pari a:
% di distors. per 3ª arm. = $(I_{h3} : I_{h1}) \times 100$

$$= (0,002 : 0,0198) \times 100$$

$$= 1\% \text{ circa.}$$

AMPLIFICATORI di POTENZA in CLASSE « AB2 »

Uno stadio amplificatore finale funzionante in Classe « **AB2** » è costituito da due valvole collegate per il funzionamento in contro-fase, come nel caso del funzionamento in Classe « **AB1** ». Esso differisce tuttavia da quest'ultimo in quanto è polarizzato in modo tale che la corrente scorra per periodi di tempo leggermente superiori alla metà, ma inferiori alla durata di ogni ciclo intero del segnale di ingresso, ed inoltre, — come già abbiamo accennato — in quanto la tensione di picco del segnale è maggiore della polarizzazione a corrente continua; per questo motivo, si ha la presenza di una corrente di griglia, e — di conseguenza — si ha nel circuito di griglia una certa dissipazione di potenza. Questa condizione permette di ottenere una elevata potenza di uscita, senza implicare una eccessiva dissipazione anodica.

La somma tra la potenza consumata nel circuito di griglia, e le perdite che si verificano inevitabilmente nel trasformatore di ingresso, costituisce l'ammontare totale della potenza richiesta per l'eccitazione del circuito di griglia. Lo stadio pilota deve pertanto essere in grado di fornire una potenza di uscita notevolmente maggiore di quella effettivamente necessaria, affinché la distorsione introdotta nel suddetto circuito di griglia sia contenuta entro il minimo possibile. Oltre a ciò, l'impedenza interna dello stadio pilota, così come viene riflessa nel circuito di griglia dello stadio di potenza, o come effettivamente è, deve avere il minimo valore possibile; anche ciò è necessario per contenere entro un minimo la distorsione che si produce.

Il trasformatore di ingresso che accoppia lo stadio pilota all'ingresso di uno stadio finale in contro-fase funzionante in Classe « AB2 » è caratterizzato in genere da un rapporto in discesa, necessario appunto per soddisfare la condizione citata.

La resistenza del carico, la dissipazione anodica, la potenza di uscita e la distorsione, sono dati di funzionamento che possono essere determinati in modo del tutto analogo a quello adottato nei confronti dello stadio funzionante in Classe « AB1 ».

Queste grandezze sono in stretta relazione con il valore di picco della variazione della tensione di griglia, e col valore della potenza di eccitazione.

Una predisposizione soddisfacente delle condizioni di funzionamento implica una serie di approssimazioni. Il valore della resistenza di carico e la variazione del segnale sono limitati a causa del valore relativamente ridotto della corrente e della potenza, ammissibile nel circuito di griglia, nonché a causa della distorsione.

Infatti, se la resistenza di carico è troppo elevata, o se la variazione di ampiezza del segnale è eccessiva, la potenza nominale di dissipazione anodica viene superata, la distorsione risulta notevole, e la potenza di eccitazione diventa inutilmente alta.

AMPLIFICATORI di POTENZA in CLASSE « B »

Un amplificatore funzionante in Classe « B » è costituito da due valvole collegate in modo da funzionare in contro-fase, e polarizzate in modo tale che la corrente di placca risulti pressoché pari a zero quando nessun segnale è applicato alle griglie.

A causa del valore assai ridotto della corrente anodica in assenza di segnale, il sistema di amplificazione in Classe « B » presenta i medesimi vantaggi del sistema di amplificazione in Classe « AB2 », vale

a dire che è possibile ottenere una notevole potenza di uscita, senza che si verifichi una eccessiva dissipazione nel circuito di placca.

Il funzionamento in Classe « B » differisce dal funzionamento in Classe « AB2 », in quanto la corrente di placca si trova in condizioni di interdizione per la maggior parte della durata del semi-periodo negativo del segnale, ed in quanto la variazione totale di ampiezza del segnale di ingresso è solitamente maggiore che non nel caso del funzionamento in Classe « AB2 ».

Dal momento che certi tipi di triodi usati come amplificatori in Classe « B » sono studiati in modo da poter funzionare con una polarizzazione molto prossima a zero, la griglia di ciascuna delle due valvole viene ad avere un potenziale positivo durante l'intero semi-periodo positivo, o almeno durante la maggior parte di esso, del segnale applicato.

In questo tipo di impiego di un triodo, si ha l'assorbimento di una corrente di griglia di intensità notevole, il che comporta una certa dissipazione di potenza nel circuito di griglia. Questa condizione impone le medesime esigenze nei confronti dello stadio pilota, che sono state precedentemente riscontrate nell'analisi del funzionamento dello stadio in Classe « AB2 ». Per maggiore chiarezza, ci riferiamo al fatto che lo stadio pilota deve essere in grado di fornire una potenza di uscita notevolmente maggiore di quella necessaria per eccitare il circuito di griglia di uno stadio operante in Classe « B », affinché la distorsione sia bassa. Analogamente, il trasformatore interstadiale che accoppia lo stadio pilota allo stadio finale in Classe « B » deve essere caratterizzato da un rapporto di trasformazione in discesa.

A causa della elevata dissipazione di potenza che si verifica nel funzionamento in Classe « B » con polarizzazione pari a zero, non è possibile né consigliabile usare dei triodi o dei pentodi per questo tipo di impiego delle valvole finali.

Il procedimento per determinare la resistenza di carico, la dissipazione, la po-

tenza di uscita e la distorsione, è del tutto simile a quello descritto nei confronti dello stadio funzionante in Classe « AB2 ».

Le valvole amplificatrici di potenza concepite per il funzionamento in Classe « A » possono essere usate in modo da funzionare in Classe « AB2 » ed in Classe « B », purché vengano rispettate determinate esigenze. Esistono inoltre diversi tipi di valvole concepite appositamente per essere usate in Classe « B ».

La caratteristica comune a tutti questi tipi è un elevato fattore di amplificazione. Infatti, quando si dispone di un elevato fattore di amplificazione, l'intensità della corrente anodica è di lieve entità anche quando la polarizzazione di griglia è pari a zero. Queste valvole — per questo motivo — possono essere fatte funzionare in Classe « B » con una polarizzazione pari a zero, per cui non occorre praticamente disporre di alcun circuito per provvedere a fornire la tensione di polarizzazione.

Esistono numerosi tipi di valvole adatte all'impiego come amplificatrici finali in Classe « B », costituiti da due valvole racchiuse in un unico bulbo. Le due unità possono essere collegate in contro-fase, per cui è possibile realizzare uno stadio finale con una sola valvola. Un esempio tipico di valvola appartenente a questa categoria è la 6N7.

AMPLIFICATORI per ALTA FREQUENZA in CLASSE « C »

Quando una valvola amplificatrice viene fatta funzionare con una tensione di polarizzazione della griglia pilota di valore tale da superare di molto la tensione critica che porta la valvola stessa in stato di interdizione, ossia in condizioni di blocco della corrente anodica, dovuta al fatto che la polarizzazione impedisce il passaggio di elettroni dal catodo alla placca, si dice che la valvola in questione funziona in Classe « C ».

Osservando la « fig. 43 », si può notare che — con una polarizzazione negativa di

E
N
E
R
G
O
I
T
A
L
I
A
N
A

TUTTI I PRODOTTI
PER SALDATURA

TUTTI I
PRODOTTI
TI PER



SALDATURA TUTTI



SALDATURA

TUTTI I PRODOTTI

PER SAL

TUTTI

PER SAL



FILI AUTOSALDANTI IN LEGHE DI
STAGNO AD UNA E A TRE A-
NIME DI RESINA PER RADIO - TV
ELETTROTECNICA - FILI PIENI IN
TUTTE LE LEGHE - POLVERI E PA-
STE AUTOSALDANTI - FLUSSI DE-
OSSIDANTI LIQUIDI E PASTOSI -
CROGIUOLI PER FILI E PER CIR-
CUITI STAMPATI

S.p.A. MILANO

VIA CARNIA, 30 - TELEF. 28.71.66

valore così elevato (pari nel caso illustrato a circa 15 volt) — la corrente anodica può scorrere internamente alla valvola solo se alla griglia viene applicato un segnale a corrente alternata, la cui ampiezza sia tale da far variare la polarizzazione — durante le semionde positive — al di qua del valore di interdizione.

La figura mette in evidenza anche il fatto che la corrente anodica è presente — sotto forma di impulsi — solo durante le creste positive del segnale di ingresso. In pratica, ciò significa che il segnale di uscita di questo tipo di stadio rappresenta una versione assai distorta del segnale di ingresso.

Questa notevole distorsione — tuttavia — non ha molta importanza se si considera che questa classe di amplificazione viene usata esclusivamente negli stadi di potenza ad Alta Frequenza. In questi stadi, esistono dei circuiti accordanti che prendono il nome di « circuiti volano », il cui effetto consiste nel reintegrare la forma sinusoidale del segnale di uscita distorto fornito dalla valvola, grazie all'interven-

to delle correnti presenti nel circuito oscillante. Quest'ultimo è costituito da una induttanza e da un condensatore, ed il suo funzionamento è dovuto semplicemente alle sollecitazioni degli impulsi distorti, che provocano le oscillazioni, e che provvedono a mantenerle.

Le nozioni fondamentali di elettrologia — infatti — ci permettono di dimostrare che — quando ad un circuito L/C viene applicato un impulso, questo determina delle oscillazioni smorzate — vale a dire che si attenuano nel tempo — aventi una forma eminentemente sinusoidale.

Lo smorzamento è dovuto alla resistenza interna dell'induttanza che non può mai essere pari a zero. Se invece al suddetto circuito vengono applicati in continuità, e con frequenza costante, pari a quella di risonanza del circuito stesso, degli impulsi eguali al primo che determina il verificarsi delle oscillazioni, queste vengono — per così dire — sostenute, in quanto i suddetti impulsi compensano l'attenuazione dovuta alla resistenza.

Con questo tipo di circuito si ottengono

STEREO HALIFAX

FV/81



Complesso stereofonico ad alta fedeltà dalle prestazioni eccezionali. Costituito da un elegante mobile di legno pregiato di nuova concezione tipo « drop-down ». Cambiadischi ribaltabile. Trova facile sistemazione ovunque e può essere appeso alla parete. Il sistema è composto dall'Amplificatore HI-FI (potenza 6 W: 3 W per canale). Controllo volume con regolazione fisiologica. Regolazione toni bassi - alti - bilanciamento. Presa per registratore e per diffusori acustici (A/800 - A/801 - A/803 - A/491 - A/491-1). 4 altoparlanti di alta qualità. 2 Woofer 2 Tweeter disposti razionalmente. Giradischi « Garard » 4 velocità. Alimentazione universale 110 ÷ 220 V. Peso 24000 g. Dimensioni 900 x 390 x 250. Prezzo L. 96.000



GARANZIA



PREZZO



QUALITÀ

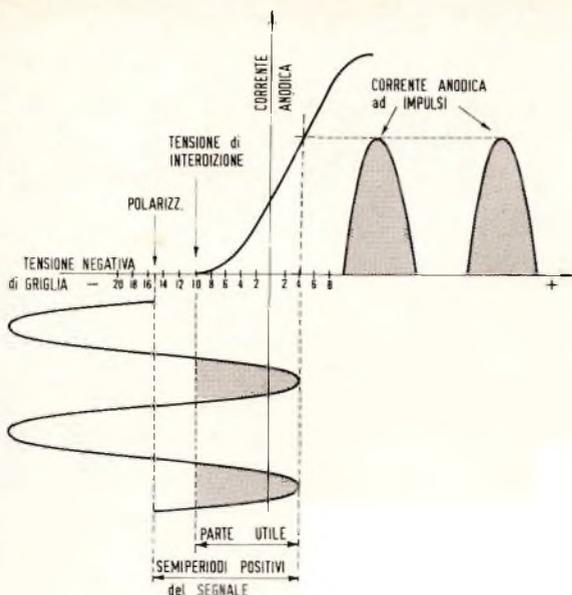


Fig. 43 - Grafico illustrante il funzionamento di uno stadio in Classe « C ». La polarizzazione di griglia è assai superiore a quella di interdizione, e la corrente anodica scorre soltanto durante gli istanti in cui il segnale applicato alla griglia assume il valore di picco del semi-periodi positivi.

fattori di rendimento variabili dall'80 all'85 per cento, e questo è il motivo del largo impiego di questa classe di amplificazione negli stadi di potenza ad Alta Frequenza.

Abbiamo così esaminato — in pratica — tutti gli stadi di amplificazione. Prossimamente, considereremo i principi tecnici sui quali si basa il funzionamento delle valvole come stadi di amplificazione.

Un nuovo strumento elettronico è entrato in dotazione della polizia americana: si tratta di una macchina a raggi infrarossi che permette di vedere nel buio. Macchine simili erano già state usate per scopi militari ma il loro costo ne impediva la diffusione.

Due industrie hanno sviluppato lo « Spioscopio » (traduzione letterale di Spyscope), che può essere manovrato con una mano.

La Varo Inc. ne mette in vendita uno al prezzo di circa 500 dollari (300.000 lire) la International Telephone and Telegraph Corp. ne ha prodotto un altro di cui però non è noto il prezzo.

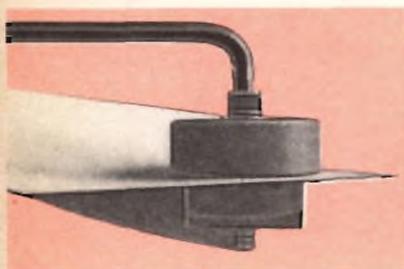
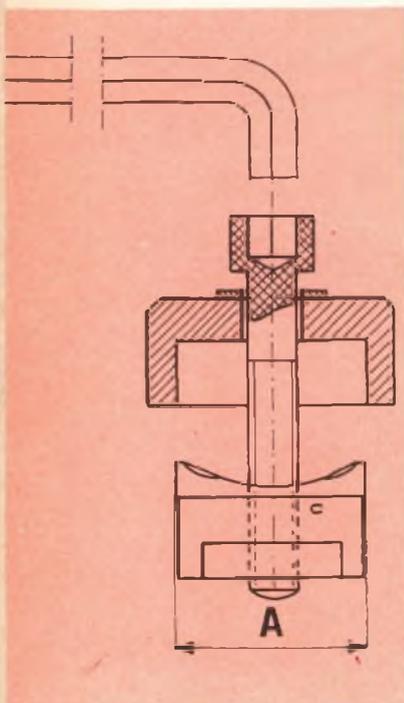
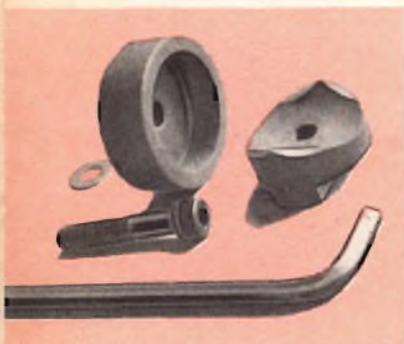
Entrambi pesano meno di un chilogrammo.

L'apparecchio della Varo ha anche il teleobiettivo, col quale si possono mettere a fuoco oggetti distanti fino a 100 metri, e il grandangolare.

Esso opera con una batteria al mercurio da 1,5 V della durata di 100-200 ore e con batterie ricaricabili al Nichel-Cadmio, la cui carica dura solo una notte.

QUESTO SCONOSCIUTO

TRANCIAFORI



Salvo qualche eccezione, nei laboratori, il tranciafori è un attrezzo trascurato. Eppure chi lo usa non tarda a rendersi conto della sua indispensabilità e si pente di una sola cosa: di non averlo adottato prima.

I mezzi a cui si ricorre, non offrono mai risultati soddisfacenti e, il più delle volte, procurano danni alle persone e alle cose.

Il tranciafori Q-MAX è meritevole di speciale attenzione perchè si è dimostrato assai maneggevole, di rapido uso e tale da offrire soddisfacenti prestazioni a chi lo usa.

Di fabbricazione inglese, viene prodotto in vari modelli, rotondo, quadrato, più un modello rettangolare.

Le misure, espresse in millimetri per i vari tipi sono:

Modelli rotondi

9,5 mm. - 11,1 - 12,7 - 15,9 - 19,1 - 22,2 - 25,4 - 27 - 28,5 - 30,1 - 31,7 - 33,3 - 34,9 - 38,1 - 41,3 - 44,5 - 50,8 - 53,2 - 63,5.

Modello quadrato

25,4 millimetri di lato.

Modello rettangolare

16,7 x 23,8 millimetri.

L'uso dell'attrezzo è uguale per tutti i modelli sopra riferiti: si pratica nella lamiera, innanzitutto, un foro attraverso il quale passa la « vite » centrale.

Si infila poi detta vite nella « matrice » poi nel foro praticato come sopra; dalla parte opposta della lamiera si avvita il punzone, poi mediante una chiave Allen si fa girare la vite fino a ottenere il taglio della lamiera.

Il punzone è affilato in modo che l'operazione viene compiuta senza eccessivo sforzo.

Nessun pericolo esiste per chi esegue il lavoro.

Non vi è che una precauzione da osservare salvo ungere bene la vite prima del taglio.

Va segnalato che il taglio di un'apertura quadrata di 25 mm di lato deve essere preceduto da quello di un foro rotondo di 19 mm il che presuppone il possesso di un tranciafori corrispondente.

i lettori ci scrivono

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 500 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

Sig. ROSA G. - Milano

Guida per imparare i segnali morse

Se lei desidera imparare i segnali MORSE per effettuare trasmissioni dilettantistiche le consigliamo il volume: SOATI - Corso Pratico di Radiocomunicazioni, per lo studio dei segnali morse e l'applicazione al traffico professionale e radiantistico, nel quale oltre ad opportuni consigli e suggerimenti, sono contenuti numerosi esercizi che facilitano l'apprendimento dei segnali stessi.

Il volume può essere richiesto direttamente all'amministrazione di SELEZIONE RADIO TV, inviando l'importo di L. 350.

Sig. PI. BORSOTTI G. - Piacenza

Puntine per cambiadischi

Le puntine contrassegnate « ELAC - SNM 106 » relative alla testina « ELAC KST 106 Stereo » sono in vendita regolarmente presso la GBC sotto il numero di catalogo R/1135-5 (aggiornato con il n. 8 - 1963 di SELEZIONE RADIO TV pagina 907).

Riteniamo perciò che il suo problema sia da ritenere superato, ad ogni modo nel caso desideri procedere alla sostituzione della testina le consigliamo i fonorivelatori della PHILIPS serie AG 3301 o AG 3306 con puntina di zaffiro, oppure il tipo AG 3305 con puntina di diamante.

Circa il quesito al quale fa riferimento la preghiamo volercelo ripetere. Se ci sarà possibile non mancheremo di esserle precisi in merito.

Sig. VERITA' G. - Forlì

Dispositivo antifurto

Il dispositivo al quale fa riferimento non è adatto per essere montato su un'automobile, le consigliamo invece il circuito di figura 1. I due transistori sono montati in circuito bistabile: quando uno di essi conduce l'altro è bloccato.

Ad esempio se Tr 1 non è illuminato: Tr 2 è in saturazione e questo stato è provocato dalla corrente di base che circola in R2. Ora, la tensione emettitore-base del fototransistore Tr 1 è negativa, a causa della suddetta suddivisione di tensione tra il relé ed R3 dimodocchè il transistor Tr 1 resta bloccato.

Questa condizione viene mantenuta anche se in seguito il fototransistore viene illuminato dalla sorgente di raggi infrarossi, ma premendo per un istante l'interruttore S l'emettitore di Tr 1 è connesso momentaneamente a massa cosicché, se l'illuminazione è sufficiente, Tr 1 va in saturazione, cioè passa dall'altro stato stabile.

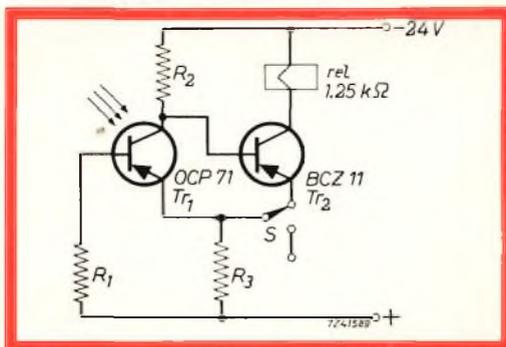


Fig. 1 - Schema elettrico di un dispositivo antifurto.

Se si interrompe la radiazione di raggi infrarossi, Tr 2, viene portato di nuovo in saturazione ed il relé si eccita.

La radiazione infrarossa può essere ottenuta con una normale lampadina d'auto da 12 V, 36 W (oppure da 24 V) sottoaccesa. L'alimentazione può essere effettuata a 12 V.

$R_1 = 12 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 18 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 560 \Omega$.

Sig. TRIVELLI A. - Roma

Calcolatori analogici e digitali

L'argomento è troppo vasto per poter essere trattato nella rubrica « I lettori ci scrivono... ». Molto probabilmente ad esso dedicheremo un articolo. Per adesso ci limitiamo a fornirle una spiegazione telegrafica.

I problemi della matematica elementare si differenziano da quelli più elevati della analisi matematica, perchè, mentre nei primi le incognite sono dei numeri nei secondi esse sono delle funzioni, sovente equazioni differenziali o sistemi più complicati.

La soluzione di tali problemi è facilitata dal fatto, che spesso una equazione differenziale che involge una funzione incognita e dei coefficienti che rispecchiano i dati di un problema è applicabile a problemi anche completamente differenti, purchè si attribuiscono significati differenti sia all'incognita sia ai coefficienti per analogia.

Su questo principio si basano i cosiddetti calcolatori analogici (analog.)

I calcolatori elettrici « digitali » si distinguono dai suddetti perchè in essi generalmente si fa uso della numerazione binaria, ricorrendo a due soli simboli « 1 » e « 0 ».

Volendo approfondire le sue cognizioni su tale argomento le consigliamo i libri seguenti:

Ing. REVIGLIO G., CALCOLATORI ELETTRONICI NUMERICI

Volume 1°, Principi di funzionamento, L. 1.900

Volume 2°, Logica dei circuiti, L. 1.100

Libreria Universitaria, LEVROTTO & BELLA, Corso Vittorio Emanuele, 28 - TORINO.

Sig. RADICONI V. - Ancona

Amplificatore stereofonico

L'amplificatore al quale fa riferimento è stato progettato per rispondere a determinati requisiti, che come ha potuto constatare, consentono di ottenere risultati soddisfacenti.

Eventuali modifiche, specialmente se hanno lo scopo di ottenere un aumento della potenza di uscita, comportano un cambiamento sostanziale del circuito e non sempre consentono di ottenere i risultati desiderati.

Le consigliamo invece la costruzione dell'amplificatore stereo SM/5007 del quale tanto lo schema quanto la descrizione sono stati pubblicati nel n. 2 - 1964 di SELEZIONE RADIO TV, che le permetterà di usare buona parte del materiale già in suo possesso, e che presenta caratteristiche nettamente superiori, sotto tutti i punti di vista, a quello da lei costruito.

Fra l'altro l'SM/5007 dispone del controllo dei toni bassi e dei toni alti separati, come lei desidera.

Tale schema ad ogni modo le sarà altresì utile nel caso debba modificare l'amplificatore in suo possesso, almeno per quanto riguarda la realizzazione dei comandi di tono separati.

Le consigliamo la testina della PHILIPS 3302/05.

Come libri sono ottimi i seguenti:

NICOLAO: Tecnica dell'alta fedeltà. Lire 3.300 - ed. IL ROSTRO

NICOLAO: Tecnica della stereofonia. Lire 2.300 - ed. IL ROSTRO

CALLEGARI: Radiotecnica per il laboratorio. L. 3.000 - ed. IL ROSTRO

RODENHUIS: Hi-Fi amplifier circuits. L. 1.800 - ed. PHILIPS (inglese o tedesco).

Sig. ROSSI P. - Piombino

Radio sonda (scandaglio ultrasonoro)

L'unico tipo di radiosonda, adatta alle sue esigenze e che viene fornita anche sotto forma di scatola di montaggio, da noi conosciuta è il modello MI - 11 della LARIR, Via Premuda, 38 - Milano.

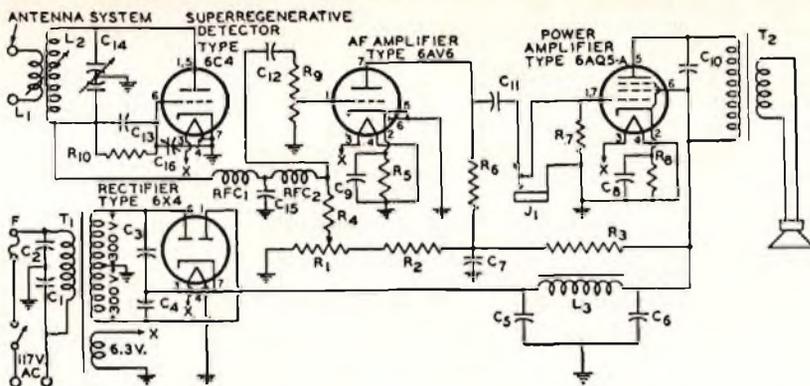


Fig. 1 - Schema elettrico del ricevitore per i 144 MHz

Essa funziona completamente a transistor e dispone di un trasduttore in alluminio ed in materiale plastico, regolabile e adattabile all'altezza della traversa di poppa dell'imbarcazione in modo da eliminare la necessità di forare lo scafo, come si verifica per altri tipi.

Le consigliamo perciò di rivolgersi alla suddetta società per tutte quelle informazioni che le possono interessare.

Sig. CARLETTI G. - Genova

Ricevitore per i 144 MHz

Le consigliamo la costruzione di un ricevitore del tipo illustrato in figura 1 nella quale si fa uso, almeno in parte, delle valvole da lei suggerite.

Il valore dei vari componenti è il seguente:

C1 = C2 = 0,1 μ F carta 400 V; C3 = C4 = 100 pF mica, 500 V; C5 = C6 = C7 = 20 μ F elettrolitico, 450 V; C8 = 25 μ F elettrolitico, 50 V; C9 = 25 μ F elettrolitico, 25 V; C10 = 0,002 μ F carta, 600 V; C11 = 0,01 μ F carta, 400 V; C12 = 0,005 μ F carta, 400 V; C13 = 50 pF mica argentata, 300 V; C14 = 10 pF max per sezione del tipo split-stator; C15 = 0,006 μ F mica, 300 V; C16 = 3-30 pF ceramico o mica; F = fusibile da 0,5 A; R1 = 50 k Ω , potenziometro da 1 W; R2 =

= R3 = 47 k Ω , 1 W; R4 = 27 k Ω , 1 W; R5 = 2,7 k Ω , 1 W; R6 = R7 = 0,1 M Ω , 1/2 W; R8 = 270 Ω , 1 W; R9 = 0,5 M Ω , potenziometro controllo volume; R10 = 4,7 M Ω , 1/2 W; RFC1 avvolgimento avente la lunghezza di 1/4 della lunghezza d'onda effettuato con filo n. 23 a spire chiuse su un supporto di 6 millimetri di diametro. RFC2 = impedenza da 8 mH.

L1 = spira di filo smaltato del n. 18. L2 = 4 spire di filo smaltato del n. 12 avvolto su supporto di 12 mm con nucleo regolabile. Distanza regolabile in sede di taratura. L3 = impedenza di filtro da 12 H, 70 mA. T1 = trasformatore con primario per la tensione desiderata, secondario 300-0-300 V_{eff}, 70 mA; 6,3 V, 1,5 A.

T2 = trasformatore di uscita per valvola 6AQ5.

Sig. Geom. ALFANI S. - Arezzo

Carica batterie

Pur essendo lontano da noi ogni desiderio di fare della polemica, ci sembra che la risposta al suo quesito avrebbe dovuto dargliela, con maggiore cognizione di causa, la redazione della rivista che ha pubblicato la descrizione dell'apparecchio in questione.

Ad ogni modo, da quanto ci comunica, ci sembra comprendere che il carica batte-

bilmente è più frutto della fantasia umana che della realtà.

Apparecchiature del tipo da lei proposte, dato lo scopo così impegnativo al quale dovrebbero essere destinate, potranno avere applicazione pratica soltanto dopo una lunghissima serie di esperimenti il cui costo però è talmente elevato da far ritenere che la conclusione della fase di studio avverrà in un avvenire piuttosto lontano.

Un esempio delle difficoltà che si incontrano nella applicazione pratica dell'elettronica è dato, dall'atterraggio degli aerei in presenza di nebbia che certamente non può definirsi risolto se gli aerei destinati a Milano, non raramente, sono costretti a dirottare verso Genova e quelli di Parigi o Londra a sospendere le partenze.

Perciò, per adesso, si rassegni a percorrere le nostre autostrade, e non solo le nostre, durante i mesi estivi alla velocità della lumaca assoggettandosi a quelle bottarelle che in carrozzeria sono valutate a peso d'oro. All'industria automobilistica rendono di più gli incidenti che le innovazioni elettroniche!

Sig. **DE MARCO** - Udine

Sintonizzatore per FM

Evidentemente non è consigliabile progettare un sintonizzatore restando vincolati ad un trasformatore di alimentazione (il cui costo oltre ad essere trascurabile) che obbliga a progettare uno schema la cui validità può essere valutata esclusivamente sperimentalmente.

Se desidera raggiungere risultati concreti le consigliamo la costruzione di un sintonizzatore EICO oppure il tipo SM/1254 che è stato descritto nel n. 2 - 1960 di SELEZIONE RADIO TV che è tuttora validissimo e che consente di ottenere risultati più che soddisfacenti.

Eventualmente presso la sede della GBC di Udine potrà procurarsi un gruppo sintonizzatore diverso da quello usato (0/463) adatto per la ricezione dei canali audio TV che le interessano.

Gli altoparlanti per la custodia ULTRA FIDELITY alla quale fa riferimento può

trovarli presso la GBC, la quale, come è rilevabile dal CATALOGO GENERALE, può fornire una gamma molto vasta e variata di tale prodotto.

Sig. **BELLO A.**

Amplificatore stereo a transistori

L'amplificatore stereofonico HI-FI descritto su SELEZIONE RADIO TV si riferisce ad una apparecchiatura realizzata per scopi commerciali, in serie, e della quale abbiamo pubblicato tutti i dati che sono stati messi a nostra disposizione. Chi si accinge alla sua costruzione oltre ad avere la pratica necessaria indispensabile per tale genere di apparecchiature, deve procedere per intuizione o per confronto con altre apparecchiature vive in modo da colmare le inevitabili lacune che tali descrizioni presentano.

Le resistenze potranno essere tutte del tipo da $\frac{1}{2}$ W escluse quelle relative al circuito dell'alimentatore che dovranno essere da 2 W.

I dati del trasformatore di uscita sono stati riportati a pagina 390 del n. 3, e ci sembra abbastanza chiaro e a questo riguardo ci sembra consigliabile non adeguarsi ad altre soluzioni.

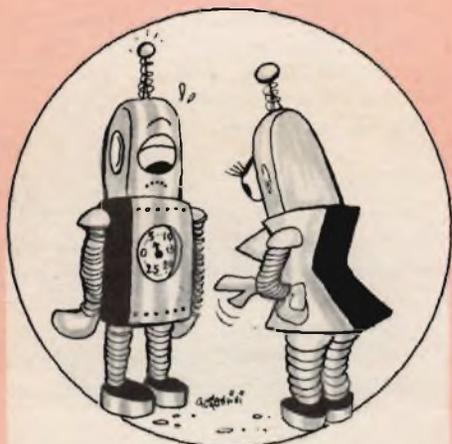
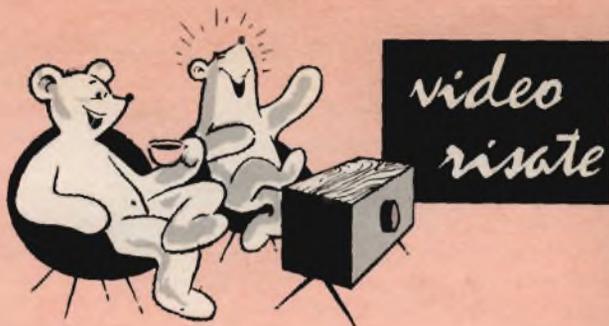
La sezione preamplificatrice deve essere riprodotta integralmente anche nel secondo esemplare compreso il potenziometro al quale fa riferimento.

I due transistori del push-pull intermedio possono essere raffreddati con alette aventi una superficie di almeno $12,5 \text{ cm}^2$ ciascuno, i due transistori finali con le alette comunemente usate per i transistori di potenza le quali possono trovarsi anche in commercio.

Le lettere nF stanno ad indicare i nanofarad. La lettera « M » la presa di massa.

Non è consigliabile la sostituzione dei transistori con altri, dato che non vi è corrispondenza assoluta.

È stato indicato il complesso FM Gorler impiegato nel prototipo originale: naturalmente il sintonizzatore può essere sostituito da altro collegando l'uscita alla rispettiva entrata del preamplificatore.



« Bugiardo! dici d'amarmi alla follia e poi la tua valvola di pressione segna solo cinque gradi!... »



"...Peccato solo che stia diventando sempre più esigente coi suoi gregari, cari tele-ascoltatori..."



« È il prof. Scamid, direttore. Specialista in razzi e missili... »



« Sù, sù, vecchio mio, si tratta di una sedia normalissima, come quella... solo che ha dentro 3000 volt di corrente... »

METODO PER LA MISURA DELLA POTENZA D'USCITA DI UN TRASMETTITORE

Conoscere il valore della potenza di uscita di un apparecchio trasmettente è molto importante, in quanto se non si conosce il rendimento dello stadio di uscita, si ha solo una idea approssimativa della potenza fornita dall'amplificatore di potenza.

Per avere una idea più esatta, si può effettuare la misura della potenza in modo assai semplice, con l'aiuto di una lampada ad incandescenza. Questa misura si è rivelata abbastanza esatta anche ad una frequenza di 144 MHz.

In fig. 1 è riportato lo schema atto ad

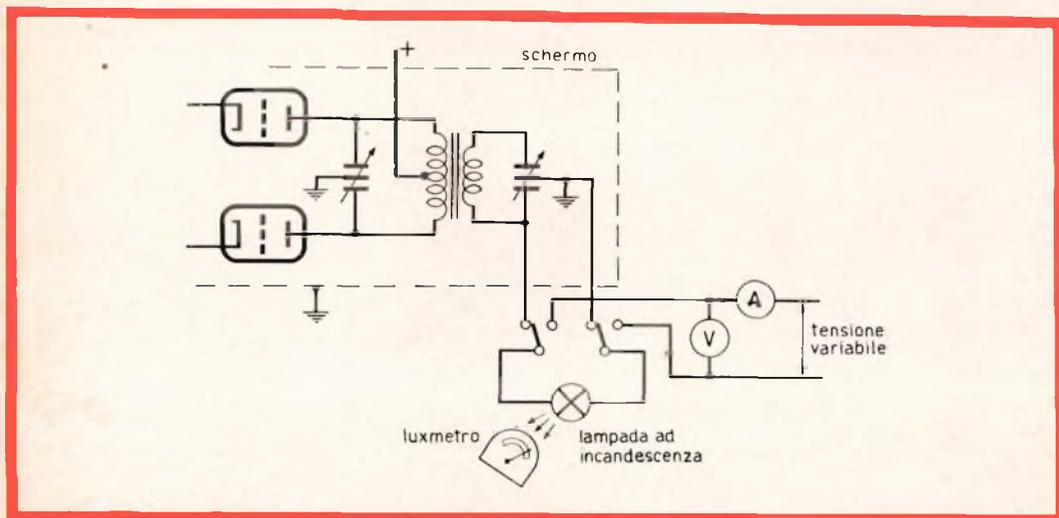


Fig. 1 - Schema di principio per effettuare la misura della potenza di uscita di un trasmettitore.

effettuare la misura. Con l'aiuto di alcuni fili di collegamento si collega la lampada al trasmettitore attraverso un commutatore. Agli altri contatti del commutatore si applica, attraverso un amperometro e un voltmetro, una tensione variabile; questa tensione ci deve permettere di raggiungere la tensione nominale della lampada; infine si deve disporre di un luxmetro, che valuti l'intensità di luce data dalla lampada.

La misura si effettua nel modo seguente: per mezzo del commutatore, collegare la lampada ad incandescenza al trasmettitore. Regolare il livello di emissione in modo che la deviazione dell'indice del luxmetro sia massima. Verificare e annotare l'indicazione dell'apparecchio di misura, staccare il trasmettitore e commutare la lampada sulla sorgente di tensione regolabile. Regolare questa tensione in modo che il luxmetro dia l'indicazione annotata precedentemente. Leggere allora sul voltmetro e sull'amperometro i valori di ten-

sione e di intensità di corrente, il prodotto di tali valori dà la misura abbastanza esatta della potenza del trasmettitore.

Per piccole potenze di uscita, si utilizzeranno delle lampade adatte ad illuminare quadranti di strumenti o lampade per automobili. Per potenze maggiori, si utilizzano lampade ad incandescenza da 25 W o da 40 W per 220 V o 110 V; queste lampade, sono montate direttamente sul trasmettitore e danno eccellenti risultati. Talvolta, un condensatore variabile permette di migliorare ancora la regolazione.

Le lampade da 25 W e da 40 W devono essere sostituite, quando si misura una potenza più elevata, con altre di valori superiori, per esempio da 100 W, per evitare che si danneggi.

Per ottenere buoni risultati si devono tenere i fili di collegamento fra il trasmettitore e il commutatore e tra questo e la lampada più corti possibile.

F. T.

(da "Digested Concern Literature")

È uscito recentemente un interessante volume del nostro collaboratore Piero Soati dedicato agli apparecchi radio e agli amplificatori per autoveicoli e motoscafi intitolato AUTORADIO che sarà particolarmente prezioso tanto ai radio-tecnici quanto agli elettroauto.

Si tratta di un'opera unica in Italia nella quale l'installazione, la riparazione e la messa a punto degli apparecchi radioelettrici destinati a tale uso è stata trattata in modo perfetto, ampio e facilmente comprensibile.

Appositi capitoli sono dedicati al silenziamento dei parassiti dovuti all'impianto elettrico di bordo anche nei casi più difficili, ai codici relativi ai componenti, all'installazione delle antenne ed ai vari dispositivi compresi quelli che vanno gradatamente scomparendo dall'uso comune quali, ad esempio, i vibratori. Particolare cura è stata posta dall'autore nel trattare la riparazione degli apparecchi a transistori verso i quali è ormai orientata la tecnica costruttiva moderna. Dei principali apparecchi delle varie case italiane ed estere sono fornite, oltre agli schermi elettrici, le personalizzazioni per i diversi tipi di vetture circolanti in Italia in modo da facilitarne l'installazione anche nei casi più difficili.

Il volume di 270 pagine è riccamente illustrato da ben 224 figure, schemi e fotografie e comprende 41 tabelle. Esso può essere richiesto alla nostra amministrazione inviando l'importo di lire 5.200.

CAGLIARI



Telef. 42.828

Via Manzoni, 21/23



MORGANITE RESISTORS

POTENZIOMETRI PROFESSIONALI

a carbone - Temperat. d'imp.: $-10^{\circ}\text{C} + 70^{\circ}\text{C}$ - DEF. 5122

Tipo BJ



Lin. D/295
Log. D/295-1

Potenziometro miniatura completamente stagno senza interruttore. Involucro in un unico pezzo in alluminio. Base in materiale fenolico stampato a perfetta tenuta. Categoria umidità H5.

$\varnothing = 20,3$ mm

Perno: $\varnothing 6 \times 60$ mm

Variazioni	Gamma dei valori	Dissipazione		Tensione max di lavoro	Rotazione meccanica
		20 °C	70 °C		
Lineare	500 Ω - 2,5 M Ω	0,5 W	0,25 W	500 Vcc *	283° \pm 3°
Log.	1 k Ω - 2,5 M Ω	0,25 W	0,125 W		

* Attraverso l'elemento resistivo e tra il perno e i terminali.

Tipo LH



Lin. D/296
Log. D/296-1

Potenziometro completamente stagno senza interruttore. Corpo in resina fenolica stampata di alta qualità e di basse perdite. Terminali impermeabili alla polvere ed all'umidità. Categoria umidità H6.

$\varnothing = 24,6$ mm

Perno: $\varnothing 6 \times 60$ mm

Norme RVC1A e RVC2A

Variazioni	Gamma dei valori	Dissipazione		Tensione max di lavoro	Rotazione meccanica
		20 °C	70 °C		
Lineare	500 Ω - 2,5 M Ω	0,5 W	0,25 W	750 Vcc +	268° \pm 3°
Log.	1 k Ω - 2,5 M Ω	0,25 W	0,125 W		

+ Attraverso l'elemento resistivo.

* Tra perno e terminali.

Tipo H



Lin. D/297
Log. D/297-1

Potenziometro completamente stagno senza interruttore. Corpo in resina fenolica stampata di alta qualità e di basse perdite. Terminali a perfetta tenuta impermeabili alla polvere ed all'umidità. Categoria umidità H6.

$\varnothing 39,7$ mm

Perno: $\varnothing 6 \times 60$ mm

Norme RVC3A e RVC4A

Variazioni	Gamma dei valori	Dissipazione		Tensione max di lavoro	Rotazione meccanica
		20 °C	70 °C		
Lineare	500 Ω - 2,5 M Ω	1,5 W	0,75 W	750 Vcc +	266° \pm 3°
Log.	1 k Ω - 2,5 M Ω	0,75 W	0,375 W		

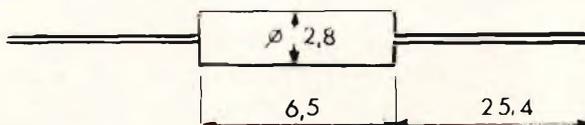
+ Attraverso l'elemento resistivo.

* Tra perno e terminali.

Denominazione del costruttore	Denominazione dei componenti	N. Catalogo G.B.C.
Resistors Type XL	Resistori Miniatura a impasto di carbone tipo isolato	D/30 D/30-1 D/30-2

Impiego

Particolarmente adatti per circuiti transistorizzati in cui lo spazio deve essere economizzato al massimo

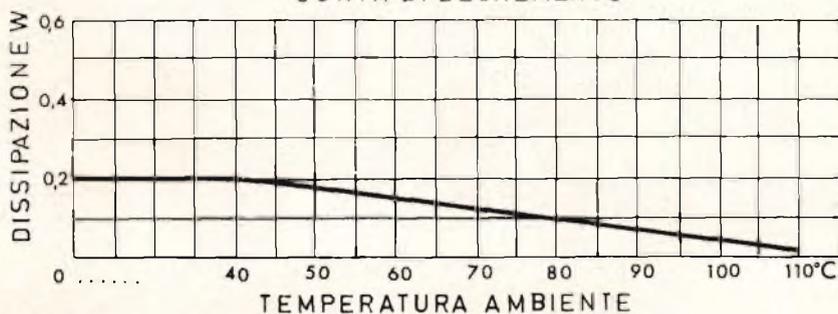


Caratteristiche

Isolamento ottenuto mediante uno strato di lacca.

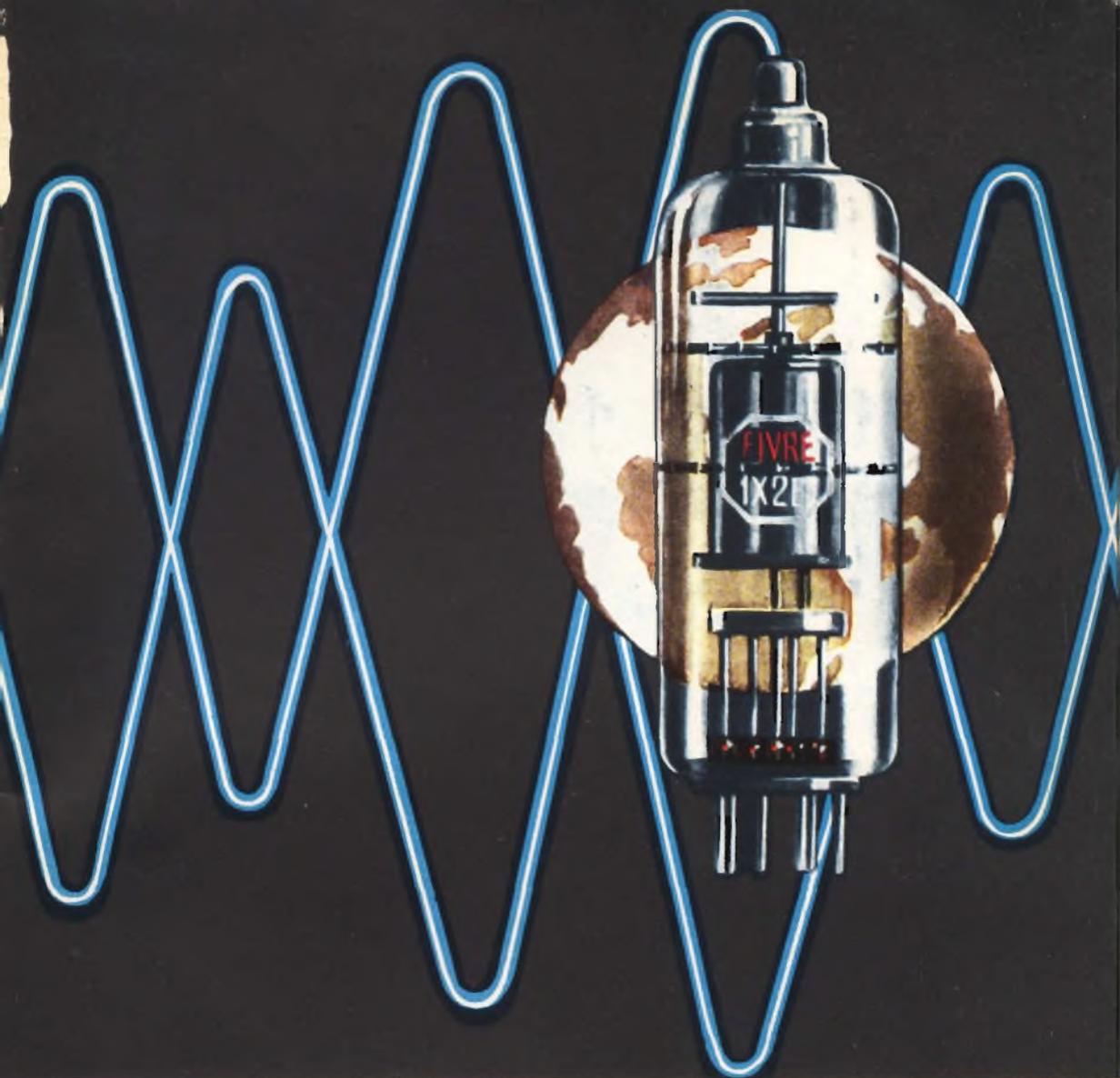
Protezione:	fino a 100 V
Dissipazione a 40° C:	1/5 W
Tensione massima di lavoro:	250 Vcc
Gamma dei valori:	10 Ω - 10 M Ω
Resistenza di isolamento:	> 10 ⁴ M Ω a 85 Vcc
Tolleranza $\pm 5\%$ N. G.B.C.:	D/30
Tolleranza $\pm 10\%$ N. G.B.C.:	D/30-1
Tolleranza $\pm 20\%$ N. G.B.C.:	D/30-2
Valori:	D/30 e D/30-1 - 10 - 12 - 15 - 18 22 - 27 - 33 - 39 - 47 - 56 - 68 - 82 e loro decadi D/30-2 - 10 - 15 - 22 - 33 - 47 - 68 e loro decadi

CURVA DI DECREMENTO



Costruttore

MORGANITE RESISTORS Ltd.
Bede Trading Estate - Jarrow - Co. Durham - England

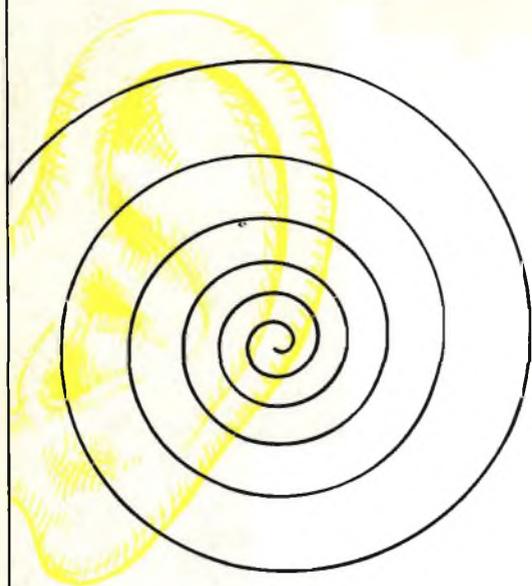


- CINESCOPI
- VALVOLE RICEVENTI PER MA/MF-TV
- VALVOLE PER USO TRASMITTENTE, INDUSTRIALE ED ELETTROMEDICALE
- DIODI AL GERMANIO E AL SILICIO
- TRANSISTOR
- TUBI PER MICROONDE
- QUARZI PIEZOELETTRICI



FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE S.P.A.

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



CHE COSA POTRETE SENTIRE?

La voce dei vostri cari, dei vostri amici. Dialetti di diversi Paesi. Un concerto, oppure il commento alle vostre diapositive filmate. Impressioni "ambientali", reportages, lezioni, conferenze e molte altre cose ancora. Voci e suoni utili, interessanti e divertenti, immutati e fedeli, udibili una, dieci, cento volte, quando volete

R E G I S T R A T I S U



È un prodotto della

BADISCHE ANILIN & SODA - FABRIK AG - 67 LUDWIGSHAFEN AM RHEIN

Tipi e confezioni per ogni impiego, anche di carattere « tecnico » e « professionale », fabbricati su « poliestere » e su « Luvitherm »® il « supporto » che alle doti di eccezionale resistenza, unisce una insuperata duttilità requisito importante nella tecnica della registrazione magnetica, particolarmente a 4 piste.

SASEA - Reparto Nastri Magnetici

MILANO - Via Vincenzo da Seregno, 40/48 - Telefono: 64.55.751